مقاوم‌سازی و بهبود عملکرد درایو موتور القایی در قبال تغییرات شایع پارامترهای موتور در حین کار با استفاده از کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی

حجت مویدی راد[1] محسن فرشاد[2] محمدعلی شمسی‌نژاد[3]

۱- دانشجوی دکتری برق قدرت- دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه قدرت- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران
hojatrad@birjand.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه قدرت- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران
mfarshad@birjand.ac.ir

۳- دانشیار- دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه قدرت- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران
mshamsi@birjand.ac.ir

چکیده: **در ساختار کنترل برداری مستقیم یک ماشین القایی، سه بخش اساسی وجود دارد که نقش حیاتی در تأمین عملکرد رضایت بخش موتور خواهند داشت. این سه بخش عبارتند از: ۱- بلوک تخمینگر سیگنال‌های برگشتی مورد نیاز، ۲- بلوک تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر و بالاخره ۳- بلوک‌های کنترلی (معمولاً PI) جهت تولید سیگنال‌های مرجع مورد نیاز. این مقاله، در ادامه‌ی کارهای قبلی همین نویسندگان که بخش‌های ۱ و ۲ را مورد توجه قرار دادند، به بخش ۳ می‌پردازد. در این مقاله، درایو کنترلر سرعت موتور القایی، با بکارگیری کنترلرهای هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی طراحی شده است. با تغییر مقدار مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار، ضرایب کنترل کننده‌ها بطور خودکار تصحیح خواهند شد. با خود تنظیم بودن ضرایب، مشکل تنظیم ضرایب کنترلرهای مرسوم PI که بصورت سعی و خطا و با یک مقدار ثابت تعیین می‌شدند برطرف می‌شود و درایو کنترل سرعت به ازای تغییرات شایع پارامترهای موتور در حین کار پایدار می‌ماند. درایو پیشنهادی با استفاده از اطلاعات یک ماشین القایی موجود در نرم افزار متلب، در محیط سیمولینک شبیه‌سازی شده است که نتایج شبیه‌سازی شده مؤید ادعای ارائه شده می‌باشد.**

کلمات کلیدی: **تغییرات پارامتر، قوام، کنترل برداری، کنترل کننده‌ی هوشمند، موتور القایی، یادگیری عاطفی.**

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۲/۱۲/۱۰

تاریخ پذیرش مشروط مقاله : ۱۳۹۴/۰۱/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۰۳/۲۹

نام نویسنده‌ی مسئول: حجت مویدی راد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – بیرجند – انتهای بلوار دانشگاه، دانشگاه بیرجند، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه قدرت.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

۱- مقدمه

به علت ساختار چند متغیره و غیرخطی موتور القایی، کنترل این ماشین‌ها به مراتب پیچیده‌تر از کنترل ماشین‌های جریان مستقیم می‌باشند. چنانچه کارآیی بالایی نیز از ماشین انتظار رود بر این پیچیدگی افزوده خواهد شد. رایج‌ترین روش کنترل سرعت در موتورهای القایی، روش کنترل برداری [۷-۱] و کنترل مستقیم گشتاور [۱۰-۸] است. در سال‌های اخیر کاربرد مدل‌های هوشمند در حوزه‌های الکترونیک قدرت و درایوهای الکتریکی پیشرفت قابل توجه‌ای داشته است [۱۳-۱۱].

عملکرد مطلوب سیستم کنترل سرعت موتور القایی ارتباط تنگاتنگی با مشخصات عملکردی آن دارد. خطاهای ساخت (بهنگام تولید انبوه موتور و به دلیل ملاحظات اقتصادی)، استهلاک موتور و حتی ایرادات حین کار، می‌توانند باعث تغییرات بعضاً عمده در مشخصات عملکردی موتور گردند. بدیهی است که در صورت وابستگی ساختار کنترلرکننده به موتور و مدل آن و عدم اطلاع از تغییرات احتمالی فوق، عملکرد ضعیف سیستم کنترل، امری اجتناب ناپذیر خواهد بود [۱۱].

در درایوهای کنترل سرعت موتورهای القایی، دقت تخمین شار روتور اهمیت زیادی دارد. تخمین شار روتور در مدل‌های معمول جریان و ولتاژ کنترل برداری به ترتیب به مقاومت‌های روتور و استاتور وابسته است. در این راستا، تاکنون چندین روش کاهش حساسیت پارامتر برای روش کنترل برداری گزارش شده است. در [۴] پارامترهای کنترلی درایو موتور القایی توسط یک شبکه‌ی عصبی پیشخور تولید شده است. که این درایو پیشنهادی نسبت به تغییرات پارامتر در حین کار پایدار نیست.

در [۱۴] یک روش کنترل سرعت تطبیقی مبتنی بر تابع گشتاور گزارش شده است که البته در محدوده‌ی سرعت‌های کم و خیلی کم به دلیل وقوع افت ولتاژ بر روی مقاومت استاتور کارآیی خود را از دست می‌دهد. درایو پیشنهاد شده توسط [۱۵]، به علت وجود مقدار بزرگ نیروی محرکه‌ی الکتریکی و لذا اشباع شار، در محدوده‌ی سرعت‌های زیاد کاربردی ندارد. در [۱۶] از فیلتر کالمن تعمیم یافته صرفاً برای تخمین مقاومت روتور استفاده شده است.

در [۱۷] تنها تخمین مقاومت استاتور مورد توجه قرار گرفته است. در [20-18] از روش کنترل برداری برای طراحی درایو کنترل سرعت موتور القایی استفاده شده است، که در [۱۸] فقط تکنیک‌های مختلف تخمین مقاومت روتور تشریح شده است و در [۱۹]، [۲۰] و [۵] نیز فرض بر این است که تغییری در پارامترهای موتور رخ نمی‌دهد.

در [۲۱] برای تخمین مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار از دو شبکه‌ی عصبی پیشخور استفاده شده است. در [۶] ایده‌ی جدیدی برای استخراج داده‌های آموزشی شبکه‌ی عصبی پیشنهاد شده است که درایو کنترل سرعت را در قبال تغییرات شایع مقاومت‌های استاتور و روتور مقاوم کرده است ولی تنظیم ضرایب کنترلرکننده‌ها به صورت سعی و خطا تنظیم شده است که فرآیندی زمان‌بر است و در ضمن این ضرایب در حین کار همیشه ثابت هستند.

