

# کاهش تعداد عناصر کلیدزنی در واحد اینورتر درایو کنترل سرعت پیشنهادی موتور القایی قفس سنجابی دو سیم پیچه

حجت مویدی راد<sup>۱</sup>، محمدعلی شمسى نژاد<sup>۲</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری مهندسی برق، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه قدرت، دانشگاه بیرجند، hojatrad@birjand.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشیار، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه قدرت، دانشگاه بیرجند، mshamsi@birjand.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۵/۱۰/۲۶ ویرایش اول: ۱۳۹۶/۱۰/۱۷ پذیرش: ۱۳۹۶/۱۲/۴

**چکیده:** موتور القایی با تحریک دو گانه، یک موتور القایی قفس سنجابی بدون جاروبک است که دو سیم پیچ سه فاز متعادل مجزا با تعداد قطب نابرابر داشته و به طور معمول توسط دو اینورتر سه فاز مجزا تغذیه می‌شوند. کنترل برداری مستقیم، یک روش کنترلی مناسب برای کنترل درایو موتور القایی قفس سنجابی با تحریک دو گانه است. تخمین شار روتور در این روش کنترلی برای سرعت‌های پایین مشکل است. در این مقاله یک روش کنترل برداری مستقیم مبتنی بر جبران کننده‌ی شار روتور پیشنهاد می‌شود که دستاورد این روش کنترلی، حفظ کارکرد استاندارد درایو این موتور در سرعت‌های پایین است که کاهش تلفات توان واحد اینورتر را نسبت به روش‌های کنترلی مرسوم در پی دارد. شار روتور در روش کنترلی پیشنهادی توسط یک کنترلر تناسبی-انتگرالی جبران می‌شود. ماهیت روش کنترلی پیشنهادی بر اساس کنترل مجزای شار روتور و گشتاور الکترومغناطیسی به ترتیب در راستای محورهای مستقیم ( $d$ ) و متعامد ( $q$ ) است و جبران‌سازی شار روتور از طریق اصلاح شار مرجع روتور انجام می‌شود. همچنین در این مقاله برای اولین بار تعداد عناصر کلیدزنی واحد اینورتر در درایو پیشنهادی این موتور، از طریق استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت پنج ستونه و نه سوئیچه، کاهش می‌یابد. دستاوردهای به کار بردن این ساختارهای پیشنهادی در درایو این موتور، کاهش هزینه‌ی واحد اینورتر و نیز کاهش تلفات توان واحد اینورتر می‌باشند.

**کلمات کلیدی:** اینورتر پنج ستونه، اینورتر نه سوئیچه، درایو موتور القایی، دو سیم پیچه، کنترل برداری.

## Reduction in Number of Switching Elements of the Inverter Unit for the Proposed Dual Stator Winding Squirrel-Cage Induction Motor Speed Control Drive

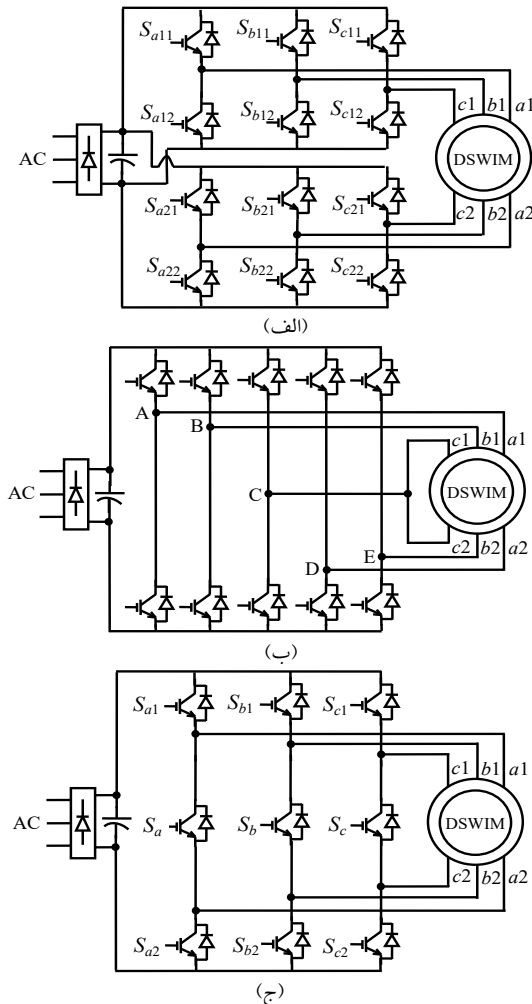
Hojat Moayedirad, Mohammad Ali Shamsi Nejad

**Abstract:** A dual stator winding induction motor (DSWIM) is a brushless squirrel-cage induction motor that contains a stator with two isolated three-phase windings wound with dissimilar number of poles. Generally, each stator winding is fed by an independent three-phase inverter. A direct vector control is a suitable method for controlling the DSWIM drive. In the vector control method, the estimation of the rotor flux is difficult at low speeds. In this paper, a direct vector control is proposed based on the rotor flux compensation. The achievement of this proposed control method is to maintain the standard performance of the motor drive at low speeds to reduce the power loss of the inverter unit compared to the conventional methods. In the proposed control method, the rotor flux is compensated with a PI controller. The proposed control scheme is based on the independent control of the rotor flux and the electromagnetic torque in the direct and orthogonal axes ( $d$  and  $q$ -axis), respectively. The rotor flux is compensated via reformed of the reference rotor flux. Also in this paper, for the first time, the reduction in number of switching elements of the inverter unit for the DSWIM drive can be achieved by utilizing five-leg and nine-switch power electronic converters. The advantages of using these proposed

structures in the DSWIM drive are the reduction of the capital cost and also the reduction of power loss in the inverter unit.

**Keywords:** Dual stator winding, five-leg inverter, induction motor drive, nine-switch inverter, vector control.

در این روش، برای محدوده‌ی سرعت‌های پایین، به دلیل قابل ملاحظه بودن افت ولتاژ روی مقاومت استاتور نسبت به ولتاژ ورودی، تخمین شار مشکل است.



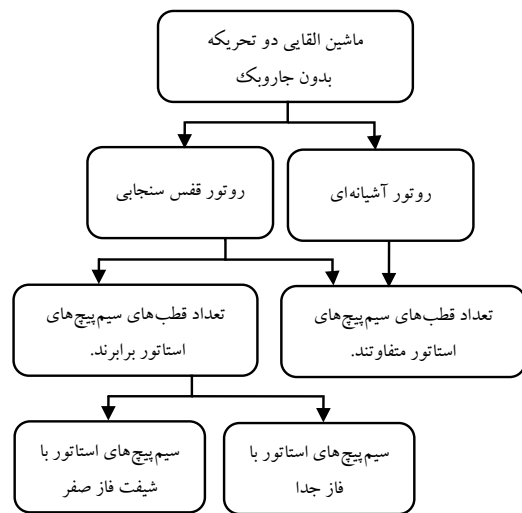
شکل ۲: نمایش شماتیکی درایو پیشنهادی DSWIM: (الف) با دو اینورتر سه فاز، (ب) با اینورتر پنج ستونه و (ج) با اینورتر نه سوییچه

در [۲۱]، برای برطرف کردن مشکل کنترل سرعت موتور در محدوده -ی سرعت پایین از تخمین مقاومت استاتور استفاده شده است. در [۲۲] از روش‌های هوش مصنوعی برای بهبود عملکرد درایو کنترل سرعت موتور القایی استفاده شده، که به بهبود پاسخ حالت دائمی درایو منتهی شده است. ولی با این مدل، در حل مشکل درایو برای سرعت‌های پایین توفیقی حاصل نشده است.

در روش ارائه شده در [۵]، یکی از سیم‌پیچ‌های استاتور DSWIM با فرکانس ثابت دلخواه (معمولاً ۰/۰۵ پرینیت) و سیم‌پیچ دیگر به صورت متغیر تحریک شده‌اند. فرکانس تحریک سیم‌پیچ اول در روش ارائه شده

۱- مقدمه

امروزه درصد قابل توجهی از ماشین‌های الکتریکی AC مورد استفاده در صنعت از نوع ماشین‌های القایی هستند [۱ و ۲]. ماشین‌های القایی دو تحریکه‌ی بدون جاروبک را می‌توان بر اساس نوع سیم‌بندی استاتور و نوع روتور به کار رفته در آن، به صورت چارت شکل (۱) تقسیم‌بندی کرد. موتورهای القایی دو تحریکه‌ی بدون جاروبک، به‌طور معمول دارای دو نوع ساختار روتور قفس سنجایی و روتور آشیانه‌ای<sup>۱</sup> هستند [۳ و ۴]. ماشین مورد مطالعه در مقاله‌ی پیشرو، یک موتور القایی قفس سنجایی دو تحریکه با تعداد قطب‌های نابرابر سیم‌پیچ‌های استاتور (DSWIM)<sup>۲</sup> است [۵]. قطب-های استاتور آن معمولاً به نسبت ۱ به ۳ انتخاب می‌شوند (مانند نسبت ۲:۶ و نیز ۴:۱۲). در مد کاری استاندارد DSWIM، نسبت دو فرکانسی که برای تغذیه‌ی ماشین به کار می‌روند برابر نسبت تعداد قطب‌های استاتور است. بهره‌وری مناسب از DSWIM با این مد کاری حاصل می‌شود [۶]. شکل (۲-الف) یک نمایش شماتیکی ساده از درایو DSWIM را نشان می‌دهد. رفتار DSWIM شبیه دو موتور القایی سه فاز مستقل است. لذا، روش‌های کنترل سرعت موتور القایی سه فاز نیز برای آن صادق است [۵ و ۶].



شکل ۱: طبقه‌بندی ماشین‌های القایی بدون جاروبک با دو سیم‌پیچ تحریک بر اساس نوع روتور و سیم‌پیچ‌های استاتور

از روش‌های کنترل درایو موتور القایی می‌توان به روش‌های کنترل عددی [۵ و ۷]، کنترل مستقیم گشتاور [۸-۱۰] و کنترل برداری [۱۱-۲۰] اشاره کرد. متداول‌ترین روش کنترل سرعت با دقت بالا در موتورهای القایی، کنترل برداری است [۱۴]. در این روش، برخلاف روش کنترل عددی، فاز هم کنترل می‌شود. لذا، شار و گشتاور را می‌توان به‌طور مجزا کنترل کرد.

<sup>۲</sup> Dual Stator Winding Induction Motor (DSWIM)

<sup>۱</sup> Nested loop rotor

پیشنهادی حفظ کارکرد استاندارد درایو DSWIM در سرعت‌های پایین است که بهبود پاسخ زمانی و کاهش تلفات توان در واحد اینورتر را در پی دارد.

۲- ایده‌ی استفاده از اینورترهای پنج‌ستونه و نه‌سوئیچ جهت کنترل درایو DSWIM برای اولین بار توسط این مقاله پیشنهاد می‌شود که دستاوردهای استفاده از این ساختارهای پیشنهادی در درایو DSWIM، کاهش هزینه‌ی واحد اینورتر و نیز کاهش تلفات توان واحد اینورتر می‌باشند.

