

ارائه شیوه‌ای جدید برای کنترل عصبی سرعت موتور القایی: مقاوم در قبال تغییرات مقاومت‌های استاتور و روتور و مناسب برای هر دو محدوده سرعت‌های خیلی کم و زیاد

حجت مؤیدی راد، محمدعلی شمس‌نژاد و محسن فرشاد

سیگنال‌های فیدبک در این گونه درایوها اساساً پیچیده است، لذا استفاده از میکروکامپیوترها و یا پردازشگرهای سیگنال دیجیتال (DSP) در این درایوها امری معمول است [۷]. کاربرد شبکه‌های عصبی مصنوعی در سال‌های اخیر در حوزه‌های الکترونیک قدرت و درایوهای الکتريکی پیشرفت چشم‌گیری داشته است [۸]. دقت تخمین شار روتور در درایوهای کنترل سرعت موتورهای القایی اهمیت زیادی دارد.

تخمین شار روتور در مدل‌های معمول جریان و ولتاژ به ترتیب به مقاومت روتور و استاتور وابسته است. تاکنون در این راستا، چندین روش کاهش حساسیت پارامتر برای روش کنترل برداری گزارش شده است. پارامترهای کنترلی درایو موتور القایی در [۷] توسط یک شبکه عصبی پیش‌خور تولید شده است، هر چند درایو پیشنهادی نسبت به تغییرات پارامتر در حین کار پایدار نیست. یک روش کنترل سرعت تطبیقی مبتنی بر تابع گشتاور در [۹] گزارش شده است که البته در محدوده سرعت‌های کم و خیلی کم، به دلیل وقوع افت ولتاژ بر روی مقاومت استاتور کارایی خود را از دست می‌دهد. درایو پیشنهادی در [۱۰] در محدوده سرعت‌های زیاد، به علت وجود مقدار بزرگ نیروی محرکه الکتریکی و لذا اشباع شار، کاربردی ندارد و نمی‌توان از آن استفاده کرد. مرجع [۱۱] صرفاً برای تخمین مقاومت روتور، از فیلتر کالمن تعمیم‌یافته استفاده کرده است. مرجع [۱۲] تنها تخمین مقاومت استاتور را مورد توجه قرار داده است. مراجع [۱۳] تا [۱۵] از روش کنترل برداری برای طراحی درایو کنترل سرعت موتور القایی استفاده کرده‌اند که در [۱۳] تکنیک‌های مختلف تخمین تنها مقاومت روتور تشریح شده است و در [۱۴] و [۱۵] نیز فرض بر این است که تغییری در پارامترهای موتور رخ نمی‌دهد. مرجع [۱۶] برای تخمین مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار از دو شبکه عصبی پیش‌خور استفاده کرده است. مرجع [۱۷] برای برطرف کردن مشکل کنترل سرعت موتور در محدوده‌های سرعت خیلی پایین، از تخمین مقاومت استاتور استفاده کرده است. مرجع [۱۸] از یک مدل جبران‌کننده شار برای سرعت‌های پایین استفاده کرده است که در سرعت‌های خیلی پایین رفتار خیلی خوبی ندارد. مراجع [۱۹] و [۲۰] برای مقاوم‌سازی درایو کنترل سرعت در قبال تغییرات پارامترهای موتور از یک کنترل‌کننده PI قابل تنظیم توسط الگوریتم ژنتیک استفاده کرده‌اند. مرجع [۲۱] نشان داده است که کنترل‌کننده PI قابل تنظیم توسط الگوریتم ژنتیک به دلیل سرعت پایین در مقایسه با روش‌های هوشمند دیگر چندان کارایی مؤثری ندارد. مرجع [۲۲] از تکنیک هوش مصنوعی (منطق فازی) برای بهبود عملکرد درایو کنترل سرعت موتور القایی استفاده کرده است که به بهبود پاسخ حالت دائمی درایو منتهی شده است. این مدل در حل مشکل درایو برای سرعت‌های پایین و مقاوم‌سازی آن در برابر تغییر پارامترهای موتور در حین کار، توفیقی کسب نکرده است. تغییر هر چند اندک پارامترهای

چکیده: در این مقاله درایو کنترل سرعت موتور القایی با کاربرد دو شبکه عصبی پیش‌خور چندلایه (یکی با وظیفه تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر و دیگری برای تخمین سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز) طراحی شده است. برای آموزش شبکه عصبی مولد پالس‌های کلیدزنی از اطلاعات تلفیقی دو مدل کلاسیک ولتاژ و جریان استفاده شده است. همچنین برای تولید پالس‌های کلیدزنی بر خلاف مدل‌های کلاسیک معمول، به صورت توأمان از ولتاژ و جریان مرجع دو تا از فازها استفاده شده است. بدین وسیله مشکلات ساختاری آن دو (یعنی وقوع اشباع شار در محدوده سرعت‌های زیاد در مدل کلاسیک جریان و وقوع افت ولتاژ در محدوده سرعت‌های کم و خیلی کم در مدل کلاسیک ولتاژ) مرتفع می‌گردد. بدین صورت پروفایل سرعت در این مقاله بهبود داده شده است. تخمین سیگنال‌های فیدبک مورد نیاز (شامل: شار روتور، گشتاور تولیدی و ...)، بر عهده یک شبکه عصبی پیش‌خور است. برای قوام تخمین‌گر فوق در قبال تغییرات معمول مقاومت‌های روتور و استاتور در حین کار، از داده‌های آموزشی تلفیقی مدل‌های کلاسیک ولتاژ و جریان استفاده شده است، چرا که مدل‌های کلاسیک ولتاژ و جریان به ترتیب مستقل از مقاومت استاتور و روتور عمل می‌نمایند. درایو پیشنهادی با استفاده از اطلاعات یک ماشین القایی موجود در بخش سیمولینک نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی مؤید رفتار پایدار و قابل قبول درایو پیشنهادی در محدوده سرعت‌های کم و خیلی کم و زیاد (از منظر: سرعت پاسخ‌دهی، نوسانات پاسخ و خطای ماندگار ردیابی) و نیز قوام قابل ملاحظه در قبال تغییرات حین کار مقاومت‌های استاتور و روتور هستند.

کلید واژه: سرعت خیلی کم، شبکه عصبی پیش‌خور، قوام، کنترل برداری، موتور القایی.

۱- مقدمه

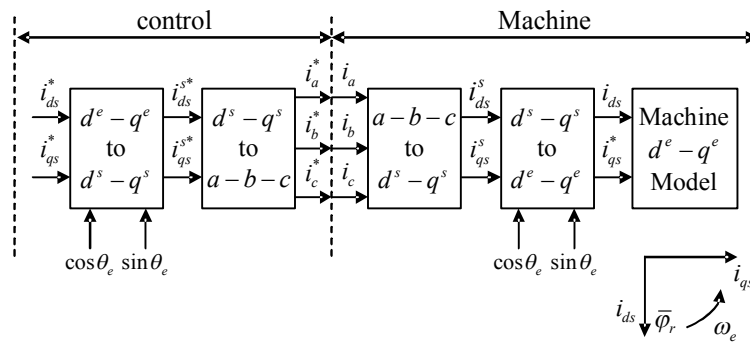
کنترل ماشین‌های القایی به مراتب پیچیده‌تر از کنترل ماشین‌های جریان مستقیم بوده و چنانچه کارایی بالایی نیز از ماشین انتظار رود بر این پیچیدگی افزوده خواهد شد. در حقیقت این پیچیدگی به علت ساختار چندمتغیره و غیر خطی موتور القایی است. رایج‌ترین روش کنترل سرعت در موتورهای القایی، کنترل برداری است [۱] تا [۶]. پردازش بر روی

این مقاله در تاریخ ۱۴ مهر ماه ۱۳۸۹ دریافت و در تاریخ ۱۹ آذر ماه ۱۳۹۰ بازنگری شد.