در مرجع [۲۲] برای برطرف کردن مشکل کنترل سرعت موتور در محدوده‌های خیلی پایین از تخمین مقاومت استاتور استفاده شده است. در [۲۳] و [۲۴] برای مقاوم‌سازی درایو کنترل سرعت در قبال تغییرات پارامترهای موتور از یک PI کنترلر قابل تنظیم توسط الگوریتم ژنتیک، استفاده شده است. در [۱۳] نشان داده شده که PI کنترلر قابل تنظیم توسط الگوریتم ژنتیک، به دلیل سرعت پایین چندان کارآیی مؤثری ندارد. در [۲۵] نیز از الگوریتم بهینه‌سازی تجمع پرندگان برای تنظیم ضرایب کنترلر کننده استفاده شده است که بدلیل سرعت نامناسب، از پاسخ مطلوبی برای تغییرات سریع روی خط برخوردار نیست.

در [۲۶] 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 و مقاوم‌سازی آن در برابر تغییر پارامترهای موتور در حین کار، توفیقی حاصل نشده است. تغییر هر چند اندک پارامترهای موتور در حین کار ممکن است کنترلرها را با ناپایداری مواجه نکند، ولی بر کیفیت پاسخ تأثیر بسیاری می‌گذارد.

در [۲۷] یک الگوریتم تضعیف شار برای بهبود عملکرد درایو کنترل سرعت در سرعت‌های پایین ارائه شده است، که این الگوریتم به پارامترهای موتور در حین کار وابستگی دارد (هر چند اندک) و برای سرعت‌های خیلی پایین کارآیی مطلوبی ندارد.

دلیل ناپایداری درایو کنترل سرعت این است که در حین کار موتور، مقاومت‌های استاتور و روتور ثابت نیستند و در اثر حرارت مقدارشان تغییر می‌کند و چون ضرایب کنترلر کننده‌ها (که در حین کار ثابت‌اند) بر اساس مقاومت‌ها با مقادیر ثابت تعیین می‌شوند، لذا با تغییر مقدار مقاومت‌ها، نقطه‌ی کار حلقه‌های کنترلی تغییر خواهند کرد و سیستم به سمت ناپایداری می‌رود.

در اکثر تحقیقات ذکر شده در بالا ضرایب کنترلرکننده‌ها ثابت هستند و برای اینکه درایو کنترل سرعت در حین کار ناپایدار نشود مقادیر مقاومت‌ها تخمین زده شده‌اند. ولی مشکلی که وجود دارد این است که ضرایب کنترل کننده‌ها به صورت دستی و سعی و خطا تعین شده‌اند، که فرآیندی زمان‌بر می‌باشد. هم‌چنین با توجه به پویایی سیستم تحت کنترل، با تغییر سیستم در اثر فرسودگی، نیاز به طراحی و تنظیم مجدد کنترل‌کننده‌ها به وجود می‌آید، لذا تنها تخمین مقاومت‌ها کافی نیست و هم چنین این تخمین‌ها همراه با خطا می‌باشند. پس کنترل‌های هوشمند که از رویکردهای جدید مهندسی کنترل هستند، در مبحث کنترل سرعت موتورهای AC که از کنترل پیچیده‌ای برخوردار هستند، حائز اهمیت هستند.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

در ساختار کنترل برداری مستقیم یک ماشین القایی، سه بخش اساسی وجود دارند که نقش حیاتی در تأمین عملکرد رضایت بخش موتور دارند. این سه بخش عبارتند از:

۱- بلوک تولید پالس‌های کلیدزنی مورد نیاز واحد اینورتر.

۲- بلوک تخمینگر سیگنال‌های برگشتی مورد نیاز.

۳- بلوک‌های کنترلی (معمولاً PI) جهت تولید سیگنال‌های مرجع مورد نیاز.

نویسندگان مقاله‌ی پیشرو، بخش ۱ را در مقاله [۵] مورد توجه قرار داده‌اند و با استفاده از شبکه‌ی عصبی مصنوعی پیشخور و استفاده‌ی توأمان از اطلاعات جریان و ولتاژ مرجع، ایده‌ای را برای تولید پالس‌ها بکار برده‌اند که پروفایل سرعت بهبود یافته است. در ادامه‌ی این مقاله در مرجع [۶] بخش ۱ و ۲ به صورت توأمان مورد توجه قرار گرفته و با ایده‌ای جدید در تولید داده‌های آموزشی برای شبکه‌های عصبی، موفق به طراحی درایو کنترل سرعتی شده‌اند که علاوه بر بهبود پروفایل سرعت، توفیق آشکاری در قوام درایو طراحی شده در برابر تغییرات مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار کسب کرده‌اند.

در مقاله‌ی پیشرو با توجه به پویا بودن سیستم تحت کنترل، پروفایل سرعت، مقاوم بودن و تنظیم خودکار ضرایب کنترلرکننده‌ها با ارائه‌ی ایده‌های کلاسیک و کنترل کننده‌های هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی، مورد توجه قرار می‌گیرد. بر این اساس، درایو کنترل سرعت پیشنهادی در محدوده‌ی سرعت‌های بالا و پایین رفتاری پایدار و البته قابل قبول (از منظر: سرعت پاسخ‌دهی، ریپل پاسخ و بالاخره خطای ماندگار ردیابی) داشته و در ضمن از قوام قابل ملاحظه‌ای در قبال تغییرات پارامترهای مقاومت استاتور و روتور در حین کار برخوردار خواهد بود.

ساختار ادامه‌ی مقاله بدین شرح است: نمایش شماتیکی درایو پیشنهادی همراه با خلاصه‌ای از روند مدل‌سازی موتور القایی و نیز نحوه‌ی تولید سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز در بخش ۲ ارائه شده‌اند. در بخش ۳، ساختار کنترل کننده‌ی هوشمند عاطفی معرفی شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی‌های متعدد انجام گرفته (از جهت بررسی کارآیی درایو پیشنهادی در محدوده‌ی سرعت‌های کم، خیلی کم و زیاد و نیز از جهت تست قوام آن در قبال تغییرات شایع مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار) ارائه و بالاخره مقاله با ارائه‌ی نتیجه‌گیری در بخش ۵ پایان می‌یابد.