ساختار ادامه‌ی مقاله بدین شرح است: مدل موتور القایی قفس سنجایی دو سیم‌پیچه در بخش ۲ و مدل مورد استفاده برای جریان شار در بخش ۳ ارائه شده است. کنترل برداری پیشنهادی برای درایو DSWIM مبتنی بر دو اینورتر سه فاز در بخش ۴ تشریح گردیده است. در بخش‌های ۵ و ۶، به ترتیب به کاربرد اینورترهای پنج‌ستونه و نه‌سوئیچ پرداخته می‌شود. در بخش ۷ محاسبات تلفات توان در واحد اینورتر تشریح می‌شود. در بخش ۸، نتایج شبیه‌سازی ارائه و بالاخره مقاله با ارائه‌ی نتیجه‌گیری در بخش ۹ خاتمه می‌یابد.

## ۲- مدل موتور القایی قفس سنجایی دو سیم پیچه

معادلات  $d-q$  ولتاژ ماشین القایی دو تحریک با تعداد قطب نابرابر در قالب فرم مختلط به صورت معادله‌های (۱) و (۲) بیان می‌شوند [۵].

$$V_{qdsi} = r_{si} i_{qdsi} + \rho \lambda_{qdsi} - j \omega \lambda_{qdsi} \quad (1)$$

$$V_{qdri} = r_{ri} i_{qdri} + \rho \lambda_{qdri} - j(\omega - \omega_{ri}) \lambda_{qdri} = 0 \quad (2)$$

که در آن  $i=1$  و  $i=2$  است و به ترتیب برای بیان متغیرهای سیم‌پیچه‌های استاتور  $abc1$  و  $abc2$  هستند.  $\omega$  سرعت چرخش قاب مرجع مشترک  $\omega_{ri}$ ، سرعت الکتریکی روتور،  $V_{qds}$ ،  $V_{qdr}$ ،  $i_{qds}$ ،  $i_{qdr}$  و  $\lambda_{qds}$  به ترتیب ولتاژها، جریان‌ها و شارهای پیوندی استاتور و روتور در محورهای  $d$  و  $q$ ،  $r_s$  و  $r_r$  نیز به ترتیب مقاومت‌های استاتور و روتور  $\rho = d/dt$  می‌باشند. گشتاور الکترومغناطیسی ( $T_{ei}$ ) برای هر سیم‌پیچه استاتور به صورت معادله‌ی (۳) بیان می‌شود.

$$T_{ei} = \frac{3}{2} \frac{P_i}{2} \text{Im}(\lambda_{qdsi} i_{qdsi}^*) \quad (3)$$

که در آن  $P_i$  تعداد قطب‌های سیم‌پیچه‌های  $abc1$  و  $abc2$  است. گشتاور الکترومغناطیسی کل ( $T_e$ ) در DSWIM برابر مجموع گشتاورهای تولیدی هر دو سیم‌پیچه استاتور ( $T_{e1}$  و  $T_{e2}$ ) است که برای آن رابطه‌ی (۴) را خواهیم داشت [۵].

$$T_e = T_{e1} + T_{e2} = \frac{3}{2} \frac{P_1}{2} \text{Im}(\lambda_{qds1} i_{qds1}^*) + \frac{3}{2} \frac{P_2}{2} \text{Im}(\lambda_{qds2} i_{qds2}^*) \quad (4)$$

در [۵] به گونه‌ای تنظیم می‌شود که اگر فرکانس به زیر فرکانس ثابت دلخواه رسید، سیستم کنترلی، آن را به مقدار ثابت  $\omega_{0.5}$  پریونیت می‌رساند. لذا، سیم‌پیچ دوم بر خلاف سیم‌پیچ اول با توجه به سرعت و گشتاور درخواستی قادر به تولید گشتاور مثبت و منفی است. با تحریک اجباری سیم‌پیچ اول در یک فرکانس ثابت دلخواه، دو میدان گردان حاصل از سیم‌پیچ‌ها به صورت غیرهمزمان گردش می‌کنند و موتور از مد کاری استاندارد خارج می‌شود، اما مشکل ردیابی درایو برای سرعت‌های پایین حل می‌شود. روش‌های کنترل برداری ارائه شده در [۱۱ و ۱۲] بر اساس روش پایه‌ی ارائه شده در [۵] هستند که گشتاور تولیدی توسط دو سیم‌پیچ استاتور، به گونه‌ای بین آنها تقسیم می‌شود که سیم‌پیچ اول و یا دومی قادر به تولید گشتاور منفی یا مثبت در سرعت‌های پایین باشد. در [۱۶]، برای بهبود پاسخ زمانی و حل مشکل تخمین شار روتور در درایو موتور القایی سه فاز برای محدوده‌ی سرعت‌های پایین، از یک جبران‌ساز شار روتور استفاده شده است، که به خوبی مشکل تخمین شار روتور در سرعت‌های پایین را برطرف کرده است.

تاکنون در تمامی روش‌های ارائه شده برای درایو DSWIM از دو اینورتر مجزای سه فاز که در مجموع شامل دوازده سوئیچ است، استفاده شده است. با کاهش تعداد ادوات کلیدزنی الکترونیک قدرت می‌توان هزینه را کاهش داد [۲۳]. کاربرد اینورترهای پنج‌ستونه (ده‌سوئیچ) و سه‌ستونه (نه‌سوئیچ) جهت کنترل مجزای دو موتور القایی سه فاز به ترتیب در [۲۷-۲۳] و [۳۱-۲۸] مورد بررسی قرار گرفته‌اند. نمایش شماتیکی پیشنهادی آرایش اینورتر پنج‌ستونه و نه‌سوئیچ برای درایو DSWIM به ترتیب در شکل‌های (۲-ب) و (۲-ج) نشان داده شده است.

نوآوری‌های مقاله‌ی پیشرو به صورت کلی شامل دو دسته است که دسته‌ی دوم نیز خود شامل دو نوآوری است:

۱- در روش کنترلی مرسوم، مشکل کمبود شار روتور توسط تحریک سیم‌پیچ استاتور با فرکانس بیشتر برطرف می‌شود. در واقع در روش مرسوم از ظرفیت آزاد سیم‌پیچه‌های استاتور DSWIM کمک گرفته می‌شود. اما در مقاله‌ی پیشرو، یک روش کنترل برداری مستقیم بر اساس تکنیک ایده‌ی جبران شار روتور پیشنهاد می‌شود که در سرعت‌های پایین موتور، باعث می‌شود نسبت فرکانسی که برای تحریک دو سیم‌پیچ استاتور به کار می‌رود برابر نسبت بین قطب‌های سیم‌پیچه‌های استاتور باشد. روش کنترلی پیشنهادی باعث تولید مناسب گشتاورهای الکترومغناطیسی در هر دو سیم‌پیچ استاتور می‌شود. در روش کنترلی پیشنهادی، برخلاف روش کنترلی مرسوم، کمبود شار روتور از طریق یک تکنیک کنترلی جبران می‌شود. در این مقاله، شارهای روتور ناشی از سیم‌پیچه‌های سه فاز اول و دوم استاتور توسط دو کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انترگالی مجزا و از طریق تصحیح شار مرجع روتور جبران می‌شوند. ماهیت روش کنترلی پیشنهادی بر اساس کنترل مجزای شار روتور و گشتاور الکترومغناطیسی به ترتیب در راستای محورهای مستقیم ( $d$ ) و متعامد ( $q$ ) است. دستاورد روش کنترلی

### ۳- مدل مورد استفاده برای جبران شار روتور

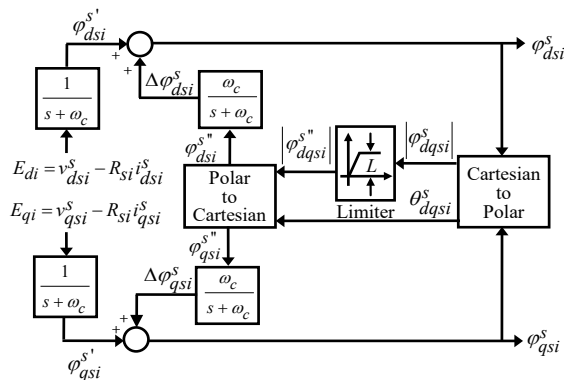
روش کنترل برداری مستقیم، وابسته به تخمین بردارهای واحد و شار روتور است. شار تخمینی روتور، متناسب با اختلاف بین ولتاژ استاتور و افت ولتاژ روی مقاومت استاتور است. در سرعت‌های بالا  $V_s \geq R_s i_s$  است و لذا شار روتور به تغییرات این افت ولتاژ، وابستگی کمتری دارد. اما در سرعت‌های پایین افت ولتاژ روی مقاومت استاتور در مقایسه با ولتاژ ورودی استاتور، قابل ملاحظه است. لذا، شار روتور با تغییرات افت ولتاژ روی مقاومت استاتور، به صورت پایدار کنترل نمی‌شود و در نهایت با توجه به رابطه‌ی (۴) سیستم کنترلی قادر به کمینه کردن کردن خطای گشتاور نیست. لذا، عملکرد کنترل‌کننده‌های سیستم کنترلی درایو با مشکل مواجه می‌شوند. برای جبران این تغییرات، از یک جبران‌کننده‌ی شار روتور استفاده می‌شود [۱۶]. در این جبران‌کننده، شار روتور تحت مؤلفه‌ی دیگری که خطای گشتاور است، توسط یک کنترل‌کننده‌ی PI جبران می‌شود. در واقع هدف اصلی در درایو کنترل سرعت  $\Delta T_e \rightarrow 0$  و از آنجا  $\Delta \omega_e \rightarrow 0$  است.

برای سرعت‌های پایین،  $\phi_{ri} \neq \hat{\phi}_{ri}$  است. برای جبران شار مرجع اصلی  $(\phi_{ri}^*)$  از مؤلفه‌ی  $\Delta \phi_{ri}^*$  استفاده می‌شود. این مؤلفه توسط جبران‌کننده-ی شار تولید می‌شود و شار مرجع اصلی را به صورت  $\phi_{ri}^* = \hat{\phi}_{ri} + \Delta \phi_{ri}$  تنظیم می‌کند.

طبق معادله‌های (۸) و (۹)، شار استاتور در سیستم کنترلی درایو DSWIM به‌طور مستقیم با انتگرال‌گیری از نیروی محرکه‌ی الکتریکی حاصل می‌شود. انتگرال‌گیر خالص مشکلات آفست DC و اشباع را به‌همراه دارد که برای حل این مشکل از الگوریتمی مبتنی بر روش ارائه شده در [۳۳] که در شکل (۵) نشان داده شده است، استفاده می‌شود.

$$\phi_{dsi}^s = \int (v_{dsi}^s - R_{si} i_{dsi}^s) dt \quad (۸)$$

$$\phi_{qsi}^s = \int (v_{qsi}^s - R_{si} i_{qsi}^s) dt \quad (۹)$$



شکل ۵: نمایش شماتیکی الگوریتم پیشنهادی بر اساس روش ارائه شده در [۳۳]، برای حل مشکل آفست DC در درایو DSWIM

برای جلوگیری از اشباع انتگرال‌گیر خالص، از یک محدود کننده می‌توان استفاده کرد. همان‌طور که در [۳۳] نشان داده شده است، برای

سرعت‌های الکتریکی  $\omega_{r1}$  و  $\omega_{r2}$  بر حسب سرعت مکانیکی روتور  $(\omega_r)$  نیز به‌صورت رابطه‌های (۵) و (۶) تعریف می‌شوند [۱۲].