حجت مؤیدی راد، دانشکده مهندسی، دانشگاه بیرجند، بیرجند (email: hojatrad@yahoo.com)

محمدعلی شمس‌نژاد، دانشکده مهندسی، دانشگاه بیرجند، بیرجند (email: m_sh_80@yahoo.com)

محسن فرشاد، دانشکده مهندسی، دانشگاه بیرجند، بیرجند (email: mfarshad@birjand.ac.ir)



شکل ۱: نمایش شماتیکی کنترل برداری مدل $d-q$ موتور القایی.

از جریان‌ها و ولتاژهای مرجع استفاده شود. این امر با شبکه عصبی به آسانی میسر است. در این مقاله به وضوح می‌توان به کاربرد شبکه‌های عصبی در حل چنین مشکلاتی پی برد. در نتیجه کاربرد شبکه عصبی با ورودی‌های جریان و ولتاژ مرجع دو تا از فازها و آموزش تلفیقی این شبکه، درایو کنترل سرعت پیشنهادی در محدوده سرعت‌های خیلی کم، تا حد بسیار زیادی، رفتاری پایدار و البته قابل قبول (از منظر: سرعت پاسخ‌دهی، نوسان پاسخ و خطای ماندگار ردیابی) داشته و پروفایل سرعت در حد چشم‌گیری بهبود یافته است.

ساختار ادامه مقاله بدین شرح است: بلوک دیاگرام درایو کنترل سرعت پیشنهادی همراه با خلاصه‌ای از روند مدل‌سازی موتور القایی و نیز نحوه تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ مورد نیاز در بخش ۲ ارائه شده‌اند. ساختار و روند آموزش دو شبکه عصبی پیش‌خور مورد استفاده جهت تخمین سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز و نیز تولید پالس‌های کلیدزنی واحد اینورتر در بخش ۳ معرفی شده است. نتایج شبیه‌سازی‌های متعدد انجام گرفته (از جهت بررسی کارایی درایو پیشنهادی در محدوده سرعت‌های کم، خیلی کم و زیاد و نیز از جهت تست قوام آن در قبال تغییرات شایع مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار) در بخش ۴ آمده است و بالاخره مقاله با نتیجه‌گیری در بخش ۵ پایان می‌یابد.

۲- کنترل برداری موتور القایی

۲-۱ مدل موتور القایی

نمایش شماتیکی روش کنترل برداری مدل $d-q$ موتور القایی در شکل ۱ نشان داده شده است که به کمک آن می‌توان ساختار کنترل کننده را بر اساس مدل ماشین تشریح کرد. پارامترهای اصلی کنترل یعنی i_{ds}^* و i_{qs}^* که مقادیری dc هستند به کمک سیگنال‌های $\sin \omega_e t$ و $\cos \omega_e t$ از روی سیگنال شار ساخته می‌شوند [۱].

محورهای $d_e - q_e$ و $d_s - q_s$ به صورت فازوری در موتور القایی در شکل ۲ نشان داده شده‌اند [۱].

معادلات (۱) تا (۱۰) برای تولید سیگنال‌های برگشتی مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۷]

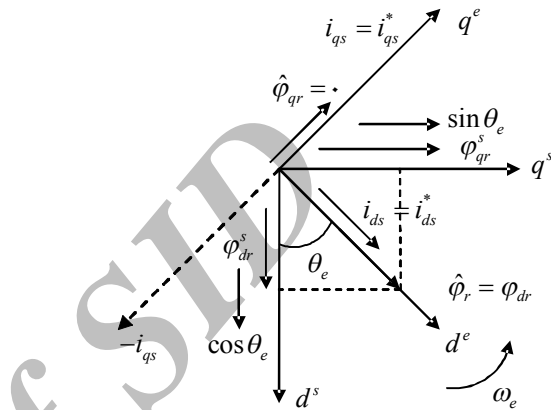
$$\varphi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \quad (1)$$

$$\varphi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \quad (2)$$

$$\varphi_{qm}^s = \varphi_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s \quad (3)$$

$$\varphi_{dm}^s = \varphi_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s \quad (4)$$

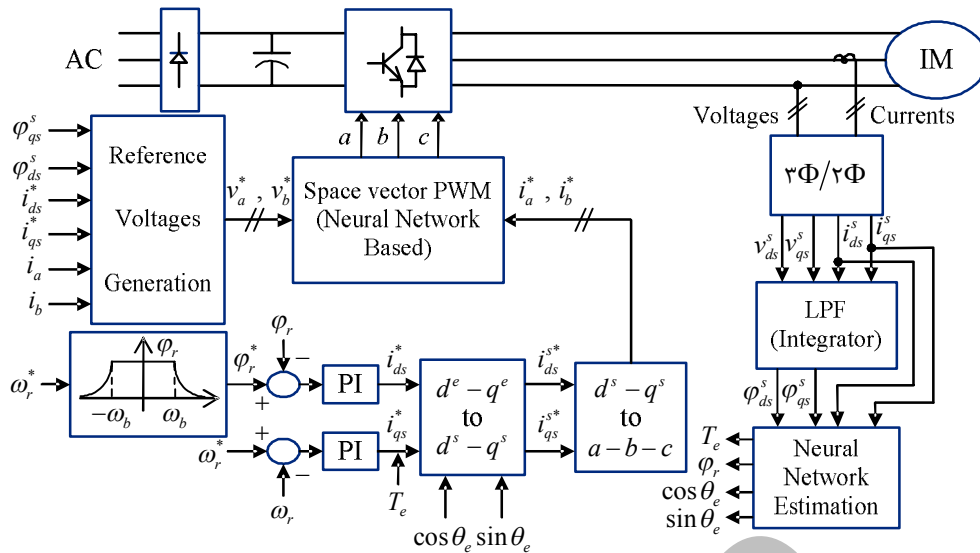
$$\varphi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{qm}^s - L_{lr} i_{qs}^s \quad (5)$$



شکل ۲: نمودار برداری مؤلفه‌های $d_e - q_e$ و $d_s - q_s$.

موتور در حین کار ممکن است کنترل کننده‌های PI را با ناپایداری مواجه نکند، ولی بر کیفیت پاسخ تأثیر بسیاری می‌گذارد. مرجع [۲۳] یک الگوریتم تضعیف شار را برای بهبود عملکرد درایو کنترل سرعت در سرعت‌های پایین ارائه کرده است که این الگوریتم به پارامترهای موتور در حین کار وابستگی دارد (هر چند اندک) و برای سرعت‌های خیلی پایین کارایی مطلوبی ندارد.