۲- کنترل برداری موتور القایی

۲-۱- مدل موتور القایی

نمایش شماتیکی روش کنترل برداری موتور القایی d-q در شکل (۱) نشان داده شده است که به کمک آن می‌توان ساختار کنترلر را بر اساس مدل ماشین تشریح کرد [۱].

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.

محورهای d^e-q^e و d^s-q^s در موتور القایی به صورت فازوری در شکل (۲) نشان داده شده‌اند [۱].

معادلات (۱)- (۱۰) برای تولید سیگنال‌های برگشتی، مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۴].

$$\varphi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s)dt \quad (۱)$$

$$\varphi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s)dt \quad (۲)$$

$$\varphi_{qm}^s = \varphi_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s \quad (۳)$$

$$\varphi_{dm}^s = \varphi_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s \quad (۴)$$

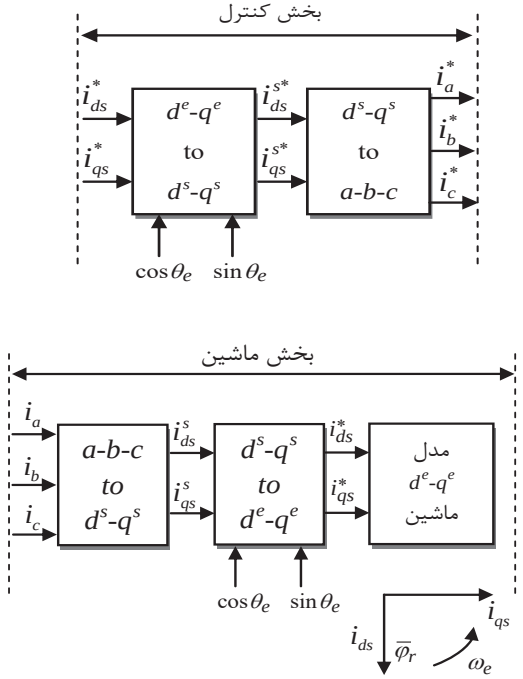
$$\varphi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m}\varphi_{qm}^s - L_{lr} i_{qs}^s \quad (۵)$$

$$\varphi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m}\varphi_{dm}^s - L_{lr} i_{qs}^s \quad (۶)$$

$$T_e = \frac{۳P}{۴}(\varphi_{ds}^s i_{qs}^s - \varphi_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (۷)$$

$$\varphi_r = \sqrt{(\varphi_{qr}^s)^۲ + (\varphi_{dr}^s)^۲} \quad (۸)$$

$$\cos\theta_e = \frac{\varphi_{dr}^s}{\varphi_r} \quad (۹)$$



شکل (۱): نمایش شماتیکی کنترل برداری مدل *dq* موتور القایی [۱]

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

$\varphi^s_{ds}(\varphi^s_{qs})$: شار استاتور در محور مستقیم (محور متعامد).

$\varphi^s_{dm}(\varphi^s_{qm})$: شار فاصله هوایی در محور مستقیم (محور متعامد).

$\varphi^s_{dr}(\varphi^s_{qr})$: شار روتور در محور مستقیم (محور متعامد).

φ_r: شار روتور.

$\Delta\varphi_r$: خطای شار روتور.

ω_r: سرعت مکانیکی روتور.

R_s: مقاومت استاتور.

R_r: مقاومت روتور.

L_{ls}: اندوکتانس نشتی استاتور.

L_{lr}: اندوکتانس نشتی روتور.

L_m: اندوکتانس مغناطیس کننده.

L_r: اندوکتانس روتور.

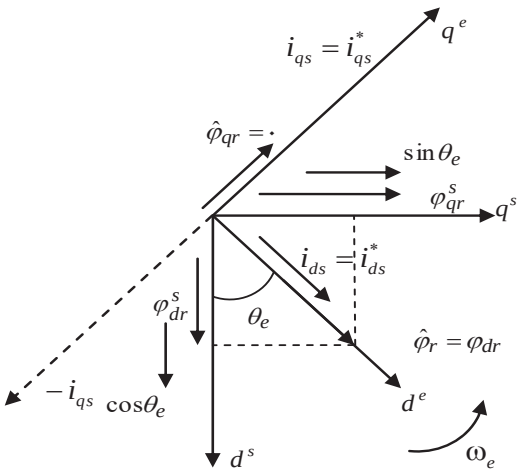
P: تعداد قطب.

P_n: توان نامی.

V_n: ولتاژ نامی (خط- خط).

f_n: فرکانس نامی.

J: اینرسی.