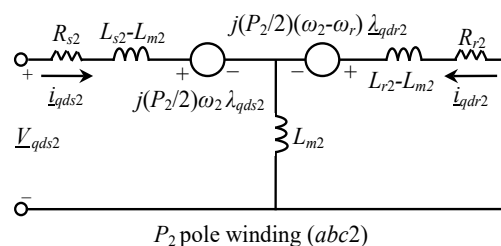
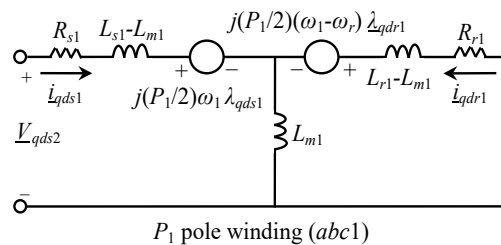
$$\omega_{r1} = \frac{P_1}{2} \omega_r \quad (۵)$$

$$\omega_{r2} = \frac{P_2}{2} \omega_r \quad (۶)$$

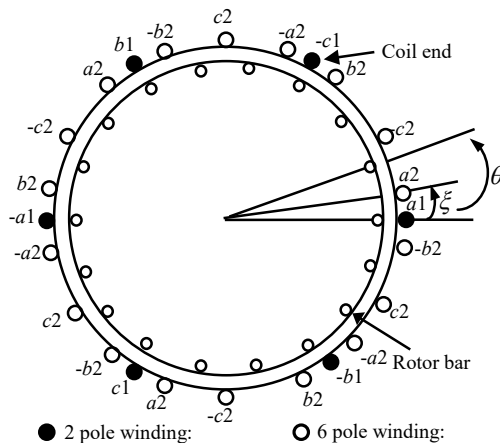
معادله‌ی مکانیکی ماشین بصورت معادله‌ی (۷) بیان می‌شود.

$$p\omega_r = \frac{K_{e1}}{J} (\lambda_{dr1} I_{qs1} - \lambda_{qr1} I_{ds1}) + \frac{K_{e2}}{J} (\lambda_{dr2} I_{qs2} - \lambda_{qr2} I_{ds2}) - \frac{T_L}{J} \quad (۷)$$

که در آن  $K_{e2} = (3P_2/4)(L_{m2}/L_{r2})$ ،  $K_{e1} = (3P_1/4)(L_{m1}/L_{r1})$ ،  $J$  ضریب اینرسی و  $T_L$  گشتاور بار است. مدار معادل  $d-q$ ی DSWIM در شکل (۳) نشان داده شده است که در آن  $L_r$  و  $L_s$  به ترتیب اندوکتانس‌های استاتور و روتور و  $L_m$  اندوکتانس مغناطیس‌کننده است. نمایی از توزیع سیم‌پیچی DSWIM با نسبت قطب  $P_1:P_2$  در شکل (۴) نشان داده شده است [۵]. در این مقاله، نام  $abc1$  برای سیم‌پیچ استاتور با تعداد قطب کم و  $abc2$  برای سیم‌پیچ با تعداد قطب بیشتر به کار می‌رود.



شکل ۳: مدار معادل  $d$  و  $q$ ی DSWIM [۵]



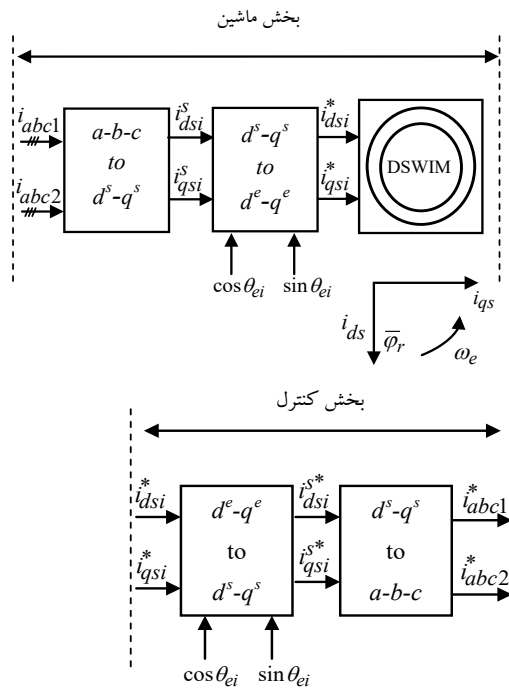
شکل ۴: توزیع سیم‌پیچی در DSWIM [۵]

**۴- کنترل برداری پیشنهادی موتور القایی قفس سنجایی دو سیم پیچه با استفاده از دو اینورتر سه فاز**

نمایش شماتیکی روش کنترل برداری درایو DSWIM در شکل (۶) نشان داده شده است، که به کمک آن می توان ساختار کنترل را بر اساس مدل ماشین تشریح کرد. معادله های (۱۵) - (۲۳) برای تولید سیگنال های برگشتی، مورد استفاده قرار گرفته اند [۵] و [۳۴].

$$\varphi_{qdm}^s = \varphi_{qdsi}^s - L_{lsi} i_{qdsi}^s \quad (15)$$

$$\varphi_{dri}^s = (L_{ri} / L_{mi}) \varphi_{dmi}^s - L_{lri} i_{dri}^s \quad (16)$$



شکل ۶: نمایش شماتیکی کنترل برداری DSWIM

$$\varphi_{qri}^s = (L_{ri} / L_{mi}) \varphi_{qmi}^s - L_{lri} i_{qri}^s \quad (17)$$

$$T_{ei} = (3P_i / 4) (\varphi_{dqi}^s i_{qsi}^s - \varphi_{qsi}^s i_{dqi}^s) \quad (18)$$

$$\varphi_{ri} = \sqrt{(\varphi_{qri}^s)^2 + (\varphi_{dri}^s)^2} \quad (19)$$

$$\cos \theta_{ei} = \varphi_{dri}^s / \varphi_{ri} \quad (20)$$

$$\sin \theta_{ei} = \varphi_{qri}^s / \varphi_{ri} \quad (21)$$

$$\varphi_{dri}^s = L_{mi} i_{dri}^s + L_{lri} i_{dri}^s \quad (22)$$

$$\varphi_{qri}^s = L_{mi} i_{qri}^s + L_{lri} i_{qri}^s \quad (23)$$

که  $\varphi_{dri}^s$ ،  $\varphi_{qri}^s$ ،  $\varphi_{dri}^s$  و  $\varphi_{qri}^s$  به ترتیب شارهای استاتور و روتور در

محورهای مستقیم و متعامد،  $L_{lri}$  اندوکتانس نشتی استاتور،  $L_{lri}$

جلوگیری از اعوجاج خروجی انتگرالگیر بهتر است سیگنالی با ماهیت dc محدود شود. با توجه به اینکه شار روتور در موتور القایی شامل دو مؤلفه ی  $d$  و  $q$  است به راحتی می توان با تبدیل فرم دکارتی به قطبی به جای محدود کردن سیگنال متناوب  $\varphi_{dqi}^s$ ، مقدار اندازه ی آن  $(|\varphi_{dqi}^s|)$  را توسط یک محدودکننده، محدود کرد و بعد از محدود کردن، آن را به فرم دکارتی تبدیل کرد. این عمل، موجب حذف اعوجاج غیرخطی خروجی انتگرالگیر می شود [۳۳]. هر یک از دو خروجی این الگوریتم انتگرالگیر همان طور که در رابطه ی (۱۰) نشان داده شده است شامل دو مؤلفه ی پیشخور و پسخور است که مؤلفه ی پسخور نیز طبق رابطه ی (۱۱) تعریف می شود.

$$\varphi_{dqi}^s = \frac{1}{s + \omega_c} (v_{dqi}^s - R_{si} i_{dqi}^s) + \Delta \varphi_{dqi}^s \quad (10)$$

$$\Delta \varphi_{dqi}^s = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \varphi_{dqi}^{s''} \quad (11)$$

اگر در الگوریتم شکل (۵) محدودکننده وجود نداشته باشد آنگاه  $\varphi_{dqi}^s$  برابر  $\varphi_{dqi}^{s''}$  خواهد شد و با جایگذاری آن در رابطه ی (۱۱) و سپس با جایگذاری  $\Delta \varphi_{dqi}^s$  در رابطه ی (۱۰)، رابطه ی (۱۲) بدست خواهد آمد که رفتار یک انتگرالگیر خالص است.

$$\varphi_{dqi}^s = \frac{1}{s} \varphi_{dqi}^{s'} \quad (12)$$

با حضور محدودکننده در الگوریتم، اگر  $|\varphi_{dqi}^{s''}| = L \leq |\varphi_{dqi}^s|$  باشد، آنگاه برای ناحیه اشباع، خروجی الگوریتم انتگرالگیر  $(\varphi_{dqi}^s)$  به صورت رابطه ی (۱۳) خواهد شد. اگر در ورودی الگوریتم انتگرالگیر، یک سیگنال dc با مقدار  $E_{dqi(dc)}$  وجود داشته باشد، آنگاه خروجی الگوریتم انتگرالگیر بصورت رابطه ی (۱۴) است و این رابطه نشان می دهد که خروجی الگوریتم انتگرالگیر در حضور سیگنال dc و اگر انمی شود. با توجه به ثابت بودن شار مرجع در سیستم کنترلی مقدار  $L$  برابر شار مرجع روتور تعریف می شود.

$$\varphi_{dqi}^s = \frac{1}{s + \omega_c} (v_{dqi}^s - R_{si} i_{dqi}^s) + \varphi_{dqi}^{s''(L)} \quad (13)$$

$$\varphi_{dqi}^s(dc) = \frac{1}{\omega_c} E_{dqi}(dc) + L \quad (14)$$

که  $\varphi_{dqi}^{s''(L)}$  خروجی بلوک اشباع است. دستاورد روش کنترلی پیشنهادی در مجموع حفظ کارکرد استاندارد درایو DSWIM در سرعت های پایین است که کاهش تلفات توان در واحد اینورتر را در پی دارد. همچنین در روش کنترلی پیشنهادی با توجه به جبران کردن شار روتور، بهبود پاسخ زمانی سیستم کنترلی را خواهیم داشت که در بخش نتایج شبیه سازی این ویژگی نشان داده می شود.

نمایش شماتیکی درایو پیشنهادی کنترل سرعت موتور القایی در شکل (۸) نشان داده شده است. که در آن  $K_1$  ضریب تقسیم گشتاور،  $K_2$  ضریب شار و  $\varepsilon$  اختلاف بین سیگنال مرجع تولیدی و سیگنال واقعی است. پالس‌های مورد نیاز جهت کلیدزنی IGBT ها در تمام مدل‌های پیشنهادی، بر اساس مدل ارائه شده در [۳۵] تولید می‌شوند. اساس روش کنترل درایو DSWIM بر پایه‌ی کنترل برداری مستقیم مدل ولتاژ است. در سیستم کنترلی درایو پیشنهادی DSWIM، گشتاور کل به صورت  $T_e = T_{e1} + T_{e2} = |T_{e1}| + |T_{e2}|$  و در روش مرسوم درایو DSWIM به صورت  $T_e = T_{e1} + T_{e2} \neq |T_{e1}| + |T_{e2}|$  است.