مقاله پیش رو دو کار را به صورت هم‌زمان انجام داده است. اول این که سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز درایو کنترل سرعت موتور القایی توسط یک شبکه عصبی پیش‌خور (پرسپترون) دولایه تخمین زده شده است که این امری معمول است و در برخی از کارهای قبلی گزارش شده است. اما در این مقاله داده‌های آموزشی مربوطه به گونه‌ای تولید شده‌اند که درایو کنترل سرعت پیشنهادی در قبال تغییرات حین کار مقاومت‌های استاتور و روتور تا حد قابل ملاحظه‌ای مقاوم است. در واقع برای مقاومت‌سازی درایو کنترل سرعت بر خلاف روش‌های دیگر نظیر [۱۶]، از تخمین مقاومت‌های استاتور و روتور که با خطا همراه هستند، استفاده نشده است. دوم این که برای تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر از یک شبکه عصبی پرسپترون دولایه استفاده شده است که با توجه به مشکلات مدل‌های کلاسیک جریان و ولتاژ (به ترتیب اشباع شار در سرعت‌های زیاد و افت ولتاژ در سرعت‌های کم و خیلی کم)، از اطلاعات توأمان جریان و ولتاژ مرجع دو فاز موتور در فازهای آموزش و اجرای شبکه فوق استفاده شده است. نکته مهم در رابطه با تولید پالس‌های کلیدزنی این است که در مدل‌های کلاسیک مرسوم برای تولید پالس‌های کلیدزنی، سیگنال‌های کنترلی به جریان‌ها یا ولتاژهای مرجع سه تا از فازها تبدیل می‌شوند. این که برای تولید پالس‌های کلیدزنی تنها از جریان‌ها یا ولتاژهای مرجع فازها استفاده شود مزایا و در عین حال معایبی دارد. برای این که به طور هم‌زمان از مزایای هر دو روش استفاده و ضعف‌های هر یک را توسط دیگری پوشش دهیم، باید برای تولید پالس‌های کلیدزنی به طور هم‌زمان



شکل ۳: نمایش شماتیکی درایو کنترل سرعت پیشنهادی.

$$\cos \theta_e = \phi_{dr}^s / \phi_r \quad (9)$$

$$\sin \theta_e = \phi_{qr}^s / \phi_r \quad (10)$$

پارمترهای به کار رفته در (۱) تا (۱۰) و نیز پارمترهای موتور القایی عبارتند از

v_{ds}^s (v_{qs}^s): ولتاژ استاتور در محور مستقیم (محور متعامد).

i_{ds}^s (i_{qs}^s): جریان استاتور در محور مستقیم (محور متعامد).

ϕ_{ds}^s (ϕ_{qs}^s): شار استاتور در محور مستقیم (محور متعامد).

ϕ_{dm}^s (ϕ_{qm}^s): شار فاصله هوایی در محور مستقیم (محور متعامد).

ϕ_{dr}^s (ϕ_{qr}^s): شار روتور در محور مستقیم (محور متعامد).

ϕ_r : شار روتور.

T_e : گشتاور الکترومغناطیسی.

R_s : مقاومت استاتور.

L_{ls} : اندوکتانس نشتی استاتور.

L_{lr} : اندوکتانس نشتی روتور.

L_m : اندوکتانس مغناطیس کننده.

L_r : اندوکتانس روتور.

P : تعداد زوج قطب.

P_n : توان اسمی موتور.

V_n : ولتاژ اسمی (خط - خط).

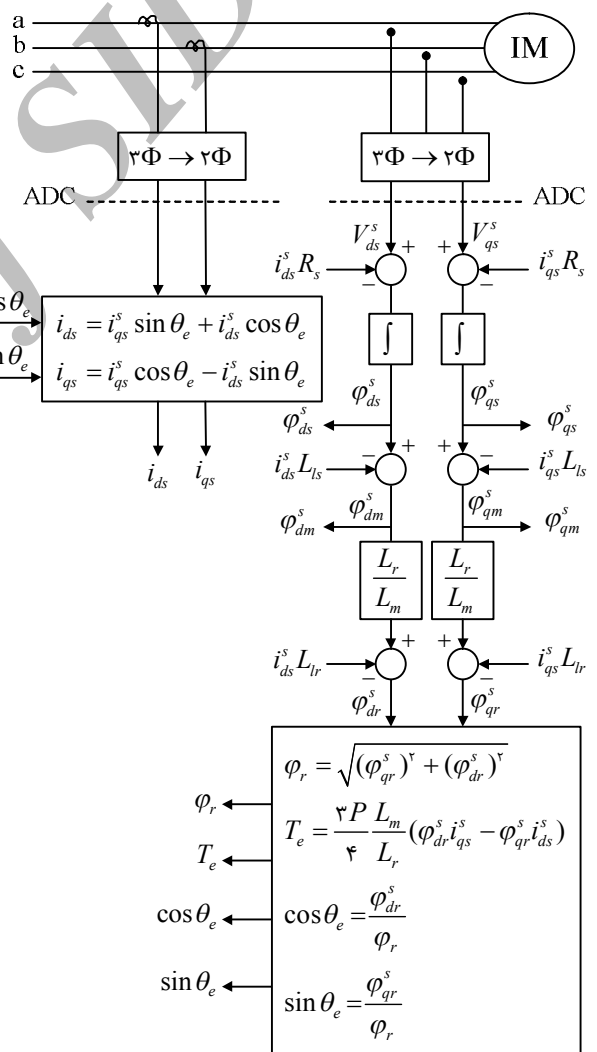
f_n : فرکانس اسمی.

J : ضریب اینرسی.

در شکل ۳ نمایش شماتیکی درایو پیشنهادی کنترل سرعت موتور القایی آمده است. در ادامه جزئیات بلوک‌های تولید سیگنال‌های کنترلی و همچنین تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ و جریان شرح داده می‌شود.

۲-۲ تخمین سیگنال‌های برگشتی مدل ولتاژ

روش کنترل برداری مستقیم بستگی به تولید سیگنال‌های بردار واحد از روی فاصله هوایی دارد. همان‌طور که در نمایش شماتیکی شکل ۴ نشان داده شده است، شارهای شکاف هوایی ϕ_{dm}^s و ϕ_{qm}^s را می‌توان از روی مقادیر ولتاژ و جریان فازها تخمین زد. جریان‌های استاتور مستقیماً از طریق حسگرهای جریان اندازه‌گیری می‌شوند و شار روتور، گشتاور و سیگنال‌های $\cos \omega_e t$ و $\sin \omega_e t$ برای تولید جریان‌های مرجع با توجه به نمایش شماتیکی شکل ۴ تخمین زده می‌شوند [۱].