شکل (۲): دیاگرام برداری مؤلفه‌های d^e- q^e و d^s- q^s

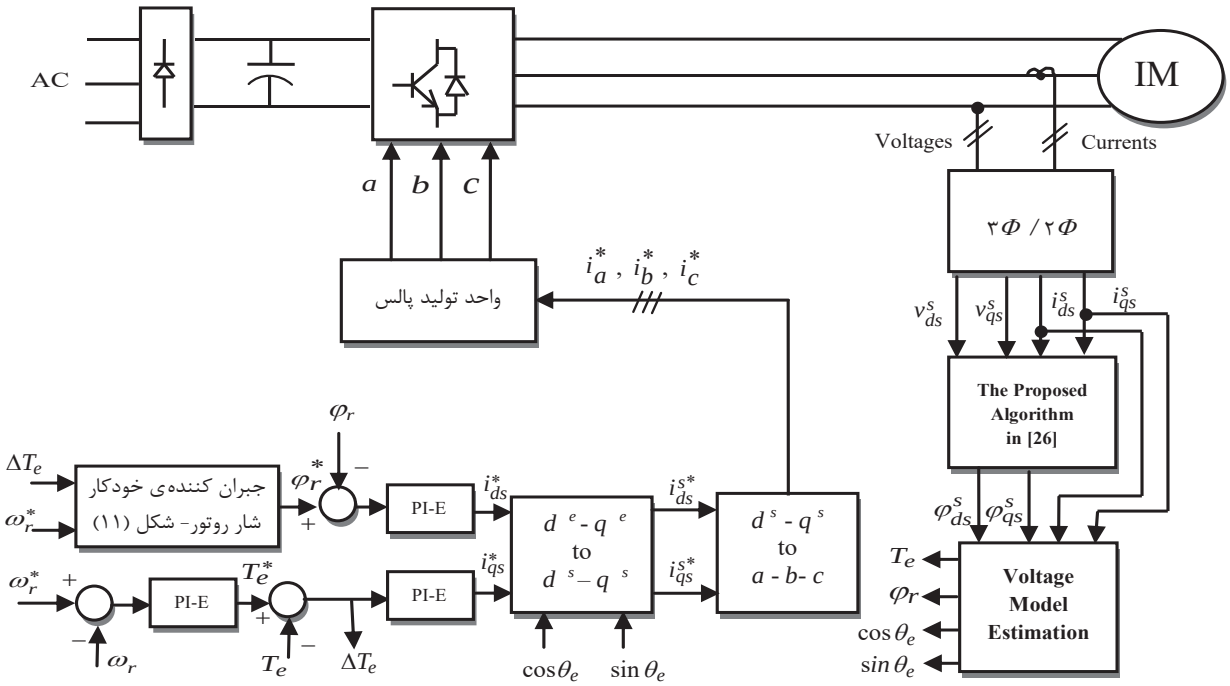
$$\sin\theta_e = \frac{\varphi^s_{qr}}{\varphi_r} \qquad (۱۰)$$

پارامترهای بکار رفته در روابط (۱)- (۱۰) و نیز پارمترهای موتور القایی عبارتند از:

$v^s_{ds}(v^s_{qs})$: ولتاژ استاتور در محور مستقیم (محور متعامد).

$i^s_{ds}(i^s_{qs})$: جریان استاتور در محور مستقیم (محور متعامد).

نمایش شماتیکی درایو پیشنهادی کنترل سرعت موتور القایی در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل (۳): نمایش شماتیکی درایو کنترل سرعت پیشنهادی

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

جریان‌های مرجع i_{qs}^{*} و i_{ds}^{*} به ترتیب بر اساس سیگنال‌های خطای گشتاور و خطای شار و توسط رگولاتورهای هوشمند تولید می‌شوند. این فرمان‌ها از ماهیت dc برخوردارند.

جریان‌های مرجع i_{qs}^{*} و i_{ds}^{*} با استفاده از بردارهای واحد $\sin\theta_e$ و $\cos\theta_e$، به صورت جریان‌های مرجع i_{qs}^{s*} و i_{ds}^{s*} تبدیل می‌شوند. جریان‌های واقعی سه فاز توسط دو سنسور جریان در دسترس هستند. لذا در انتها باید جریان‌های مرجع i_{qs}^{s*} و i_{ds}^{s*} به جریان‌های مرجع سه فاز i_a^{*}، i_b^{*} و i_c^{*} تبدیل شوند. در ادامه، جزئیات بلوک‌های تولیدکننده‌ی سیگنال‌های کنترلی مورد نیاز، شرح داده می‌شوند.

۲-۲- تخمین سیگنال‌های برگشتی مدل ولتاژ

روش کنترل‌برداری مستقیم وابسته به تولید سیگنال‌های بردار واحد از شار روتور است. همان‌طور که در شکل (۴) نشان داده شده است، شارهای استاتور φ_{ds}^{s} و φ_{qs}^{s} را می‌توان از روی مقادیر ولتاژ و جریان فازها تخمین زد [۱].

جریان‌های استاتور مستقیماً از طریق حسگرهای جریان اندازه-گیری می‌شوند و شار روتور، گشتاور، سیگنال‌های $\sin\omega_e t$ و $\cos\omega_e t$ با توجه به شکل (۴) تخمین زده می‌شوند [۱].

تبدیلات سه فاز به دو فاز جریان‌ها و ولتاژها در شکل (۴)، طبق روابط (۱۱)- (۱۴) و بر اساس $i_c = -(i_a + i_b)$ محاسبه می‌شوند.

$$i_{qs}^{s} = \frac{2}{3} i_a - \frac{1}{3} i_b - \frac{1}{3} i_c = i_a \qquad (۱۱)$$

$$i_{ds}^{s} = -\frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + 2 i_b) \qquad (۱۲)$$

$$v_{qs}^{s} = \frac{1}{3} (v_{ab} + v_{ac}) \qquad (۱۳)$$

$$v_{ds}^{s} = -\frac{1}{\sqrt{3}} v_{bc} \qquad (۱۴)$$

در روش کنترل برداری مستقیم مدل ولتاژ به علت مشکل آفست DC، بجای انتگرال‌گیرهای خالص موجود در شکل (۴) از الگوریتم پیشنهاد داده شده در مرجع [۲۸] استفاده شده است، که نمایش شماتیکی آن در شکل (۵) آمده است.