۴-۱ تخمین سیگنال‌های برگشتی توسط مدل ولتاژ

روش کنترل برداری مستقیم مدل ولتاژ، بر اساس تولید سیگنال‌های بردار واحد از روی شار روتور عمل می‌کند. شار روتور، گشتاور الکترومغناطیسی، سیگنال‌های  $\sin \omega_e t$  و  $\cos \omega_e t$  برای سیم‌پیچ  $abc1$  به صورت شکل (۹) تخمین زده می‌شوند [۳۴]. برای سیم‌پیچ  $abc2$  نیز سیگنال‌های مورد نیاز در سیستم کنترلی درایو، مشابه شکل (۹) تخمین زده می‌شوند.

۵- کنترل برداری پیشنهادی موتور القایی قفس سنجایی دو سیم‌پیچه با استفاده از اینورتر ده سوئیچه

شماتیکی از درایو DSWIM مبتنی بر اینورتر ده سوئیچه در شکل (۲۰) نشان داده شده است. این اینورتر به پنج سیگنال مرجع  $(v_j(t))$  که  $j=A, B, C, D, E$  است، برای تولید فرمان‌های کلیدزنی نیاز دارد. از هر سیم‌پیچ سه فاز، سه سیگنال مرجع در دسترس است که در مجموع، شش سیگنال وجود خواهد داشت. در [۲۳]، برای کاهش تعداد سیگنال‌های مرجع از شش به پنج، روشی طبق رابطه‌ی (۲۸) ارائه شده است.

$$v_i(t) = v_i^*(t) + v_{no}(t) \tag{28}$$

که در آن  $v_{no}(t)$  سیگنال توالی صفر،  $i=a, b, c$  و  $v_i^*(t)$  سیگنال مرجع اصلی هستند. در روش پیشنهادی [۲۳]، سیگنال فاز سوم هر یک از سیم‌پیچ‌ها  $(v_{e2}(t))$  و  $(v_{c1}(t))$ ، به سیگنال فازهای سیم‌پیچ دیگر  $(v_k(t))$  که  $k=a1, b1, a2, b2$  است، اضافه می‌شوند. مزیت سیگنال توالی صفر در این است که در ولتاژهای خط به خط ظاهر نمی‌شود [۲۳].

$$\begin{aligned} v_A(t) &= v_{a1}(t) + v_{c2}(t), & v_B(t) &= v_{b1}(t) + v_{c2}(t), \\ v_C(t) &= v_{c1}(t) + v_{c2}(t), & v_D(t) &= v_{a2}(t) + v_{c1}(t), \\ v_E(t) &= v_{b2}(t) + v_{c1}(t) \end{aligned} \tag{29}$$

اندوکتانس ناشی روتور و نیز  $\varphi_{qmi}^s$  و  $\varphi_{dmi}^s$  به ترتیب شارهای فاصله هوایی در محورهای مستقیم و متعامد هستند.

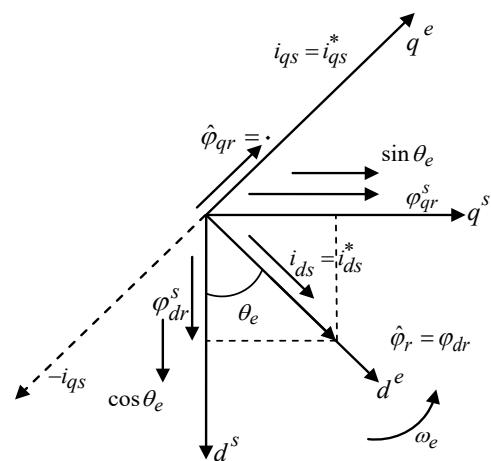
برای موتور القایی محورهای  $d^e-q^e$  و  $d^s-q^s$  به صورت فازوری در شکل (۷) نشان داده شده‌اند [۳۴]. با توجه به دیاگرام فازوری شکل (۷)، می‌توان معادلات (۱۹)–(۲۱) را تعریف کرد. در کنترل برداری ماشین القایی یک سیستم سنکرون تعریف می‌شود که باعث می‌شود متغیرهای سینوسی موتور به صورت مقادیر dc ظاهر شوند. جریان‌های  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$  به ترتیب مؤلفه‌های جریان استاتور در محورهای  $d^e$  و  $q^e$  هستند که با سرعت سنکرون در حال گردش هستند. زاویه بین محورهای  $d$  و  $q$  نود درجه است که باعث می‌شود متغیرهای  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$  مستقل از یکدیگر کنترل شوند و هر یک از آنها را می‌توان به صورت مجزا تغییر داد. شار روتور و گشتاور الکترومغناطیسی به ترتیب با تغییر  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$  به صورت مستقل از هم کنترل می‌شوند.

پارامترهای اصلی کنترل یعنی  $i_{dsi}^*$  و  $i_{qsi}^*$ ، که مقادیری dc هستند، به ترتیب به کمک سیگنال‌های خطای شار روتور و خطای گشتاور الکترومغناطیسی و توسط کنترلرهای PI تولید می‌شوند. سپس پارامترهای کنترلی توسط سیگنال‌های  $\sin \omega_e t$  و  $\cos \omega_e t$  به سیگنال‌های متناظر در سیستم مرجع ساکن تبدیل می‌شوند. در گام بعدی، این سیگنال‌ها بر اساس رابطه‌ی  $i_c = -(i_a + i_b)$  و رابطه‌های (۲۴)–(۲۷) به سیگنال‌های فرمان سه فاز اینورتر تبدیل می‌شوند [۳۴].

$$i_{qs}^s = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c = i_a \tag{24}$$

$$i_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \tag{25}$$

$$v_{qs}^s = \frac{1}{3}(v_{ab} + v_{ac}) \tag{26}$$



شکل ۷: نمایش برداری مؤلفه‌های  $d^e-q^e$  و  $d^s-q^s$  [۳۴]

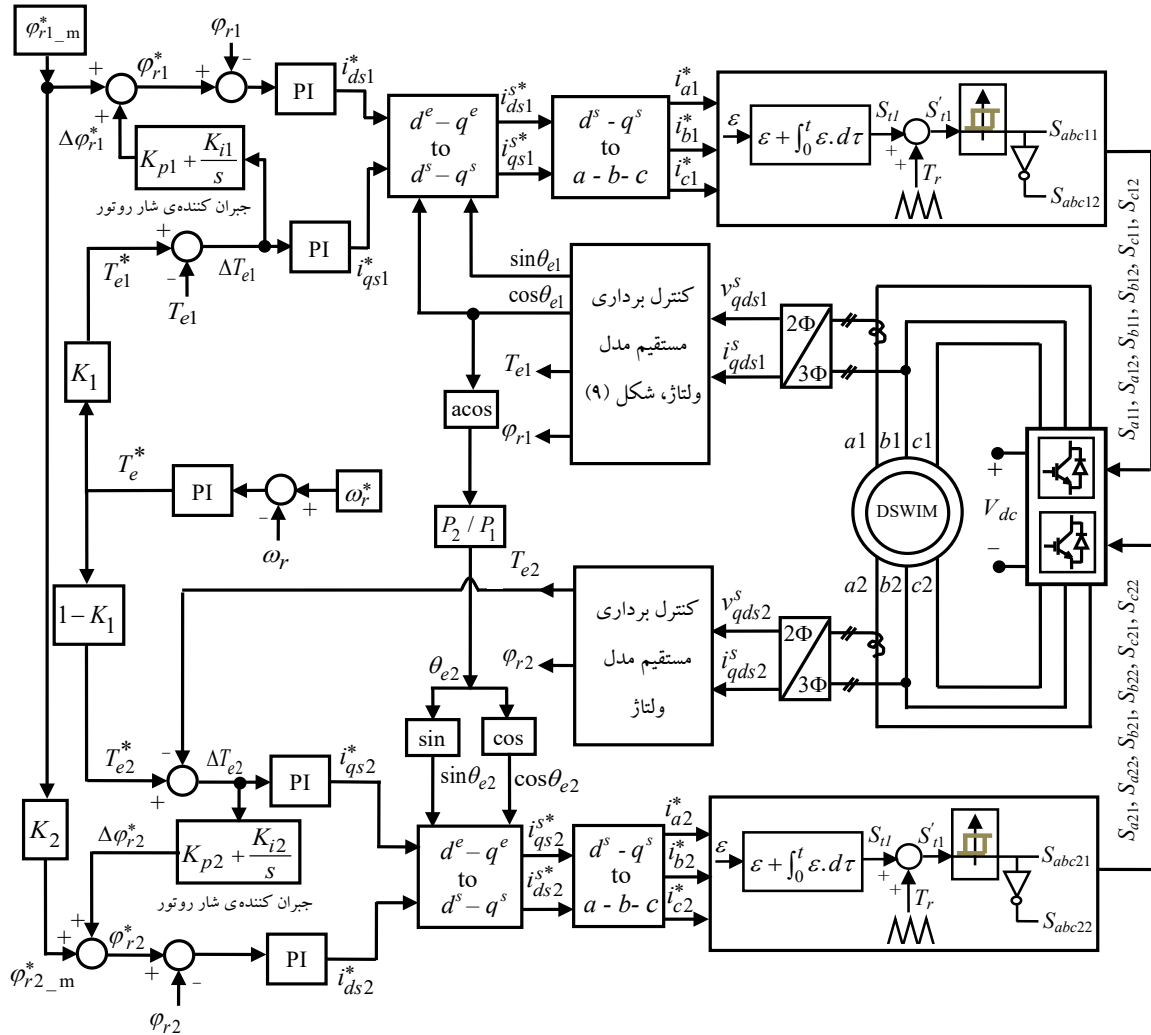
$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bc} \tag{27}$$

### ۶- کنترل برداری پیشنهادی موتور القایی قفس

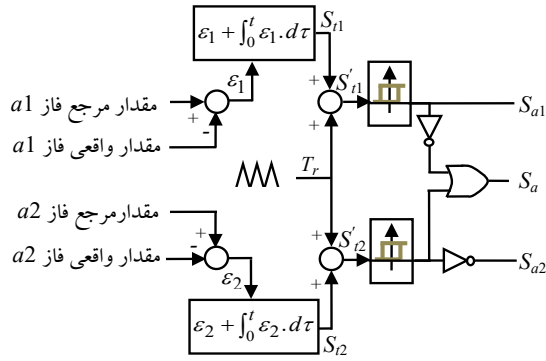
#### سنجایی دو سیم پیچه با استفاده از اینورتر سه سیم پیچه

نوع دیگری از اینورترهای نسل جدید که قادر به کنترل دو سیستم سه فاز مستقل هستند، اینورتر سه ستونه است که در هر سه ستون (بازو) آن سه کلید الکترونیک قدرت به صورت سری به کار رفته است. این اینورتر در مجموع دارای نه سوییچ است و به اینورتر سه سیم پیچه معروف است [۳۱-۳۰]

۲۸]. نمایش شماتیکی درایو DSWIM مبتنی بر اینورتر سه سیم پیچه در شکل (۲-ج) نشان داده شده است. این ساختار شامل دو اینورتر سه فاز است که دارای سه کلید مشترک  $S_a, S_b, S_c$  است. سه کلید قسمت بالای شکل (۲-ج) شامل  $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$  را به همراه سه کلید مشترک، اینورتر شماره (۱) می نامند.