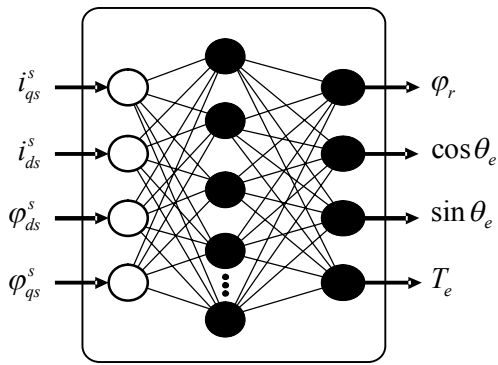


شکل ۴: نمایش شماتیکی نحوه تخمین سیگنال‌های برگشتی مدل ولتاژ.

$$\phi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \phi_{dm}^s - L_{lr} i_{qs}^s \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} (\phi_{dr}^s i_{qs}^s - \phi_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (7)$$

$$\phi_r = \sqrt{(\phi_{qr}^s)^2 + (\phi_{dr}^s)^2} \quad (8)$$



شکل ۶: شبکه عصبی پرسپترون دولایه مورد استفاده جهت تخمین سیگنال‌های کنترلی شار روتور، گشتاور، $\sin \omega_e t$ و $\cos \omega_e t$.

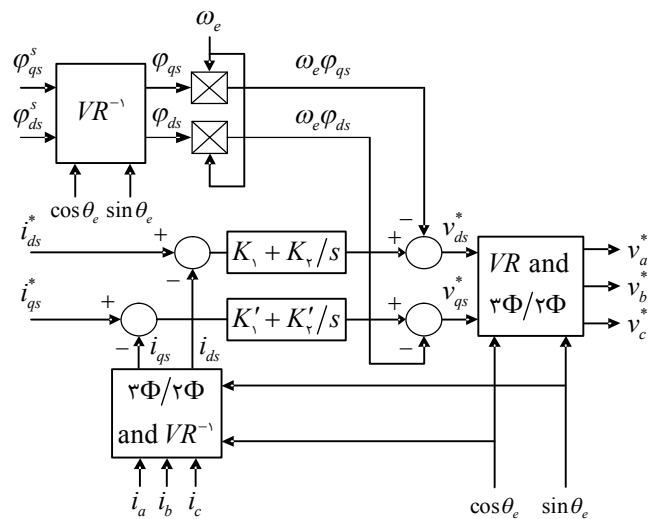
انتخاب مناسب مجموعه داده‌های آموزشی از جهت عملکرد موفق یک شبکه عصبی از اهمیت زیادی برخوردار است. این داده‌ها باید حالت‌های مختلفی که ممکن است در سیستم رخ دهد را پوشش دهند تا شبکه عصبی شرایط مختلفی را تجربه کرده و به‌ازای ورودی‌های متفاوت جواب مناسبی ارائه دهد. برای این منظور درایو کنترل سرعت مورد بررسی، به‌ازای چندین سرعت مرجع و گشتاور بار مختلف شبیه‌سازی و در نهایت حدود ۱۲۰۰ نمونه آموزشی، برای آموزش شبکه‌های عصبی مورد استفاده انتخاب شده‌اند. سرعت‌های مرجع انتخاب‌شده برای استخراج داده‌های آموزشی باید رنج وسیعی از سرعت‌های کاری موتور تحت کنترل را شامل شوند. استخراج داده‌ها در یک شرایط یکسان شبیه‌سازی برای هر دو مدل کلاسیک ولتاژ و جریان انجام شده است. سرعت‌های مرجع ۰/۲، ۰/۳، ۰/۴، ۰/۵، ۰/۶، ۰/۷، ۰/۸، ۰/۹، ۰/۱۰، ۰/۱۱، ۰/۱۲، ۰/۱۳، ۰/۱۴، ۰/۱۵، ۰/۱۶، ۰/۱۷، ۰/۱۸، ۰/۱۹، ۰/۲۰، ۰/۲۱، ۰/۲۲، ۰/۲۳، ۰/۲۴، ۰/۲۵، ۰/۲۶، ۰/۲۷، ۰/۲۸، ۰/۲۹، ۰/۳۰، ۰/۳۱، ۰/۳۲، ۰/۳۳، ۰/۳۴، ۰/۳۵، ۰/۳۶، ۰/۳۷، ۰/۳۸، ۰/۳۹، ۰/۴۰، ۰/۴۱، ۰/۴۲، ۰/۴۳، ۰/۴۴، ۰/۴۵، ۰/۴۶، ۰/۴۷، ۰/۴۸، ۰/۴۹، ۰/۵۰، ۰/۵۱، ۰/۵۲، ۰/۵۳، ۰/۵۴، ۰/۵۵، ۰/۵۶، ۰/۵۷، ۰/۵۸، ۰/۵۹، ۰/۶۰، ۰/۶۱، ۰/۶۲، ۰/۶۳، ۰/۶۴، ۰/۶۵، ۰/۶۶، ۰/۶۷، ۰/۶۸، ۰/۶۹، ۰/۷۰، ۰/۷۱، ۰/۷۲، ۰/۷۳، ۰/۷۴، ۰/۷۵، ۰/۷۶، ۰/۷۷، ۰/۷۸، ۰/۷۹، ۰/۸۰، ۰/۸۱، ۰/۸۲، ۰/۸۳، ۰/۸۴، ۰/۸۵، ۰/۸۶، ۰/۸۷، ۰/۸۸، ۰/۸۹، ۰/۹۰، ۰/۹۱، ۰/۹۲، ۰/۹۳، ۰/۹۴، ۰/۹۵، ۰/۹۶، ۰/۹۷، ۰/۹۸، ۰/۹۹، ۱/۰. سرعت‌های مرجع ۰/۲، ۰/۳، ۰/۴، ۰/۵، ۰/۶، ۰/۷، ۰/۸، ۰/۹، ۰/۱۰، ۰/۱۱، ۰/۱۲، ۰/۱۳، ۰/۱۴، ۰/۱۵، ۰/۱۶، ۰/۱۷، ۰/۱۸، ۰/۱۹، ۰/۲۰، ۰/۲۱، ۰/۲۲، ۰/۲۳، ۰/۲۴، ۰/۲۵، ۰/۲۶، ۰/۲۷، ۰/۲۸، ۰/۲۹، ۰/۳۰، ۰/۳۱، ۰/۳۲، ۰/۳۳، ۰/۳۴، ۰/۳۵، ۰/۳۶، ۰/۳۷، ۰/۳۸، ۰/۳۹، ۰/۴۰، ۰/۴۱، ۰/۴۲، ۰/۴۳، ۰/۴۴، ۰/۴۵، ۰/۴۶، ۰/۴۷، ۰/۴۸، ۰/۴۹، ۰/۵۰، ۰/۵۱، ۰/۵۲، ۰/۵۳، ۰/۵۴، ۰/۵۵، ۰/۵۶، ۰/۵۷، ۰/۵۸، ۰/۵۹، ۰/۶۰، ۰/۶۱، ۰/۶۲، ۰/۶۳، ۰/۶۴، ۰/۶۵، ۰/۶۶، ۰/۶۷، ۰/۶۸، ۰/۶۹، ۰/۷۰، ۰/۷۱، ۰/۷۲، ۰/۷۳، ۰/۷۴، ۰/۷۵، ۰/۷۶، ۰/۷۷، ۰/۷۸، ۰/۷۹، ۰/۸۰، ۰/۸۱، ۰/۸۲، ۰/۸۳، ۰/۸۴، ۰/۸۵، ۰/۸۶، ۰/۸۷، ۰/۸۸، ۰/۸۹، ۰/۹۰، ۰/۹۱، ۰/۹۲، ۰/۹۳، ۰/۹۴، ۰/۹۵، ۰/۹۶، ۰/۹۷، ۰/۹۸، ۰/۹۹، ۱/۰. سرعت انتخاب شده است.