۲-۳- نحوه‌ی تولید پالس‌های کلیدزنی

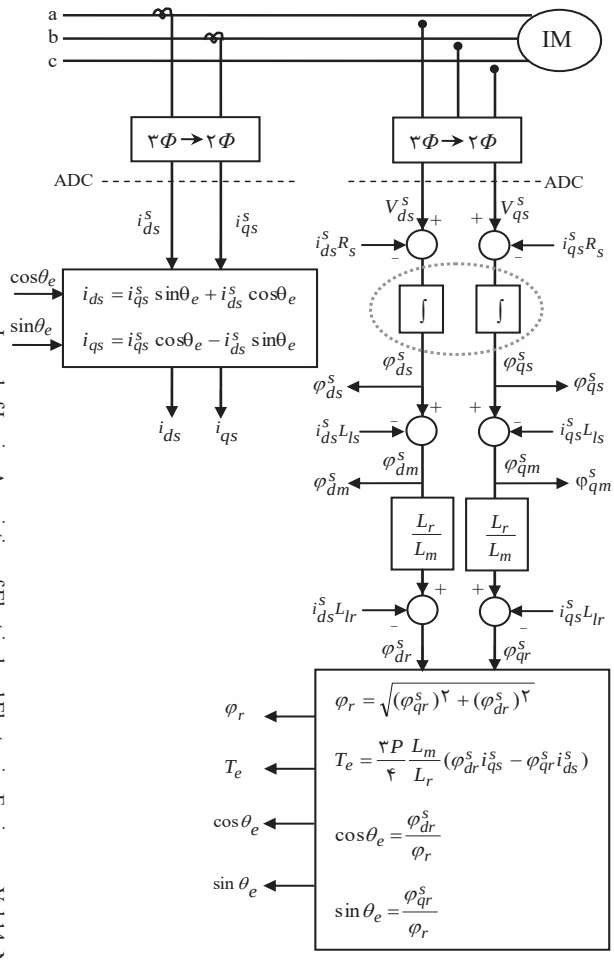
اساس کنترل در سیستم‌های کنترل سرعت موتور القایی، بر پایه‌ی تولید جریان‌ها یا ولتاژهای مرجع می‌باشد که بر اساس روش‌های مختلف تولید پالس، سیگنال‌های کلیدزنی مناسب واحد اینورتر تولید خواهند شد.

شکل (۶) نحوه‌ی تولید پالس‌های کلیدزنی را بر اساس مدولاتور PWM نشان می‌دهد. ورودی مدولاتور PWM، سیگنال‌های مرجع می‌باشد. در واقع بر اساس فرمان‌های مرجع سرعت و شار روتور، سیگنال‌های مرجع، تولید می‌شوند. سیگنال‌های واقعی استاتور موتور باید برابر مقدار سیگنال‌های مرجع تولید شده، شوند تا سیگنال فرمان سرعت، ردیابی شود. پس فرامین سرعت و شار روتور بر اساس تبدیلات شکل (۳) و مدولاتور PWM، به پالس‌های کلیدزنی مناسب برای واحد اینورتر تبدیل می‌شوند.

۳- کنترلر هوشمند مبتنی بر مکانیسم یادگیری عاطفی مغز

۳-۱- ساختار کنترلر هوشمند عاطفی

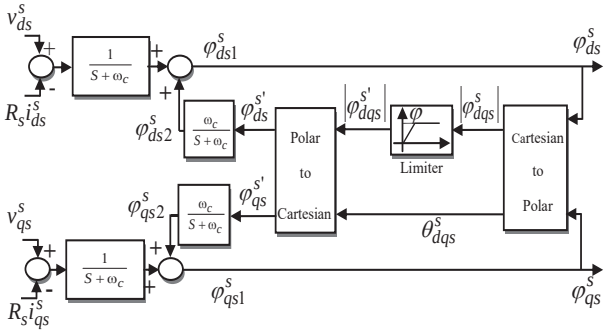
در سال‌های اخیر، ارائه مدل‌های محاسباتی از عملکرد بخش‌هایی از مغز انسان که وظیفه‌ی پردازش عاطفی را بر عهده دارند مورد توجه محققین قرار گرفته است.



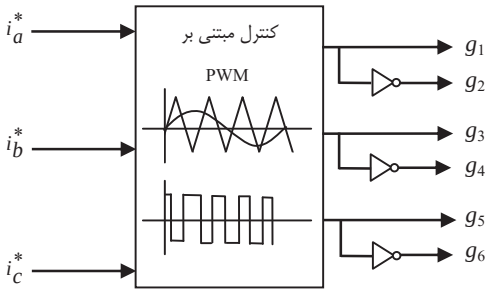
شکل (۴): نمایش شماتیکی تخمین سیگنال‌های برگشتی مدل ولتاژ [۱]

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017



شکل (۵): نمایش شماتیکی الگوریتم پیشنهادی مرجع [۲۸] برای حل مشکل آفست DC



شکل (۶): نمایش شماتیکی نحوه‌ی تولید پالس‌های کلیدزنی برای واحد اینورتر سه فاز

با توجه به موفقیتهای کسب شده از کاربرد مدلهای تقویتی-عاطفی در حوزه‌ی کنترل [۲۹] و [۳۰]، هدف اصلی این تحقیق استناد به یک مدل محاسباتی ارائه شده در [۳۱] از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز، جهت توسعه‌ی یک ساختار هوشمند جدید کنترلی برای موتور القایی است که در ادامه به آن پرداخته خواهد شد.

با صرف نظر از جزئیات، طرح شماتیکی سیستم یادگیری عاطفی مغز در شکل (۷) نشان داده شده است [۳۱]. در ادامه، جهت تشریح مدل محاسباتی پیشنهادی در [۱۱]، سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا[1]- اربیتوفرانتال[2] مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل (۸) محل قرارگیری این دو واحد را در مغز انسان نشان می‌دهد.

روابط (۱۵)- (۲۹) توصیف کننده‌ی ساختار کنترلرکننده‌ی هوشمند می‌باشند [۱۱]. پارامترهای بکار رفته در این روابط عبارتند از:

SI: تحریک ورودی.

EC: سیگنال عاطفی پاداش و جزاء.

MO: پاسخ مدل محاسباتی به SI و EC.

AO: خروجی واحد آمیگدالا.

OCO: خروجی واحد اربیتوفرانتال.

G_a: گین معادل واحد آمیگدالا.

G_{oc}: گین معادل واحد اربیتوفرانتال.

K_1: ضریب یادگیری در واحد آمیگدالا.

K_2: ضریب یادگیری در واحد اربیتوفرانتال.

K_1': نرخ یادگیری در واحد آمیگدالا.

K_2': نرخ یادگیری در واحد اربیتوفرانتال.

e_ω: خطای ردیابی سرعت سیستم حلقه بسته.

k_p: ضریب سیگنال ورودی کنترلر هوشمند (e_ω).

k_I: ضریب انتگرالی سیگنال ورودی کنترلر هوشمند (e_ω).

a_{ec1}: ضریب e_ω در سیگنال عاطفی پاداش و جزاء.

a_{ec2}: ضریب MO در سیگنال عاطفی پاداش و جزاء.