شکل ۸: نمایش شماتیکی سیستم کنترلی پیشنهادی درایو DSWIM با دو اینورتر سه فاز



شکل ۱۰: تولید فرامین کلیدزنی برای ستون اول اینورتر نه سوئیچ

به حداقل رساندن تلفات توان واحد اینورتر با حداقل هزینه، جهت افزایش بهره‌وری بیشتر انرژی، اهمیت دارد. ترانزیستورهای با گیت عایق شده<sup>۱</sup> پرکاربردترین عنصر در واحد اینورتر محرکه‌های الکتریکی هستند. قابلیت اطمینان IGBT ها به مدیریت حرارت عناصر به کار رفته در آن وابسته است. لذا، توجه به تلفات توان واحد اینورتر، اهمیت بالایی در افزایش راندمان کاری و قابلیت اطمینان آن دارد. تلفات IGBT/Diode شامل دو بخش تلفات IGBT و دیود است. که هر بخش از تلفات توان، شامل تلفات کلیدزنی ( $P_{sw}$ ) و تلفات هدایتی ( $P_C$ ) است. تلفات کلیدزنی شامل تلفات روشن و خاموش شدن کلید است. تلفات انرژی هدایتی برای IGBT و دیود به ترتیب به صورت رابطه‌های (۳۰)–(۳۲) تعریف می‌شوند [۳۸].

$$E_{CT\_loss}(k) = \int_{T_{on}(k)} V_{ce}(t).i_c(t).dt \quad (30)$$

$$V_{ce}(t) = f(i_c(k), T_j(k)) \quad (31)$$

$$E_{CD\_loss}(k) = \int_{T_{on}(k)} V_D(t).i_D(t).dt \quad (32)$$

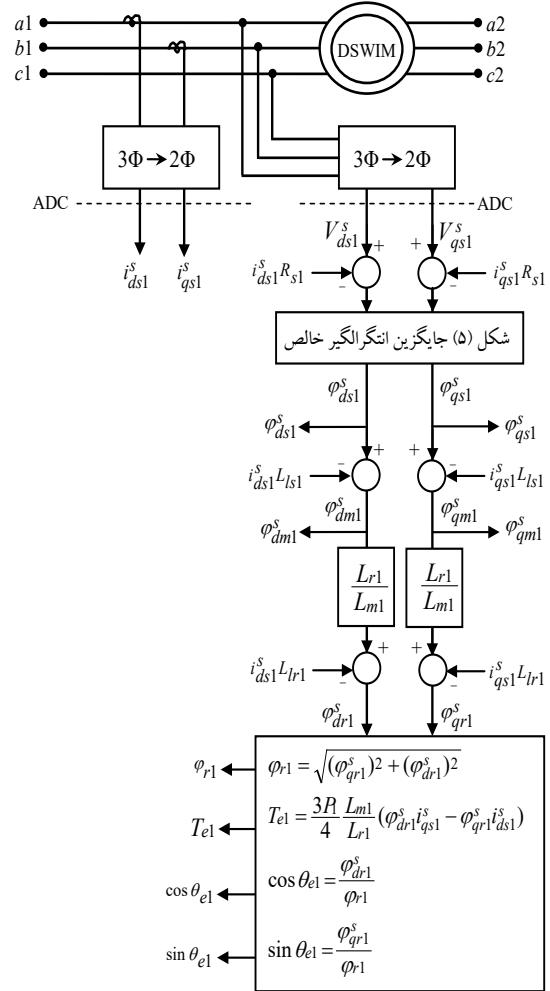
که  $E_{CD\_loss}$  و  $E_{CT\_loss}$  به ترتیب تلفات انرژی هدایتی IGBT و دیود،  $V_{ce}$  ولتاژ اشباع مستقیم<sup>۲</sup>،  $V_D$  ولتاژ آستانه هدایت،  $i_c$  جریان کلکتور،  $k$  شماره‌ی کلید و  $T_{on}(k)$  دوره‌ی تناوب زمان روشن بودن کلید است. تلفات انرژی کلیدزنی IGBT نیز به صورت تابعی از جریان و دمای پیوندی ( $T_j$ )، به صورت رابطه‌های (۳۳) و (۳۴) تعریف می‌شوند. تلفات انرژی کلیدزنی کل، طبق رابطه‌ی (۳۵) بیان می‌شود.

$$E_{sw\_on}(k) = f_{sw-on}(i_c(k), T_j(k)) \quad (33)$$

$$E_{sw\_off}(k) = f_{sw-off}(i_c(k), T_j(k)) \quad (34)$$

$$E_{sw}(k) = f_{sw-on}(k) + f_{sw-off}(k) \quad (35)$$

تلفات کلیدزنی دیود بر اساس انرژی بازگشتی<sup>۳</sup> ( $E_r$ ) به صورت رابطه‌ی (۳۶) بیان می‌شود [۳۹]. متوسط تلفات توان کلیدزنی کل



شکل ۹: نمایش شماتیکی تخمین سیگنال‌های برگشتی مدل ولتاژ برای سیم-پیچ abc1 در درایو DSWIM

سه کلید قسمت پایین شکل (۲-ج) شامل  $S_{a2}$ ،  $S_{b2}$  و  $S_{c2}$  را به همراه سه کلید مشترک، اینورتر شماره (۲) می‌نامند. عملکرد این کلیدها به گونه‌ای است که اگر کلید بسته باشد، مقدار آن عدد یک و اگر باز باشد مقدار آن صفر خواهد بود. برای اجتناب از اتصال کوتاه شدن منبع ورودی باید در همه‌ی حالت‌ها در هر ستون یکی از کلیدها خاموش باشد. لذا، بر اساس اطلاعات فازهای مشابه هر یک از سیم‌پیچ‌های سه فاز، فرامین کلیدزنی هر بازو طبق شکل (۱۰) تولید می‌شود. در این شکل فرامین کلیدزنی ستون اول اینورتر نه سوئیچ که در شکل (۲-ج) آمده است، بر اساس فازهای  $a1$  و  $a2$  تعیین شده است. فرامین کلیدزنی دو ستون دیگر نیز به صورت مشابه، تولید می‌شوند.

## ۲- تلفات توان در واحد اینورتر

اینورترها نقش اساسی جهت کنترل توان در سیستم‌های الکتریکی مانند درایوهای صنعتی دارند [۳۶]. در سرعت‌های پایین، تلفات هسته‌ی موتور چشم‌گیر نیست [۳۷].

<sup>۲</sup> Diode recovery energy ( $E_r$ )

<sup>۱</sup> Insulated-gate bipolar transistor (IGBT)

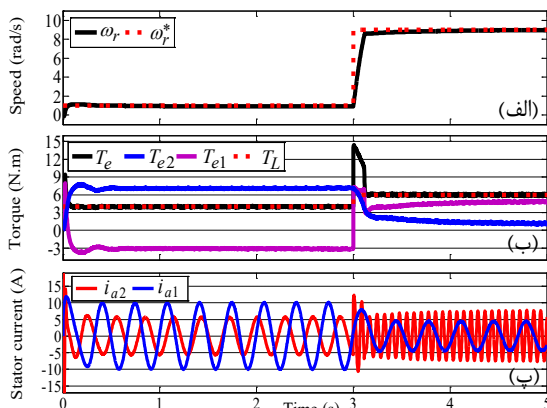
<sup>۳</sup> Forward saturation voltage



مجموع جبری گشتاور تولیدی توسط دو سیم پیچ  $abc1$  و  $abc2$  برابر گشتاور درخواستی باشد. در شبیه سازی انجام شده برای روش مرسوم، فرکانس تحریک سیم پیچ اول ثابت در نظر گرفته می شود. شکل (۱۱) رفتار سیستم کنترلی مرسوم درایو DSWIM را به یک فرمان پله ای نشان می دهد. در ثانیه ۳، فرمان های سرعت از  $1 \text{ rad/s}$  به  $9 \text{ rad/s}$  و به ترتیب با گشتاورهای بار  $4 \text{ N.m}$  و  $6 \text{ N.m}$  تغییر کرده است. سیستم کنترلی مرسوم درایو، سرعت های مرجع پایین را در حالت ماندگار به خوبی ردیابی کرده است. شکل (۱۱-ب) پروفایل گشتاور تولیدی توسط سیم پیچ های  $abc1$  و  $abc2$  و نیز گشتاور تولیدی کل را که از مجموع این دو گشتاور حاصل می شود، نشان می دهد. در ثانیه ۳، مد کاری سیم پیچ دوم از ژنراتوری به موتوری تغییر کرده است. جریان های مربوط به فاز  $a1$  و  $a2$  نیز در شکل (۱۱-پ) نشان داده شده است.

### ۸-۲ نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی ۱

شکل (۱۲) رفتار سیستم کنترلی درایو پیشنهادی DSWIM مبتنی بر دو اینورتر سه فاز را به ترتیب در پاسخ به فرمان های سرعت  $1 \text{ rad/s}$  و  $9 \text{ rad/s}$  و به ترتیب با گشتاورهای بار  $4 \text{ N.m}$  و  $6 \text{ N.m}$  نشان می دهد. سیستم کنترلی درایو پیشنهادی ۱، سرعت های مرجع را در حالت ماندگار به خوبی روش مرسوم ردیابی کرده است. شکل (۱۲-ب) پروفایل گشتاور تولیدی توسط سیم پیچ های  $abc1$  و  $abc2$  و نیز گشتاور کل تولیدی را که از مجموع این دو گشتاور حاصل می شود، نشان می دهد. هر یک از گشتاورهای تولیدی سیم پیچ های استاتور در صدی از گشتاور تولیدی کل را تشکیل می دهند که مجموع درصد آنها از ۱۰۰ تجاوز نمی کند. این نکته، ویژگی مهم مد استاندارد کاری این موتور است. متناسب با گشتاور تولیدی توسط هر یک از سیم پیچ ها، جریان های مربوط به فاز  $a1$  و  $a2$  در شکل (۱۲-ت) نشان داده شده است. شکل (۱۲-ث) مقدار مولفه های  $d$  و  $q$  شار روتور را نشان می دهد.