۲-۳ تخمین عصبی سیگنال‌های کنترلی

شبکه عصبی پرسپترون دولایه استفاده‌شده جهت تخمین اطلاعات فیدبک مورد نیاز شامل شار روتور، گشتاور، سیگنال‌های $\sin \omega_e t$ و $\cos \omega_e t$ در شکل ۶ نشان داده شده است [۸]. ورودی‌های این شبکه سیگنال‌های i_{qs}^s ، i_{ds}^s ، ϕ_{qs}^s و ϕ_{ds}^s و خروجی‌های آن همان سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز می‌باشند. ضمناً تعداد ۳۲ نرون در لایه مخفی شبکه فوق به‌کار رفته است. همان‌طور که قبلاً ذکر شد در درایوهای کنترل سرعت موتورهای القایی، دقت تخمین شار روتور اهمیت زیادی دارد. در هر حال از آنجا که تخمین شار روتور در مدل‌های معمول جریان و ولتاژ به‌ترتیب به مقاومت روتور و استاتور وابسته است، لذا در اینجا از ترکیب داده‌های شبیه‌سازی مدل‌های کلاسیک جریان و ولتاژ در یک شرایط کاری برابر، برای تهیه داده‌های آموزشی مورد نیاز بلوک عصبی فوق استفاده شده است. در نتیجه این کار، عملکرد شبکه عصبی آموزش‌یافته وابستگی آنچنانی به مقدار مقاومت روتور و استاتور نداشته و به تبع آن، درایو کنترل سرعت پیشنهادی در قبال تغییرات حین کار مقاومت‌های استاتور و روتور تا حد قابل ملاحظه‌ای مقاوم گردیده است.

۳-۳ نحوه تولید پالس‌های کلیدزنی برای واحد اینورتر

برای تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر از اطلاعات ولتاژ و جریان مرجع دو تا از فازهای موتور به‌عنوان ورودی‌های یک شبکه عصبی پرسپترون دولایه آموزش‌یافته استفاده شده است. در مدل‌های



شکل ۵: نمایش شماتیکی نحوه تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ.

۲-۳ نحوه تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ

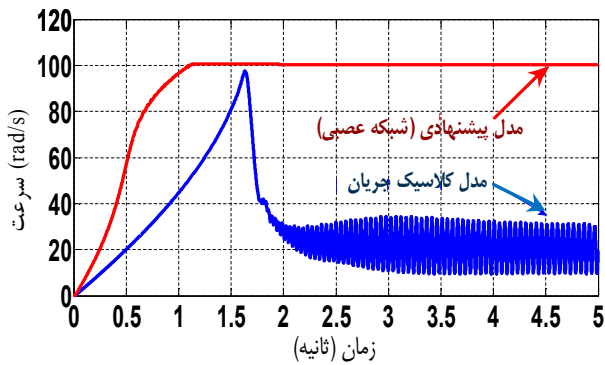
جزئیات بلوک تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ مندرج در شکل ۳ (Reference Voltages Generation Block)، در شکل ۵ آورده شده است [۱].

ضمناً چون فاز c موتور با فازهای a و b رابطه دارد لذا نیازی به تولید سیگنال‌های مرجع فاز c نیست. توسط جریان‌های اندازه‌گیری شده فازها، جریان‌های محورهای فرضی d و q تولید و با مقادیر مرجعشان که از طریق سیگنال‌های خطای شار و سرعت به‌دست آمده‌اند، مقایسه می‌شوند. سپس سیگنال‌های خطای تولیدشده را از دو بلوک کنترل‌کننده PI عبور داده و با مقایسه مجددی که انجام می‌گیرد و بالاخره با تبدیل اطلاعات محورهای فرضی $d-q$ به سه فاز، ولتاژهای مرجع مورد نیاز بلوک تولید پالس ساخته می‌شوند.

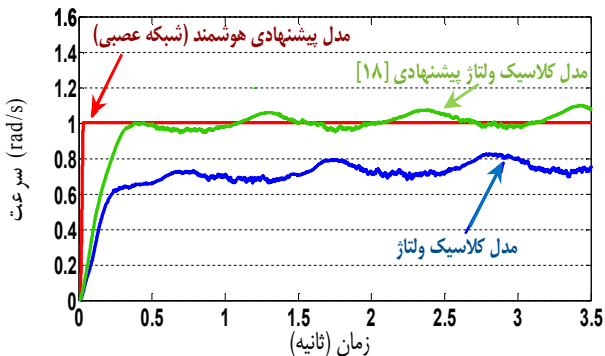
۳- معرف دو شبکه عصبی پیش‌خور مورد استفاده جهت تخمین سیگنال‌های کنترلی و نیز تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر

۱-۳ آموزش شبکه‌های عصبی پیش‌خور مورد استفاده

شبکه عصبی پرسپترون چندلایه از جمله قدیمی‌ترین و پرکاربردترین شبکه‌های عصبی نوع پیش‌خور است که قدرت تطبیق و تعمیم بالای آن سال‌ها قبل به اثبات رسیده است [۲۴]. متداول‌ترین روش آموزش شبکه عصبی پرسپترون چندلایه الگوریتم پس‌انتشار خطا است که اولین بار توسط رملهارت و همکارانش پیشنهاد شد [۲۵]. ماهیت این الگوریتم بدین صورت است که در ابتدا یک الگوی آموزشی به شبکه اعمال و خروجی حاصل از شبکه با خروجی مطلوب مقایسه شده و سپس وزن‌های مجهول شبکه از طریق پس‌انتشار خطای فوق به لایه‌های قبلی (که البته انجام این عمل مبتنی بر یکی از انواع روش‌های بهینه‌سازی کلاسیک از جمله: گرادیان نزولی، گرادیان مزدوج، مارکوارت - لوبنرگ و ... است) چنان تنظیم می‌شوند تا شبکه الگوی رفتاری مورد نظر را به درستی تقلید نماید. در این روش، وزن‌های شبکه به‌طور مداوم به‌ازای همه الگوهای آموزشی به‌روز شده و ضمناً روند یادگیری هنگامی متوقف خواهد شد که مجموع کل خطای مربوط به همه داده‌های آموزشی از مقدار آستانه تعیین شده کمتر و یا تعداد کل دوره‌های آموزش به سر آید.



شکل ۸: پایداری درایو هوشمند پیشنهادی در پاسخ به فرمان سرعت ۱۰۰ rad/s.



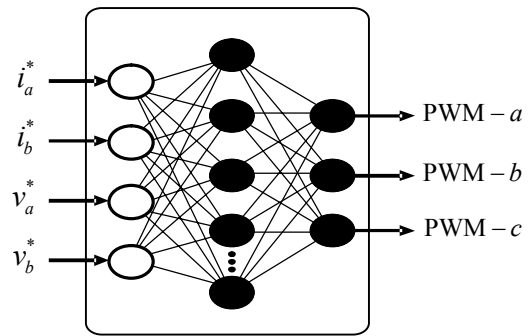
شکل ۹: پایداری درایو هوشمند پیشنهادی در پاسخ به فرمان سرعت ۱ rad/s.