یادگیری در بخش آمیگدالا انجام می‌پذیرد و قشر اربیتوفرانتال به عنوان اصلاح کننده‌ی پاسخ‌ها و عکس العمل‌های نامناسب آمیگدالا، نقش ایفا می‌کند.

پاسخ سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا-اربیتوفرانتال (MO) به تحریک ورودی SI و سیگنال عاطفی پاداش/جزاء EC برابر است با:

$$MO = AO - OCO \qquad (۱۵)$$

که در آن AO و OCO برابرند با:

$$AO = G_a . SI \qquad (۱۶)$$

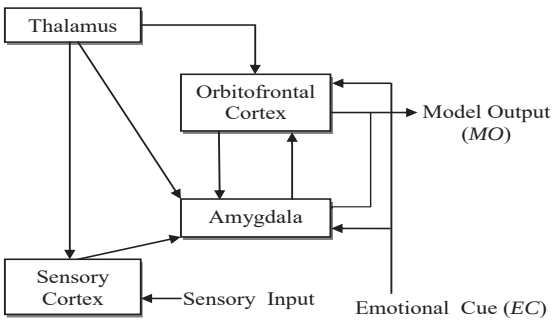
$$OCO = G_{oc} . SI \qquad (۱۷)$$

قانون یادگیری در واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال به ترتیب عبارتند از:

$$\Delta G_a = k_1 . \max(0\ ,\ EC - AO) \geq 0 \qquad (۱۸)$$

$$\Delta G_{oc} = k_2 . (MO - EC) \qquad (۱۹)$$

در رابطه‌ی (۱۸) بدلیل استفاده از عملگر max، گین واحد آمیگدالا محکوم به تغییرات یکنوای افزایشی است. واحد آمیگدالا قادر به فراموشی آنچه قبلاً یاد گرفته است نیست.

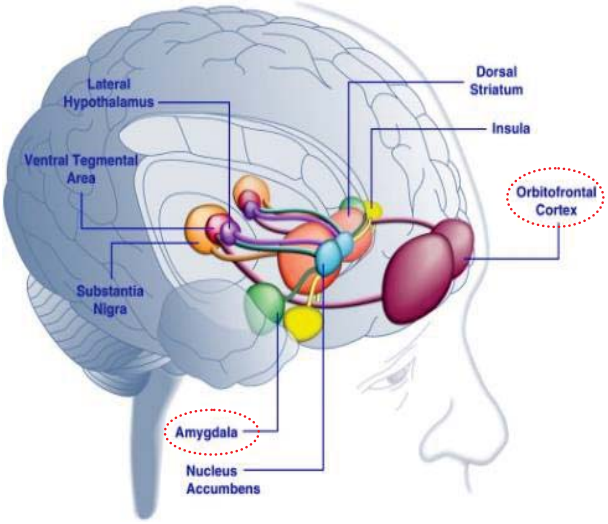


شکل (۷): نمایش بلوکی مدل محاسباتی از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز [۳۱]

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017



شکل (۸): نمایش قشر اربیتوفرانتال و آمیگدالا در مغز انسان [۳۲]

گین واحد اربیتوفرانتال مجاز به تغییرات مثبت/ منفی است تا بتواند در قبال پاسخ‌های نامناسب واحد آمیگدالا اصلاح مناسب را انجام دهد [۱۱]. از ترکیب روابط (۱۵)، (۱۶) و (۱۷) داریم:

$$MO = (G_a - G_{oc}).SI = G(SI, EC, ...).SI \qquad (۲۰)$$

به عبارت دیگر، خروجی سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا و اربیتوفرانتال برابر است با حاصلضرب یک گین متغیر G (وابسته به عوامل متعدد از جمله: سیگنال عاطفی EC و تحریک ورودی SI) در تحریک ورودی SI. در این مقاله از کنترلر هوشمند بعنوان یک کنترلر PI استفاده می‌شود، لذا سیگنال تحریک SI بصورت رابطه‌ی (۲۱) فرمول‌بندی می‌شود.

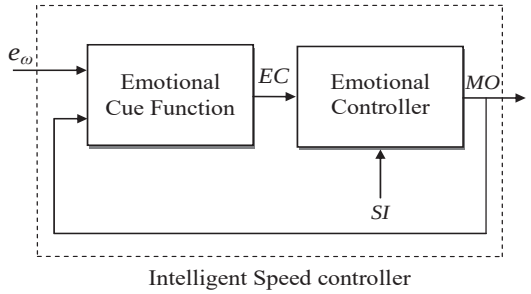
$$SI = K_p.e_\omega + K_I.\int_0^t e_\omega \, dt \qquad (۲۱)$$

سیگنال عاطفی EC نیز در حالت کلی بایستی گویای میزان مطلوبیت عملکرد کنترل‌کننده‌ی سرعت و سیستم حلقه بسته باشد. لذا می‌توان بدون از دست دادن کلیت، EC را بر حسب یک ترکیب وزنی از اهداف اولیه و ثانویه مطرح در حوزه کاربرد مورد نظر (شامل: ردیابی مطلوب سرعت، تلاش کنترلی مینیمم یا معادل راندمان ماکزیمم، ریپل گشتاور کمینه، و غیره) مانند رابطه‌ی (۲۲) نوشت.

$$EC = a_{ec1}.e_\omega + a_{ec2}.MO \qquad (۲۲)$$

کنترل‌کننده‌ی سرعت پیشنهادی نشان داده شده در شکل (۹) که مبتنی بر مدل محاسباتی ارائه شده از سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا- اربیتوفرانتال است دارای ویژگی‌های منحصر به فردی است که در بخش شبیه‌سازی بدان ها اشاره خواهد شد. برای محاسبه‌ی گین معادل واحد آمیگدالا $(G_a(t))$ از رابطه‌ی (۱۸) داریم:

$$\frac{G_a(t+\Delta t) - G_a(t)}{\Delta t} = \frac{K_1}{\Delta t}.\max\left(0, EC(t) - AO(t)\right) \qquad (۲۳)$$



شکل (۹): نمایش بلوکی کنترل کننده هوشمند سرعت (برگرفته از مکانسیم یادگیری عاطفی مغز) [۱۱]

از رابطه‌ی (۲۴) گین معادل واحد آمیگدالا $(G_a(t))$ بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{d}{dt}G_a(t) = \frac{K_1}{\Delta t}.\max\left(0, EC(t) - AO(t)\right) \qquad (۲۴)$$

$$G_a(t) = \frac{K_1}{\Delta t}\int_0^t \max\left(0, EC(t) - AO(t)\right)dt + G_a(0) \qquad (۲۵)$$

که در آن $\frac{K_1}{\Delta t} = K_1'$.