شکل ۱۱: نتایج شبیه سازی روش مرسوم در پاسخ به فرمان سرعت  $1 \text{ rad/s}$  و  $9 \text{ rad/s}$  و به ترتیب با گشتاورهای بار  $4 \text{ N.m}$  و  $6 \text{ N.m}$ . (الف) پروفایل سرعت روتور، (ب) پروفایل گشتاور، (پ) جریان فاز  $a1$  سیم پیچ  $abc1$  و جریان فاز  $a2$  سیم پیچ  $abc2$

$(P_{sw\_ave}(k))$  نیز طبق رابطه (۳۷) بدست می آید. تلفات توان کل از مجموع تلفات هدایتی و کلیدزنی طبق رابطه (۳۸) بدست می آید.

$$E_{rr}(k) = f(i_c(k), T_j(k)) \quad (36)$$

$$P_{sw\_ave}(k) = \frac{1}{T_{sw}} E_{sw}(k) \quad (37)$$

$$P_{ave\_loss}(k) = P_{sw\_ave}(k) + P_{cond\_ave}(k) \quad (38)$$

در یک اینورتر سه فاز، جریان های IGBT و دیود بر اساس وضعیت روشن و یا خاموش بودن کلیدها طبق رابطه های (۳۹) و (۴۰) تعیین می شوند [۳۸].

$$\begin{bmatrix} i_{T1} \\ i_{T2} \\ i_{T3} \\ i_{T4} \\ i_{T5} \\ i_{T6} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1+\text{sign})S_1 & 0 & 0 \\ 0 & (1+\text{sign})S_2 & 0 \\ 0 & 0 & (1+\text{sign})S_3 \\ (1-\text{sign})S_4 & 0 & 0 \\ 0 & (1-\text{sign})S_5 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\text{sign})S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} i_{D1} \\ i_{D2} \\ i_{D3} \\ i_{D4} \\ i_{D5} \\ i_{D6} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1-\text{sign})S_1 & 0 & 0 \\ 0 & (1-\text{sign})S_2 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\text{sign})S_3 \\ (1+\text{sign})S_4 & 0 & 0 \\ 0 & (1+\text{sign})S_5 & 0 \\ 0 & 0 & (1+\text{sign})S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (40)$$

که  $i$  شماره ی کلیدها  $D_i$ ،  $(i=1, 2, \dots, 6)$  و  $T_i$  به ترتیب دیود معکوس موازی نام و IGBT نام و نیز  $S_i$  کلید نام هستند. اگر کلید روشن باشد مقدار  $S_i$  برابر یک و اگر خاموش باشد مقدار آن برابر صفر است.

### ۸- نتایج شبیه سازی

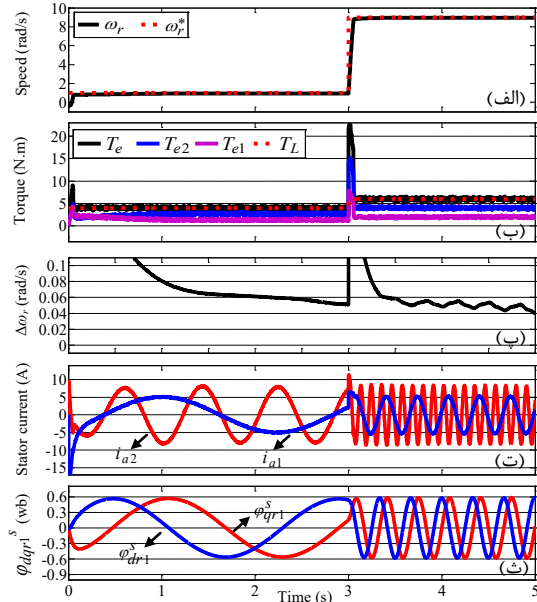
شبیه سازی در محیط نرم افزار متلب و بر روی یک DSWIM مشخصات ذکر شده در جدول (۱) که در پیوست (الف) آمده است، انجام گرفته است [۶]. پارامترهای استفاده شده برای IGBT/Diode ها از مدل BSM50GB60DLC انتخاب شده است. شبیه سازی بر روی چهار مدل انجام می شود: ۱- مدل کنترلی مرسوم درایو DSWIM (روش مرسوم)، ۲- مدل کنترلی پیشنهادی درایو DSWIM با دو اینورتر سه فاز (روش پیشنهادی ۱)، ۳- مدل کنترلی پیشنهادی درایو DSWIM با اینورتر پنج-ستونه (روش پیشنهادی ۲) و ۴- مدل کنترلی پیشنهادی درایو DSWIM با اینورتر نه-ستونچه (روش پیشنهادی ۳).

#### ۸-۱ نتایج شبیه سازی روش مرسوم

در مدل کنترلی مرسوم، برای سرعت های پایین معمولاً سیم پیچ اول یا دوم با یک فرکانس ثابت تحریک می شود و بر اساس فرمان سرعت و گشتاور درخواستی، تحریک سیم پیچ دوم تعیین می شود. با توجه به اینکه سیم پیچ اول تحت فرکانس تحریک ثابتی کار می کند، لذا سیم پیچ دوم قادر است در دو مد کاری موتوری یا ژنراتوری کار کند. به عبارتی بایستی

۸-۳ نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی ۲

شکل (۱۴) رفتار سیستم کنترلی درایو پیشنهادی DSWIM مبتنی بر اینورتر پنج ستونه (ده سوئیچ) را به ترتیب در پاسخ به فرمان های سرعت ۱ rad/s با گشتاور بار ۴ N.m و سرعت ۹ rad/s با گشتاور بار ۶ N.m نشان می دهد. سیستم کنترلی درایو پیشنهادی، سرعت های مرجع را در حالت ماندگار، به خوبی روش پیشنهادی ۱ و روش مرسوم، ردیابی کرده است. شکل (۱۴-ب) پروفایل گشتاور تولیدی توسط سیم پیچ های abc1 و abc2 و نیز گشتاور تولیدی کل را که از مجموع این دو گشتاور حاصل می شود، نشان می دهد. جریان های فاز اول مربوط به سیم پیچ های abc1 و abc2 استاتور در شکل (۱۴-ت) نشان داده شده است. شکل (۱۴-ث) مقدار مولفه های  $d$  و  $q$  شار روتور را نشان می دهد. ترتیب نام گذاری ستون های اینورتر ده سوئیچ در شکل (۲-ب) مشخص شده است. نمایش حالت ماندگار جریان ستون های A، D و C (ستون مشترک) و طیف فرکانسی آنها در اینورتر پنج ستونه درایو پیشنهادی DSWIM در پاسخ به فرمان سرعت ۳۰ rad/s و گشتاور بار ۱ N.m، در شکل (۱۵) نشان داده شده است. جریان ستون مشترک (C) حاوی دو فرکانس اصلی است. فرکانس کمتر متعلق به فرکانس  $i_{c1}$  و فرکانس بیشتر متعلق به فاز سوم سیم پیچ abc2 یعنی  $i_{c2}$  است.



شکل ۱۲: نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی ۱ در پاسخ به فرمان سرعت ۱ rad/s و ۹ rad/s و به ترتیب با گشتاورهای بار ۴ N.m و ۶ N.m. الف) پروفایل سرعت روتور، ب) پروفایل گشتاور، پ) پروفایل خطای سرعت، ت) جریان فاز a1 سیم پیچ abc1 و جریان فاز a2 سیم پیچ abc2 (ث) مولفه های  $d$  و  $q$  شار روتور

۸-۴ نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی ۳

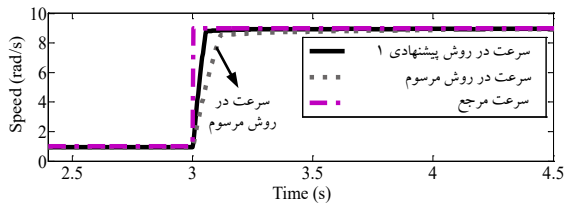
شکل (۱۶) رفتار سیستم کنترلی درایو DSWIM پیشنهادی مبتنی بر اینورتر نه سوئیچ را به ترتیب در پاسخ به فرمان های سرعت ۱ rad/s با گشتاور بار ۴ N.m و سرعت ۹ rad/s با گشتاور بار ۶ N.m نشان می دهد. سیستم کنترلی درایو در حالت ماندگار، سرعت های مرجع را به خوبی روش های مرسوم و پیشنهادی ۱ ردیابی کرده است. شکل (۱۶-ب) پروفایل گشتاور تولیدی توسط سیم پیچ های abc1 و abc2 و نیز گشتاور تولیدی کل را که از مجموع این دو گشتاور حاصل می شود، نشان می دهد. جریان های مربوط به فاز a1 و a2 نیز در شکل (۱۶-ت) نشان داده شده است. شکل (۱۶-ث) مقدار مولفه های  $d$  و  $q$  شار روتور را نشان می دهد.

شکل های (۱۱-الف) و (۱۲-الف) در شکل (۱۳) مقایسه شده اند. همان طور که در این شکل مشاهده می شود، روش کنترل پیشنهادی مبتنی بر جبران شار روتور از پاسخ زمانی سریعتری نسبت به روش مرسوم برخوردار است. هر دو روش کنترلی مرسوم و پیشنهادی از نظر ریبیل پاسخ و ردیابی سیگنال مرجع خوب عمل کرده اند با این تفاوت که روش کنترل پیشنهادی علاوه بر پاسخ زمانی بهتر نسبت به روش مرسوم، منجر به کاهش تلفات توان واحد اینورتر نیز می شود که در بخش (۵-۸) به آن پرداخته می شود. در روش مرسوم با تحریک سیم پیچ استاتور با فرکانس بیشتر اثر منفی کم بودن شار روتور تا حدودی کمتر می شود اما به طور کامل اثر آن بر طرف نمی شود. اثر آن وقتی به طور قابل ملاحظه کم می شود که به جای فرکانس تحریک ۰/۰۵ پر یونیت از فرکانس بالاتر استفاده شود که در آن صورت تلفات موتور افزایش می یابد که قاعدتاً مقرون به صرفه و منطقی نخواهد بود. اما در روش پیشنهادی، با حفظ حالت استاندارد تحریک سیم پیچ های استاتور، شار روتور نیز به صورت مناسب جبران می شود. لذا، سریع بودن پاسخ زمانی سرعت در روش پیشنهادی نسبت به روش کنترلی مرسوم دور از انتظار نیست.