شکل ۸ پایداری درایو هوشمند پیشنهادی در پاسخ به فرمان سرعت ۱۰۰ rad/s را در مقایسه با مدل کلاسیک جریان نشان می‌دهد که با فرض ثابت بودن پارامترهای موتور در حین کار حاصل شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، درایو مدل کلاسیک جریان در پاسخ به فرمان سرعت ۱۰۰ rad/s به علت وقوع اشباع شار ناپایدار و از ردیابی فرمان سرعت بازمانده است و لذا در سطح سرعت پایین‌تری دچار نوسان شده است، در حالی که درایو هوشمند پیشنهادی کاملاً پایدار بوده و رفتار قابل قبولی را ارائه نموده است.

مجدداً با فرض ثابت بودن پارامترهای موتور در حین کار پایداری درایو هوشمند پیشنهادی در پاسخ به فرمان سرعت ۱ rad/s در شکل ۹ نشان داده شده است. این شکل گویای این مطلب است که درایو مدل کلاسیک ولتاژ در پاسخ به فرمان سرعت ۱ rad/s و به دلیل افت ولتاژ بر روی مقاومت استاتور ناپایدار و در ردیابی فرمان سرعت ناموفق نشان داده است. همچنین در این شکل، پاسخ مدل کلاسیک ولتاژ بهبود یافته در فرمان سرعت ۱ rad/s توسط [۱۸] آورده شده است که علی‌رغم ردیابی نسبتاً موفق دارای نوسان قابل توجهی حول مقدار ماندگار است. در هر حال، همان‌طور که از شکل فوق پیداست درایو هوشمند پیشنهادی فرمان سرعت ۱ rad/s را با دقت بسیار بالایی ردیابی کرده و رفتار آن کاملاً پایدار است.

شکل ۱۰ ناپایداری درایو مدل کلاسیک ولتاژ را در صورت تغییرات مقاومت استاتور و در پاسخ به فرمان سرعت ۹۰ rad/s نشان می‌دهد. در منحنی a پارامترهای موتور ثابت بوده و در منحنی b، مقاومت استاتور نسبت به مقدار واقعی آن ۱/۵ برابر شده است.

شکل ۱۱ پایداری درایو هوشمند پیشنهادی در قیاس با مدل کلاسیک ولتاژ به‌زای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت استاتور و در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s نشان می‌دهد، که در آن منحنی a پاسخ درایو هوشمند پیشنهادی و منحنی b پاسخ مدل کلاسیک ولتاژ است.



شکل ۷: شبکه عصبی پرسپترون دولایه مورد استفاده برای تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز برای واحد اینورتر.

کلاسیک مرسوم برای تولید پالس‌های کلیدزنی، سیگنال‌های کنترلی به جریان‌ها یا ولتاژهای مرجع سه تا از فازها تبدیل می‌شوند. این که برای تولید پالس‌های کلیدزنی تنها از جریان‌ها یا ولتاژهای مرجع فازها استفاده شود مزایا و البته معایبی دارد. برای این که به‌طور هم‌زمان از مزایای هر دو روش استفاده و ضعف‌های هر یک را توسط دیگری پوشش دهیم باید برای تولید پالس‌های کلیدزنی به‌طور هم‌زمان از جریان‌ها و ولتاژهای مرجع استفاده شود. این امر با شبکه عصبی به آسانی میسر است. شبکه عصبی پرسپترون دولایه مورد استفاده برای تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز برای واحد اینورتر در شکل ۷ نشان داده شده است. ضمناً تعداد ۳۷ نرون در لایه مخفی این شبکه به کار رفته است.

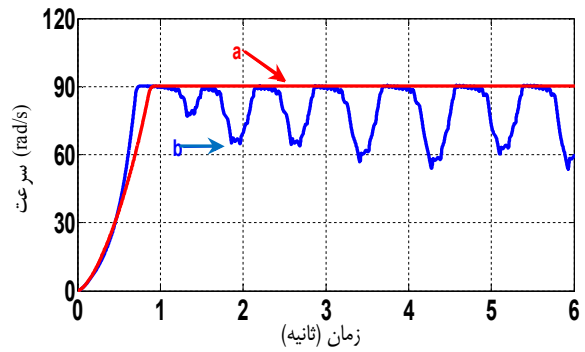
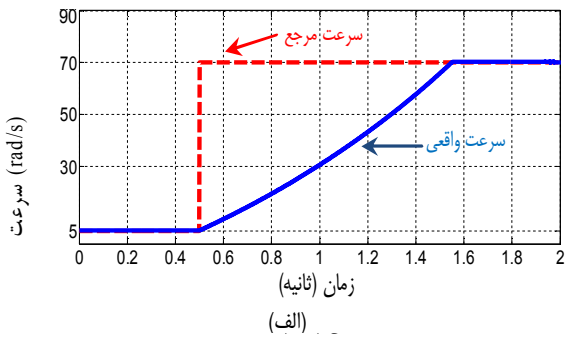
به علت وقوع اشباع شار در محدوده سرعت‌های زیاد در مدل کلاسیک جریان و نیز وقوع افت ولتاژ بر روی مقاومت استاتور در محدوده سرعت‌های کم و خیلی کم در مدل کلاسیک ولتاژ، درایوهای کلاسیک معمول در سرعت‌های بالا یا پایین از پروفایل سرعت مناسبی برخوردار نمی‌باشند. در درایو پیشنهادی این مقاله، این نقیصه به دلیل استفاده توأمان از داده‌های مدل‌های ولتاژ و جریان و همچنین استفاده هم‌زمان از جریان‌ها و ولتاژهای مرجع دو تا از فازها به‌عنوان ورودی‌های شبکه عصبی، به بهترین شکل ممکن رفع گردیده است.

۴- شبیه‌سازی

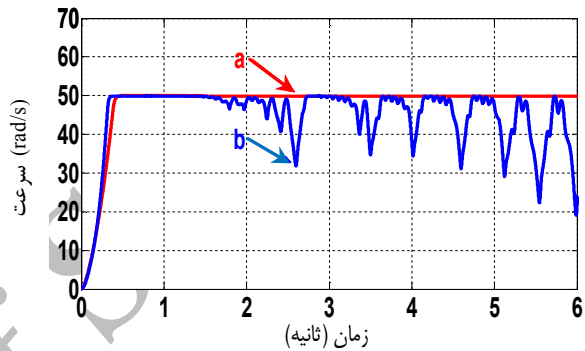
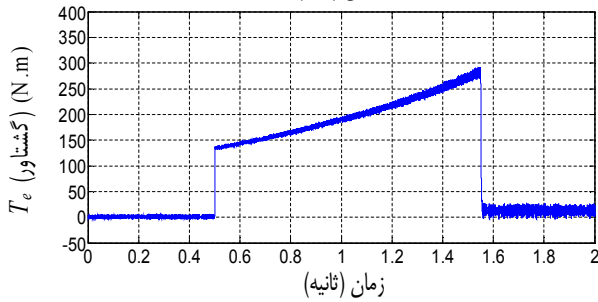
مشخصات نامی و مقادیر پارامترهای موتور القایی مورد استفاده در این بخش به شرح زیر می‌باشد

$$\begin{aligned}
 P_n &= ۱۴۹,۲ \text{ k.V.A} \\
 f_n &= ۶۰ \text{ Hz} \\
 L_{ls} &= ۰,۳۰۲۷ \text{ mH} \\
 R_r &= ۹,۲۹۵ \text{ m}\Omega \\
 J &= ۳,۱ \text{ kg.m}^2 \\
 V_n (V_{rms}) &= ۴۶۰ \text{ V} \\
 R_s &= ۱۴,۸۵ \text{ m}\Omega \\
 L_m &= ۱۰,۴۶ \text{ mH} \\
 L_{lr} &= ۰,۳۰۲۷ \text{ mH} \\
 P &= ۲
 \end{aligned}$$