بطور مشابه برای محاسبه‌ی گین معادل واحد اربیتوفرانتال از رابطه‌ی (۱۹) داریم:

$$\frac{G_{oc}(t+\Delta t) - G_{oc}(t)}{\Delta t} = \frac{K_2}{\Delta t}(MO(t) - EC(t)) \qquad (۲۶)$$

$$\frac{d}{dt}G_{oc}(t) = \frac{K_2}{\Delta t}(MO(t) - EC(t)) \qquad (۲۷)$$

از رابطه‌ی (۲۷) گین معادل واحد اربیتوفرانتال $(G_{oc}(t))$ بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$G_{oc}(t) = \frac{K_2}{\Delta t}\int_0^t (MO(t) - EC(t))\,dt + G_{OC}(0) \qquad (۲۸)$$

که در آن $\frac{K_2}{\Delta t} = K_2'$.

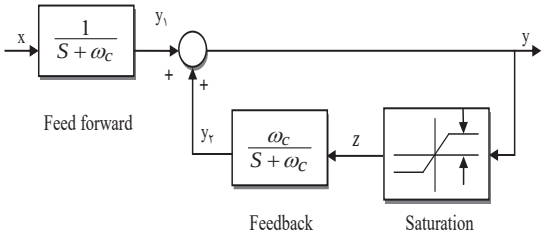
با توجه به اینکه مدل کنترل‌کننده‌ی عاطفی از مغز الهام گرفته شده است، لذا منطقی است که برای گین‌های واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال محدود کننده‌هایی در نظر گرفته شده است، که در واقع همان آستانه‌ی تحمل عاطفی انسان می‌باشند. با این ترفند دیگر مشکلی از بابت انتخاب مقادیر وزنی بزرگ برای سیگنال عاطفی بوجود نخواهد آمد. بجای استفاده از انتگرال‌گیرهایی که مشکلات آفست DC را به دنبال دارند، از یک انتگرال‌گیر اصلاح شده با مکانیسم فیدبک که در شکل (۱۰) نشان داده شده است در طراحی کنترل‌کننده‌ی عاطفی استفاده می‌شود که رابطه‌ی (۲۹) را برای آن داریم.

$$y = \frac{1}{S + \omega_c}x + \frac{\omega_c}{S + \omega_c}z \qquad (۲۹)$$

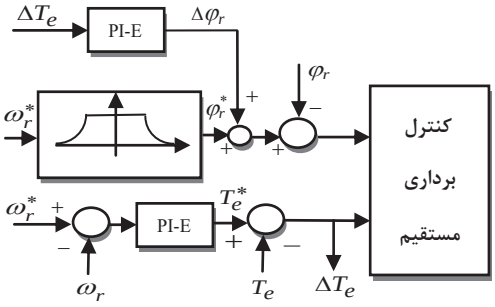
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

۳-۲- مدل استفاده شده برای جبران شار روتور

برای اینکه درایو کنترل سرعت پیشنهادی هوشمند، علاوه بر مقاوم بودن نسبت به تغییرات مقاومت‌های استاتور و روتور از پاسخ زمانی مطلوبی هم برخوردار باشد از ایده‌ی جبران شار روتور استفاده می‌شود [۷]. نمایش شماتیکی ایده‌ی جبران شار در شکل (۱۱) نشان داده شده است.



شکل (۱۰): نمایش دیاگرام بلوکی انتگرال‌گیر اصلاح شده برای تولید سیگنال تحریک [28]



شکل(۱۱): نمایش شماتیکی مربوط به جبران شار روتور مبتنی بر کنترلر عاطفی

در [۱۰] برای جبران شار روتور از یک کنترل کننده PI کلاسیک مرسوم استفاده شده است. در مقاله‌ی پیشرو برای بهبود عملکرد این جبران‌کننده، از یک کنترل کننده‌ی PI مبتنی بر یادگیری عاطفی استفاده می‌شود. ورودی این کنترل‌کننده، سیگنال خطای گشتاور است. هنگام راه اندازی موتور، خطای گشتاور صفر نیست و عمل جبران‌سازی خودکار شار را داریم. وقتی ماشین به سرعت مرجع رسید، خطای گشتاور صفر می‌شود و عمل جبران سازی شار خود به خود متوقف می شود. پس جبران شار تا زمانی ادامه دارد که ΔT_e صفر نشده باشد. با تغییر سرعت، خطای گشتاور صفر نخواهد بود و جبران کننده‌ی شار به سرعت وارد مدار می‌شود.

۴- شبیه‌سازی

مشخصات نامی و مقادیر پارامترهای موتور القایی مورد استفاده، بر اساس پارامترهای یک موتور القایی سه فاز موجود در نرم افزار متلب انتخاب شده است، که عبارتند از:

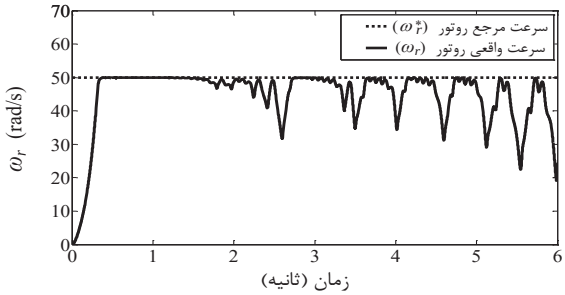
P_n = ۱۴۹/۲ K.V.A, V_n (V_{rms}) = ۴۶۰ V,
f_n = ۶۰ Hz, R_s = ۱۴/۸۵ mΩ,
L_{ls} = ۰/۳۰۲۷ mH, L_m = ۱۰/۴۶ mH,
R_r = ۹/۲۹۵ mΩ, L_{lr} = ۰/۳۰۲۷ mH,
J = ۳/۱ kg.m^2, P = ۴

مقدار ضرایب کنترل‌کننده‌های هوشمند PI در شبیه‌سازی‌های انجام گرفته برابر مقادیر $K_I = ۶۰$، $K_p = ۶۰۰$، $a_{ec۱} = ۲۷$، $a_{ec۲} = ۰/۰۰۱$، $K'_{۱} = ۱۰$، $K'_{۲} = ۱۰$ می‌باشند و در صورت تغییر مقادیر در شبیه‌سازی‌ها، مقدار جدید ذکر می‌شود.