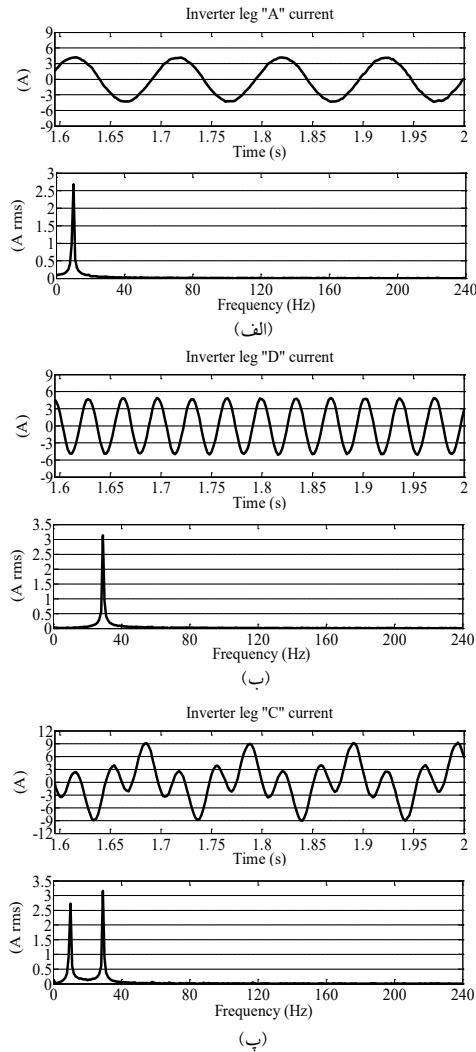
۸-۵ مقایسه ی نتایج شبیه سازی روش های پیشنهادی

۱، ۲ و ۳ با روش مرسوم

شکل های (۱۱-الف)، (۱۲-الف)، (۱۴-الف) و (۱۶-الف) از جهت کیفیت و سرعت پاسخ دهی بازای فرمان سرعت ۹ rad/s در ثانیه ۳، در شکل (۱۷) با هم مقایسه شده اند. همان طور که در این شکل مشاهده می شود روش کنترل پیشنهادی مبتنی بر جبران شار روتور در هر سه ساختار واحد اینورتر (۱۲ سوئیچ، ۱۰ سوئیچ و ۹ سوئیچ) از پاسخ زمانی سریعتری نسبت به روش مرسوم برخوردار است. هر سه روش کنترلی پیشنهادی از منظر ریبیل پاسخ، فراجش، پاسخ زمانی و ردیابی سیگنال مرجع سرعت، خوب عمل کرده اند. عملکرد کنترلی در روش پیشنهادی ۳



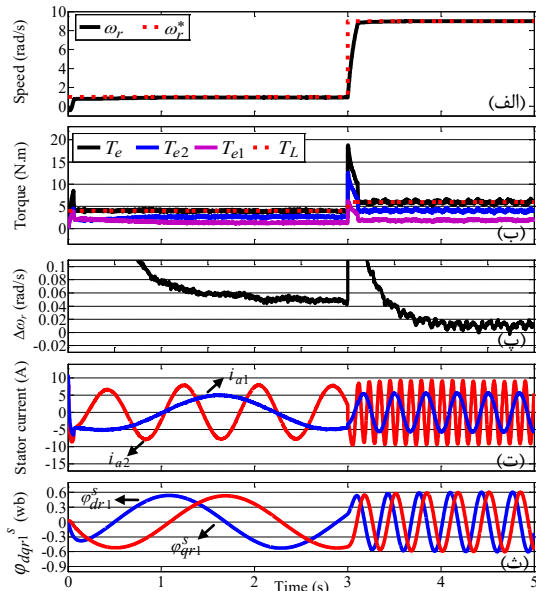
شکل ۱۳: مقایسه ی روش کنترلی پیشنهادی با روش مرسوم از نظر ردیابی سرعت



شکل (۱۵): نمایش حالت ماندگار جریان ستون‌های A، D و C (ستون مشترک) و طیف فرکانسی آنها در اینورتر پنج ستونه درایو پیشنهادی DSWIM در پاسخ به فرمان سرعت ۳۰ rad/s و گشتاور ۱ N.m. مجموع قدر مطلق گشتاور تولیدی هر یک از سیم‌پیچ‌های استاتور در روش‌های پیشنهادی، کمتر از روش مرسوم است. لذا، برتری کاهش تلفات توان کل در واحد اینورتر برای روش‌های پیشنهادی نسبت به روش مرسوم، دور از انتظار نبود. در روش مرسوم از قابلیت ظرفیت آزاد سیم‌پیچ‌های استاتور موتور و بخش قدرت درایو (اینورترها) بهره گرفته شده است، که قاعدتاً تلفات را به همراه خواهد داشت. مدل‌های پیشنهادی ۲ و ۳ با حفظ عملکرد مطلوب مدل پیشنهادی ۱، از کارکرد قابل قبولی از نظر تلفات توان واحد اینورتر و هم کاهش هزینه‌ی واحد اینورتر برخوردار هستند. کاهش تعداد کلیدهای اینورتر در محدوده‌ی توانی مجاز، از ۱۲ به ۱۰ و از ۱۰ به ۹، نه تنها باعث کاهش هزینه می‌شود، بلکه همان‌طور که در شکل (۱۸) مشاهده می‌شود، یک توفیق نسبی هم از نظر کاهش مجموع کل تلفات توان (هدایتی و کلیدزنی) واحد اینورتر حاصل شده است.

نسبت به روش پیشنهادی ۲ از منظر سرعت پاسخ‌دهی به روش پیشنهادی ۱ نزدیکتر است. در روش پیشنهادی ۲ یک فاز به اشتراک گذاشته می‌شود اما در روش پیشنهادی ۳ به مانند روش پیشنهادی ۱ هر شش فاز مجزا هستند و در عوض دو کلید به اشتراک گذاشته می‌شود. برای داشتن نسبت گشتاور بر آمپر مناسب در DSWIM، بایستی موتور در مد کاری استاندارد کار کند [۶]. شکل (۱۸) مجموع کل تلفات توان (شامل هدایتی و کلیدزنی) واحدهای اینورتر را در روش‌های پیشنهادی ۱، ۲، ۳ و مرسوم در پاسخ به فرمان‌های سرعت ۱ rad/s و ۹ rad/s و به ترتیب با گشتاورهای ۴ N.m و ۶ N.m نشان می‌دهد. روش‌های پیشنهادی ۱، ۲ و ۳ در مقایسه با روش مرسوم از کاهش تلفات قابل ملاحظه‌ای برخوردار هستند.

مجموع جبری گشتاورهای تولیدی در روش‌های پیشنهادی و مرسوم، برابر گشتاور کل است و قاعدتاً گشتاورهای تولیدی درصدی از گشتاور کل هستند. در روش کنترلی پیشنهادی مجموع درصد هر دو گشتاور تولیدی از ۱۰۰ تجاوز نمی‌کند. اما همان‌طور که در [۵] هم گزارش شده، در روش مرسوم این گونه نیست. همان‌طور که در شکل (۱۱-ب) نشان داده شده است، گشتاور کل برابر ۴ N.m است، اما سیم‌پیچ abc1 با توجه به فرکانس تحریک ثابتش، گشتاور بیشتری را نسبت به گشتاور مورد تقاضا، تولید کرده است. لذا، بالا بودن نسبت گشتاور بر آمپر در روش‌های پیشنهادی نسبت به روش مرسوم دور از انتظار نیست.



شکل ۱۴: نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی ۲ در پاسخ به فرمان سرعت ۱ rad/s و ۹ rad/s و به ترتیب با گشتاورهای بار ۴ N.m و ۶ N.m. (الف) پروفایل سرعت روتور، (ب) پروفایل گشتاور، (پ) پروفایل خطای سرعت، (ت) جریان فاز a1 سیم‌پیچ abc1 و جریان فاز a2 سیم‌پیچ abc2 (ث) مولفه‌های d و q ی شار روتور

کنترلی پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفت. در مد عملکردی استاندارد این موتور دو میدان گردان حاصل از دو سیم پیچ استاتور، به صورت همزمان گردش می کنند. اما در روش کنترلی مرسوم برای سرعت های پایین با فرکانس تحریک ثابت یکی از سیم پیچ ها، عملاً این دو میدان به صورت غیرهمزمان گردش می کنند و موتور از حالت مدکاری استاندارد خارج می شود. با به کارگیری ایده ی جبران شار روتور در سیستم کنترلی پیشنهادی درایو DSWIM، مشکل تخمین شار در سرعت های پایین برطرف شد و موتور در مد استاندارد از عملکرد مطلوبی در سرعت های پایین برخوردار بود. در این مقاله دو موضوع پیشنهادی زیر مورد نظر قرار گرفت:

۱- روشی برای جبران شار روتور در سیستم کنترلی درایو DSWIM ارائه شد که مشکل تخمین مناسب شار روتور در سرعت های پایین را برطرف کرد و مد کاری استاندارد موتور در سرعت های پایین را حفظ کرده و منجر به بهبود پاسخ زمانی و کاهش تلفات توان در واحد اینورتر شد (روش پیشنهادی ۱).

۲- در حالت معمول واحد اینورتر درایو DSWIM در مجموع دارای دوازده سوئیچ است. کاربرد اینورترهای پنج ستونه (ده سوئیچه) و سه ستونه (نه سوئیچه) در کنترل دو موتور القایی سه فاز مستقل قبلاً توسط محققین مورد بررسی قرار گرفته بود. در مقاله ی پیش رو، کاربرد این اینورترها با تلفیق روش پیشنهادی ۱، در درایو DSWIM مورد بررسی قرار گرفت. ویژگی مهم این اینورترها کاهش تعداد کلیدهای الکترونیک قدرت در محدوده ی مجاز عملیاتی است که علاوه بر هزینه، منجر به کاهش نسبی مجموع کل تلفات توان کلیدزنی و هدایتی واحد اینورتر نیز شدند. (روش پیشنهادی ۲ و ۳).

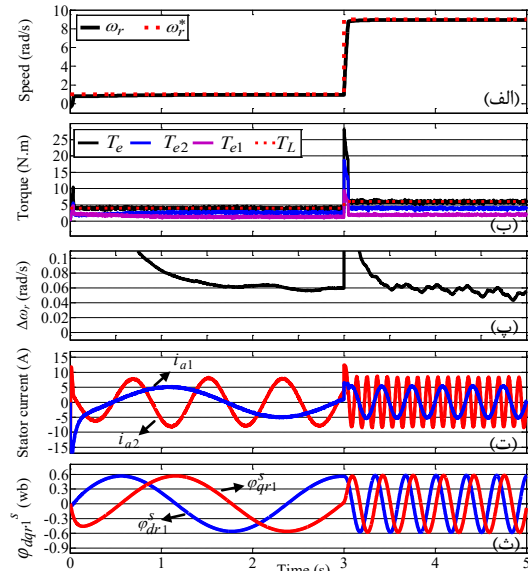
روش پیشنهادی ۱، ۲ و ۳ از تلفات توان واحد اینورتر بهتری نسبت به روش مرسوم برخوردار بودند. نتایج شبیه سازی مؤید بهبود عملکرد درایوهای پیشنهادی DSWIM در محدوده ی سرعت های پایین بودند.

### مراجع

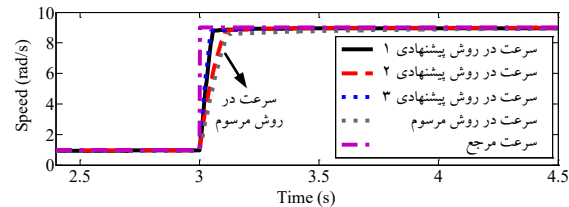
[1] Singh. G. K., 2002, "Multi-Phase Induction Machine Drive Research—A Survey", Electric Power Systems Research, vol. 61, no. 2, pp. 139–147.

[۲] خسروجردی. م. ج. و رضایی. ح.، ۱۳۹۱، "یک رویکرد فعال جهت طراحی سیستم کنترل تحمل پذیر خطا مبتنی بر مدل برای موتورهای القایی سه فاز"، مجله کنترل، سال ۶، شماره ۲، صفحه ی ۹-۱۵.