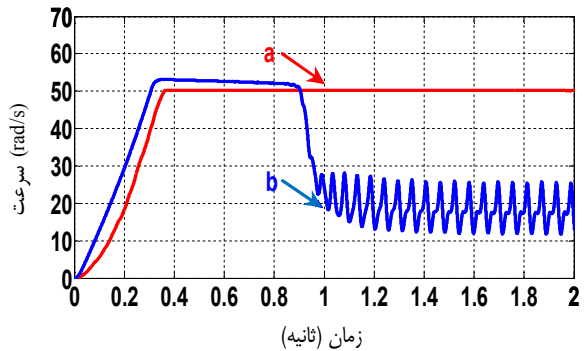
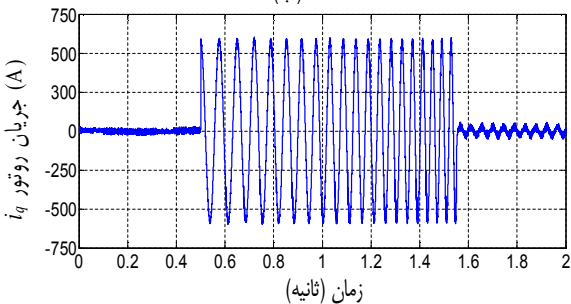
شبیه‌سازی‌های متعددی با هدف بررسی کارایی درایو هوشمند پیشنهادی در محدوده سرعت‌های خیلی کم و زیاد و نیز تست قوام آن در قبال تغییرات شایع مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار انجام شدند و نتایج آن با عملکرد مدل‌های کلاسیک جریان و ولتاژ مقایسه گردیده‌اند. در ضمن کلیه شبیه‌سازی‌ها بر روی یک موتور القایی با دو جفت قطب انجام شده است.



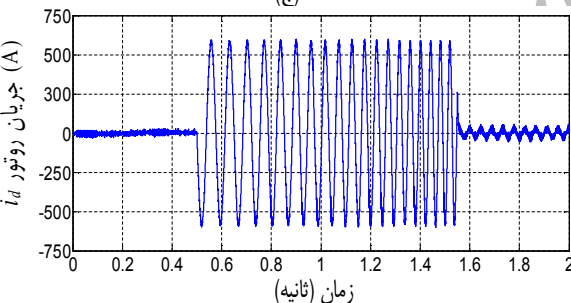
شکل ۱۰: ناپایداری درایو مدل کلاسیک ولتاژ به دلیل تغییر مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت ۹۰ rad/s (a) پاسخ در وضعیت نرمال و b: پاسخ به‌زای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت استاتور.



شکل ۱۱: مقایسه پایداری درایو هوشمند پیشنهادی و درایو مدل کلاسیک ولتاژ به‌زای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s (a) پاسخ درایو هوشمند پیشنهادی و b: پاسخ مدل کلاسیک ولتاژ.



شکل ۱۲: مقایسه پایداری درایو هوشمند پیشنهادی و درایو مدل کلاسیک جریان به‌زای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت روتور در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s (a) پاسخ درایو هوشمند پیشنهادی و b: پاسخ مدل کلاسیک جریان.



شکل ۱۳: ردیابی پایدار و قابل قبول درایو هوشمند پیشنهادی در پاسخ به فرمان‌های سرعت ۵ rad/s و متعاقباً ۷۰ rad/s علی‌رغم ۴ برابر شدن هم‌زمان مقاومت‌های استاتور و روتور، (الف) پروفایل سرعت روتور، (ب) پروفایل گشتاور تولیدی، (ج) مؤلفه q جریان روتور (i_q) و (د) مؤلفه d جریان روتور (i_d).

۵- نتیجه‌گیری

درایو کنترل سرعت موتور القایی در این مقاله با کاربرد دو شبکه عصبی پیش‌خور دولایه (یکی با وظیفه تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر و دیگری برای تخمین سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز) طراحی گردید. عمده سهم این مقاله در نحوه تولید پالس‌های کلیدزنی و نیز ابداع شیوه‌ای جدید برای آموزش شبکه‌های عصبی فوق‌الذکر است. برای طراحی درایو هوشمند پیشنهادی، دو ایده به‌صورت هم‌زمان و به طریق زیر پیاده‌سازی شد:

(۱) از ایده‌های جدید برای آموزش بلوک عصبی تخمین‌گر سیگنال‌های کنترلی استفاده شد، به‌گونه‌ای که درایو پیشنهادی کنترل سرعت موتور القایی نسبت به تغییرات مقاومت‌های استاتور و روتور در حین

همچنین در شکل ۱۲ پایداری درایو هوشمند پیشنهادی در قیاس با مدل کلاسیک جریان به‌زای ۵۰٪ افزایش مقاومت روتور و در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s نشان داده شده است، که در آن منحنی a پاسخ درایو هوشمند پیشنهادی و منحنی b پاسخ مدل کلاسیک جریان است. در آخرین شبیه‌سازی انجام گرفته و با هدف نمایش قوام قابل ملاحظه درایو هوشمند طراحی شده، مقادیر مقاومت‌های روتور و استاتور به‌طور هم‌زمان ۴ برابر شده‌اند. ضمناً در این شبیه‌سازی، موتور تحت گشتاور بار متناسب با مجذور سرعت قرار گرفته است و پروفایل سرعت مرجع (از جهت پوشش هر دو محدوده سرعت‌های کم و زیاد) تا ۰/۵ ثانیه برابر با ۵ rad/s بوده و پس از آن به مقدار ۷۰ rad/s افزایش می‌یابد. نتیجه کار در شکل ۱۳ منعکس گردیده است. لازم به توضیح است که دلیل کندی پاسخ درایو هوشمند در ردیابی فرمان ۷۰ rad/s، در قیاس با نتایج شبیه‌سازی قبلی، وجود گشتاور بار است.