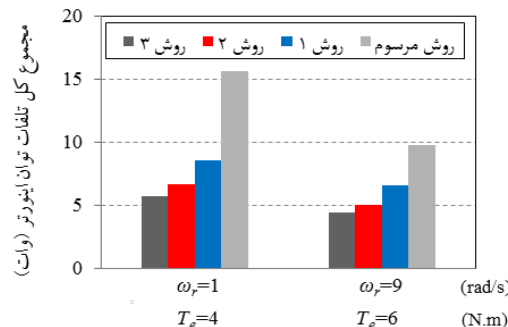
[3] Abdi. E., McMahon. R. A., Tatlow. M. R., and Tavner. P. J., 2013, "Design and Performance Analysis of a 6 MW Medium-Speed Brushless DFIG", In 2nd IET Renewable Power Generation Conference, pp. 1-4.



شکل ۱۶: نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی ۳ در پاسخ به فرامین سرعت ۱ rad/s و ۹ rad/s و به ترتیب با گشتاورهای بار ۴ N.m و ۶ N.m. (الف) پروفایل سرعت روتور، (ب) پروفایل گشتاور، (پ) پروفایل خطای سرعت، (ت) جریان فاز a1 سیم پیچ abc1 و جریان فاز a2 سیم پیچ abc2 مولفه های d و q شار روتور



شکل ۱۷: مقایسه ی روش های کنترلی پیشنهادی ۱، ۲، ۳ با روش مرسوم از نظر ردیابی سرعت



شکل ۱۸: مجموع کل تلفات توان کلیدزنی و هدایتی واحد اینورتر درایو DSWIM در روش های پیشنهادی ۱، ۲، ۳ و مرسوم برای فرامین سرعت ۱ rad/s و ۹ rad/s و به ترتیب با گشتاورهای بار ۴ N.m و ۶ N.m

### ۹- نتیجه گیری

در این مقاله، روشی مبتنی بر جبران شار روتور جهت کاهش تلفات توان واحد اینورتر در درایو موتور القایی قفس سنجایی با تحریک دو گانه و با تعداد قطب نابرابر (DSWIM)، در سرعت های پایین ارائه شد و کاربرد اینورترهای پنج ستونه (ده سوئیچه) و سه ستونه (نه سوئیچه) در سیستم

- [۱۶] مویدی‌راد. ح.، شمسی‌نژاد. م. ع. و فرشاد. م.، ۱۳۹۱، "بهبود عملکرد درایو کنترل سرعت موتور القایی در محدوده سرعت-های پایین و بالا با جبران‌ساز شار روتور"، مجله‌ی انجمن مهندسين برق و الکترونیک ایران، سال ۹، شماره ۲ صفحه‌ی ۵۹-۶۴.
- [17] Holmes. D. G., McGrath. B. P., and Parker. S. G., 2012, "Current Regulation Strategies for Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no.10, pp. 3680-3689.
- [18] Joshi. B. M., Chandorkar. M. C., 2014, "Vector Control of Two-motor Single-inverter Induction Machine Drives", Electric Power Components and Systems, vol. 42, no. 11, pp. 1158-1171.
- [19] D. B. Lawson and R. D. Lorenz, 1990, "A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field Oriented Induction Motor Drives", IEEE Transactions On Industrial Applications, vol. 26, no. 3, pp. 420-424.
- [20] M. P. Kazmierkowski, 1991, "A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Transactions On Industrial Applications, vol. 38, no.1, pp. 41-47.
- [21] Chang. L., Doraiswami. R., and Kojabadi. H. M., 2005, "A MRAS-Based Adaptive Pseudoreduced-Order Flux Observer for Sensorless Induction Motor Drives," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no.4, pp. 930-176.
- [22] Dey. A., Chandra. D., Dwivedi. B., and Singh. B., 2009, "Vector Control of Three-Phase Induction Motor Using Artificial Intelligent Technique", ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, vol. 4, no. 4, pp. 57-67.
- [23] Dujic. D., Jones. M., Levi. E., Vukosavic. S. N., and Wright. P., 2008, "Five-Leg Inverter PWM Technique for Reduced Switch Count Two-Motor Constant Power Applications", IET Electric Power Applications, vol. 2, no.5, pp.275-287.
- [24] Nozawa. Y., Matsuse. K., Oka. K., 2006, "An Improved Method of Voltage Utility Factor for PWM Control of a Five-Leg Inverter in Two Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, vol. 1, no. 1, pp. 108-111.
- [25] Hew. W. P., Levi. E., Lim. C. S., Rahim. N. A., 2013, "Model Predictive Control of a Two-Motor Drive With Five-Leg-Inverter Supply", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 1, pp. 54-65.
- [26] Feng. S. and Mei. Y., 2015, "An Optimized Modulation Method for a Five-Leg-Inverter for Dual Induction Motor Drives", IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEM-ECCE Asia), pp. 1524-1529.
- [4] Roberts. P. C., 2005, "A Study of Brushless Doubly-Fed (Induction) Machines", PhD dissertation, University of Cambridge.
- [5] Lipo T. A. and Muñoz A. R., 2000, "Dual Stator Winding Induction Machine Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 5, pp. 1369-1379.
- [6] Guerrero. J. M. and Ojo. O., 2009, "Total Airgap Flux Minimization in Dual Stator Winding Induction Machines", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 3, pp. 787-795.
- [7] Ichikawa. M., Koga. K., Sonoda T., and Ueda. R., 1992, "Stability Analysis in Induction Motor Driven by V/f Controlled General Purpose Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 82, no. 2, pp. 472-481.
- [8] Bojoi. R., Farina. F., Griva. G., and Profumo. F., 2005, "Direct Torque Control for Dual Three-phase Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 6, pp. 1627-1636.
- [9] Pienkowski. K., 2012, "Analysis and control of Dual Stator Winding Induction Motor", Archives of Electrical Engineering, vol. 61, no. 3, pp. 421-438.
- [10] Basak. S. and Chakraborty. C., 2015, "Dual Stator Winding Induction Machine: Problems, Progress and Future Scope", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 7, pp. 4641-4652.
- [11] Ojo. O., Sastry. J., and Wu. Z., 2007, "High-Performance Control of a Dual Stator Winding DCPower Induction Generator", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 2, pp. 582-592.
- [12] Ojo. O. and Wu. Z. 2007, "Speed control of a dual stator winding induction machine", In Proc. IEEE APEC, pp. 229-235.
- [13] Fredj. M. B., Khelifi. M. L., Rehaoulia. H., and Slimene. M. B., 2013, "Indirect Field-Oriented Control for Dual Stator Induction Motor Drive", Systems, Signals & Devices (SSD), 10th International Multi-Conference on.
- [۱۴] مویدی‌راد. ح.، فرشاد. م. و شمسی‌نژاد. م. ع.، ۱۳۹۰، "ارائه شیوه-ای جدید برای کنترل عصبی سرعت موتور القایی: مقاوم در قبال تغییرات مقاومت‌های استاتور و روتور و مناسب برای هر دو محدوده‌ی سرعت‌های خیلی کم و زیاد"، مجله‌ی مهندسی برق و کامپیوتر ایران، سال ۹، شماره ۲، صفحه‌ی ۱۱۳-۱۰۷.
- [۱۵] مویدی‌راد. ح.، فرشاد. م. و شمسی‌نژاد. م. ع.، ۱۳۹۰، "بهبود پروفایل سرعت در درایو کنترل سرعت موتور القایی با استفاده از ایده‌ای جدید در تولید پالس‌های کلیدزنی مبتنی بر شبکه‌های عصبی مصنوعی"، مجله‌ی سیستم‌های هوشمند در مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، سال ۲، شماره ۴، صفحه‌ی ۳۵-۴۶.

[39] Ceballos. S., Jaen. C., Osorno. D., Pou. J., and Zaragoza. J., 2011, "Power Losses Calculation Methodology to Evaluate Inverter Efficiency in Electrical Vehicles", 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), pp. 404-408.

### پیوست

#### الف- مشخصات DSWIM

جدول ۱: مشخصات DSWIM [۶].

توان نامی	۳hp	نسبت قطب‌ها	۴ / ۱۲
$R_{s1}$	$۲/۵۶ \Omega$	$R_{s2}$	$۲/۰۲ \Omega$
$L_{ls1}$	$۰/۰۰۲۵ H$	$L_{ls2}$	$۰/۰۰۴ H$
$R_{r1}$	$۰/۴۶ \Omega$	$R_{r2}$	$۰/۴۲ \Omega$
$L_{lr1}$	$۰/۰۰۴۴ H$	$L_{lr2}$	$۰/۰۰۲۸ H$
$L_{m1}$	$۰/۱۰۸ H$	$L_{m2}$	$۰/۰۳۱ H$
$K_1$	$۰/۳۳۳$	$K_2$	$۰/۶$

[27] Dangeam. S. and V. Kinnares, 2014, "Five-Leg Voltage Source Inverter for Driving Two Single-Phase Induction Motors", Electrical Machines and Systems (ICEMS), 17th International Conference on, pp. 156 – 161.

[28] Liu. C., Wu. B., Wang. J., Xu. D., and Zargari. N. R., 2009, "A Novel Three-Phase Three-Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1151–1160.

[29] Blaabjerg. F., Loh. P. C., and Qin. Z., 2015, "Application Criteria for Nine-Switch Power Conversion Systems with Improved Thermal Performance", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 8, pp. 4608–4620.

[30] Matsuse. K., and Oka. K., 2007, "A Nine-switch Inverter for Driving Two AC Motors Independently", IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, vol. 2, no. 1, pp. 94–96.

[31] Azizi. M., Beiranvand. R., and Mohamadian. M., 2016, "A New Family of Multi-Input Converters Based on Three Switches Leg", IEEE Transactions On Industrial Applications, vol. 63, no.11, pp. 6812 – 6822.

[32] Ojo. O. and Wu. Z., 2008, "Modeling of a Dual-Stator-Winding Induction Machine Including the Effect of Main Flux Linkage Magnetic Saturation", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 4, pp. 1099–1107.

[33] Hu. J. and Wu. B., 1998, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 5, pp. 969–976.

[34] Bose. Bimal. K., Modern Power Electronics and AC Drives, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.

[35] Martin. J. P., Pierfederici. S., F. Meibody-Tabar, and Shamsi-Nejad. M. A., 2007, "Study of an Hybrid Current Controller Suitable for DC–DC or DC–AC Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.6, pp. 2176 – 2186.

[۳۶] ابجدی. ر.، جلال. س. م.، سلطانی. ج. وفاطمی. ر.، ۱۳۹۲، "کنترل مستقیم گشتاور و شار یک موتور شش فاز القایی نامتقارن، تغذیه شده با اینورترهای سه سطحی SVPWM با بکارگیری طبقه‌بندی عصبی"، مجله‌ی کنترل، صفحه‌ی ۱۵–۹، سال ۷، شماره ۳.

[37] Lipo. Thomas. A. and Novotny. D. W., "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, 1997.

[38] Khanniche. M. S., Iqic. P., Towers. S. M., Mawby. P. A., and Zhou. Z., 2005, "Power Loss Calculation and Thermal Modelling for a Three Phase Inverter Drive System", Journal Electrical Systems, vol. 1, no.4, pp. 33-46.