- [15] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High - performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, Mar./Apr. 1989.
- [16] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, "Online stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector controlled speed sensorless induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 167-176, Feb. 2007.
- [17] H. M. Kojabadi, L. Chang, and R. Doraiswami, "A MRAS - based adaptive pseudoreduced - order flux observer for sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 930-176, Jul. 2005.
- [18] K. K. Shyu, L. J. Shang, H. Z. Chen, and K. W. Jwo, "Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1608-1613, Nov. 2004.
- [19] F. Lin, H. Shieh, K. Shyu, and P. Huang, "Online gain tuning PI controller using realcoded genetic algorithm," *Electric Power Systems Research*, vol. 72, no. 2, pp. 157-169, Dec. 2004.
- [20] F. Lin, W. Chou, and P. Huang, "Adaptive sliding mode controller based on real time genetic algorithm for induction motor servo drive," in *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 150, no. 1, pp. 1-13, Apr. 2003.
- [21] S. M. Gadoue, D. Giaouris, and J. W. Finch, "Artificial intelligence - based speed control of DTC induction motor drives—A comparative study," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 1, pp. 210-219, Jan. 2009.
- [22] A. Dey, B. Singh, B. Dwivedi, and D. Chandra, "Vector control of three - phase induction motor using artificial intelligent technique," *ARPN J. of Engineering and Applied Sciences*, vol. 4, no. 4, pp. 57-67, Jun. 2009.
- [23] D. Casadei, G. Serra, A. Stefani, A. Tani, and L. Zarri, "DTC drives for wide speed range applications using a robust flux - weakening algorithm," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 9, pp. 2451-2461, Oct. 2007.
- [24] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural Networks*, vol. 2, no. 4, pp. 303-314, Jul. 1989.
- [25] D. E. Rummelhart, G. E. Hinton, and R. J. Williams, "Learning internal representations by error propagation," in D. E. Rummelhart and J. L. McClelland, editors, *Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructure of Cognition*, vol. 1, Chapter 8, pp. 318-362, MIT Press, Cambridge, MA., 1986.

حجت مؤیدی راد در شهریور ماه ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی خود را در رشته‌ی مهندسی برق - الکترونیک از دانشگاه آزاد اسلامی واحد بجنورد و در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی ارشد خود را در رشته‌ی مهندسی برق - قدرت از دانشگاه بیرجند دریافت نمود. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه‌ی ایشان عبارتند از: ماشین‌های الکتریکی، مدلسازی و کنترل درایوهای الکتریکی، الکترونیک قدرت و مهندسی پزشکی.

محمد علی شمسی نژاد در سال ۱۳۶۹ مدرک کارشناسی خود را در رشته‌ی مهندسی برق - قدرت از دانشگاه صنعتی شریف و متعاقباً مدرک کارشناسی ارشد خود را در رشته‌ی مهندسی برق - قدرت در سال ۱۳۷۵ از دانشگاه صنعتی شریف دریافت نمود و مقطع دکتری در رشته برق قدرت را نیز از دانشگاه INPL شهر NANCY کشور فرانسه در سال ۱۳۸۶ دریافت نمود. هم اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه بیرجند می‌باشد. نام‌برده از سال ۱۳۷۱ در دانشگاه بیرجند مشغول تدریس است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: ماشین‌های الکتریکی، درایو و الکترونیک قدرت.

محسن فرشاد در شهریور ماه ۱۳۶۹ مدرک کارشناسی خود را در رشته‌ی مهندسی برق - الکترونیک از دانشگاه صنعتی شریف و متعاقباً مدرک کارشناسی ارشد خود را در رشته‌ی مهندسی برق - کنترل در بهمن ماه ۱۳۷۲ از دانشگاه تهران دریافت نمود. از خرداد ۱۳۷۶ تا شهریور ۱۳۷۸ به عنوان عضو هیات علمی در دانشکده مهندسی دانشگاه بیرجند مشغول به کار بود. در مهر ماه ۱۳۷۸ به دوره دکتری مهندسی برق - کنترل دانشگاه تهران وارد گردید و در شهریور ماه ۱۳۸۵ موفق به اخذ درجه‌ی دکتری از دانشگاه مذکور گردید. دکتر محسن فرشاد در حال حاضر به عنوان استادیار دانشکده‌ی برق و کامپیوتر دانشگاه بیرجند مشغول به انجام فعالیت‌های آموزشی و پژوهشی است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه نام‌برده عبارتند از: محاسبات نرم (شامل: الگوریتم‌های بهینه‌سازی هوشمند، شبکه‌های عصبی و منطق فازی)، مدل‌سازی و کنترل درایوهای الکتریکی، بهینه‌سازی و کنترل سیستم‌ها، ترافیک و مسائل نقلیه.

کار در حد قابل ملاحظه‌ای مقاوم گردید. داده‌های آموزشی مورد نیاز بلوک عصبی فوق از ترکیب مجموعه داده‌های به‌دست آمده از دو مدل کلاسیک ولتاژ و جریان در یک شرایط کاری برابر حاصل شد. لازم به یادآوری است که مدل‌های کلاسیک ولتاژ و جریان به‌ترتیب مستقل از مقاومت روتور و استاتور بوده و لذا عملکرد شبکه عصبی آموزش‌یافته به مقادیر مقاومت‌های روتور و استاتور وابسته نخواهد بود.

(۲) در درایو پیشنهادی، تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر بر عهده یک شبکه پرسپترون دولایه است. برای آموزش شبکه عصبی فوق و از جهت رفع مشکلات روش‌های قبلی کنترل سرعت موتور القایی (یعنی مدل‌های کلاسیک جریان و ولتاژ که به‌ترتیب به دلیل وقوع اشباع شار در محدوده سرعت‌های زیاد و نیز وقوع افت ولتاژ بر روی مقاومت استاتور در محدوده سرعت‌های کم و خیلی کم دچار مشکل می‌شوند)، از اطلاعات توأمان جریان و ولتاژ مرجع دو فاز موتور استفاده شد. در نتیجه این کار، درایو هوشمند پیشنهادی کنترل سرعت موتور القایی در پاسخ به فرمان‌های سرعت خیلی کم و زیاد رفتاری پایدار و قابل قبول (از منظر: سرعت پاسخ‌دهی، نوسانات پاسخ و خطای ماندگار ردیابی) دارد.

مراجع

- [1] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Upper Saddle River, NJ: Prentice - Hall, 2002.
- [2] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed - loop control system for rotating - field machines," *Siemens Rev*, vol. 39, no. 3, pp. 217-220, May 1972.
- [3] P. Vas, *The Control of AC Machines*, Oxford Univ., 1990.
- [4] J. N. Nash, "Direct torque control, induction motor vector control without an encoder," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 333-341, Mar./Apr. 1997.
- [5] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Implementation of a direct torque control algorithm for induction motor based on discrete space vector modulation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 769-777, Jul. 2000.
- [6] S. Mir, M. E. Elbuluk, and D. S. Zinger, "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 279-287, Mar. 1998.
- [7] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, May/June. 1995.
- [8] B. K. Bose, "Neural network applications in power electronics and motor drives - an introduction and perspective," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 14-33, Feb. 2007.
- [9] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "A simplified approach to continuous on - line tuning of field oriented induction motor drives," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 26, no. 3, pp. 420-424, May/June. 1990.
- [10] M. P. Kazmierkowski, "A novel vector control scheme for transistor PWM inverter-fed induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 41-47, Feb. 1991.
- [11] L. C. Zai and T. A. Lipo, "An extended kalman filter approach in rotor time constant measurement in PWM induction motor drives," in *Proc. Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 177-183, Feb. 1987.
- [12] P. J. Chrzan and H. Klaassen, "Parameter identification of vector - controlled induction machines," *Electrical Engineering*, vol. 79, no. 1, pp. 39-49, May/June. 1996.
- [13] J. Faiz and M. B. B. Sharifian, "Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance sensorless DTC for EV," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 16, no. 1, pp. 104-109, May 2001.
- [14] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1045-1053, Sep./Oct. 1992.