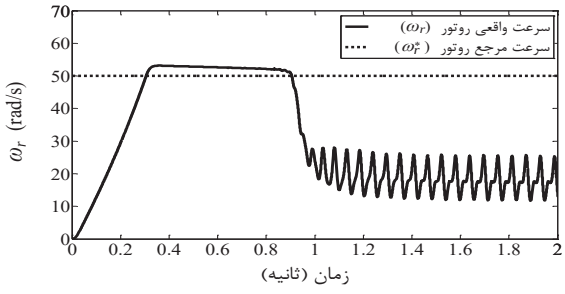
شبیه‌سازی‌های متعددی، با هدف بررسی کارآیی درایو پیشنهادی در محدوده‌ی سرعت‌های خیلی کم و زیاد و نیز بررسی قوام آن در قبال تغییرات شایع مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کار موتور انجام شده است.

شکل (۱۲)، ناپایداری درایو کلاسیک مدل ولتاژ را به ازای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s نشان می‌دهد. شکل (۱۳)، ناپایداری درایو کلاسیک مدل جریان را به ازای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت روتور در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s نشان می‌دهد.

شکل‌های (۱۴)، (۱۵) و (۱۶)، پایداری درایو پیشنهادی هوشمند را به ازای دو برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت‌های ۶۰ rad/s، ۱ rad/s و ۱۷۰ rad/s نشان می‌دهند.



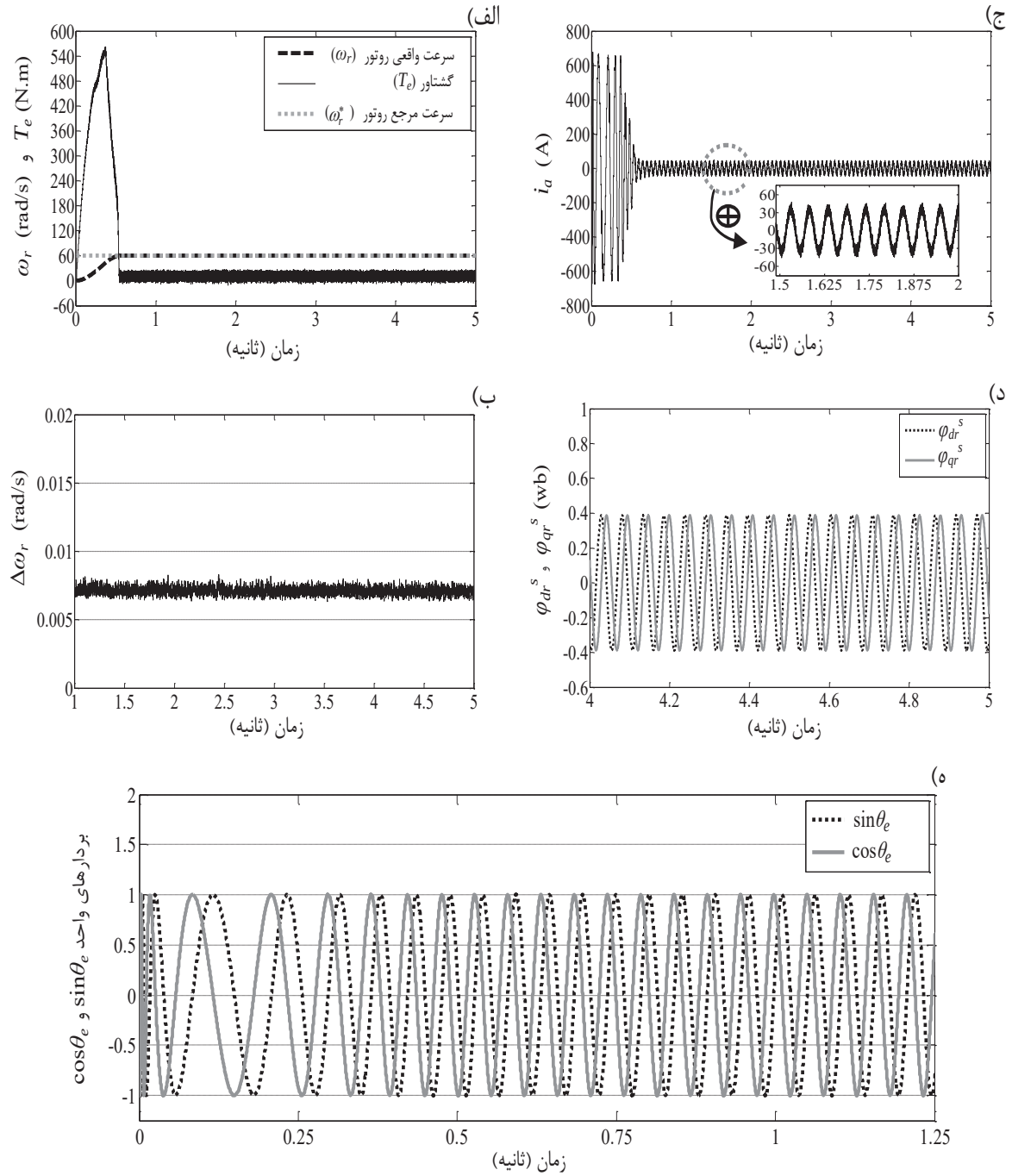
شکل (۱۲): ناپایداری درایو مدل ولتاژ به ازای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s



شکل (۱۳): ناپایداری درایو مدل جریان به ازای افزایش ۵۰ درصدی مقاومت روتور در پاسخ به فرمان سرعت ۵۰ rad/s

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017

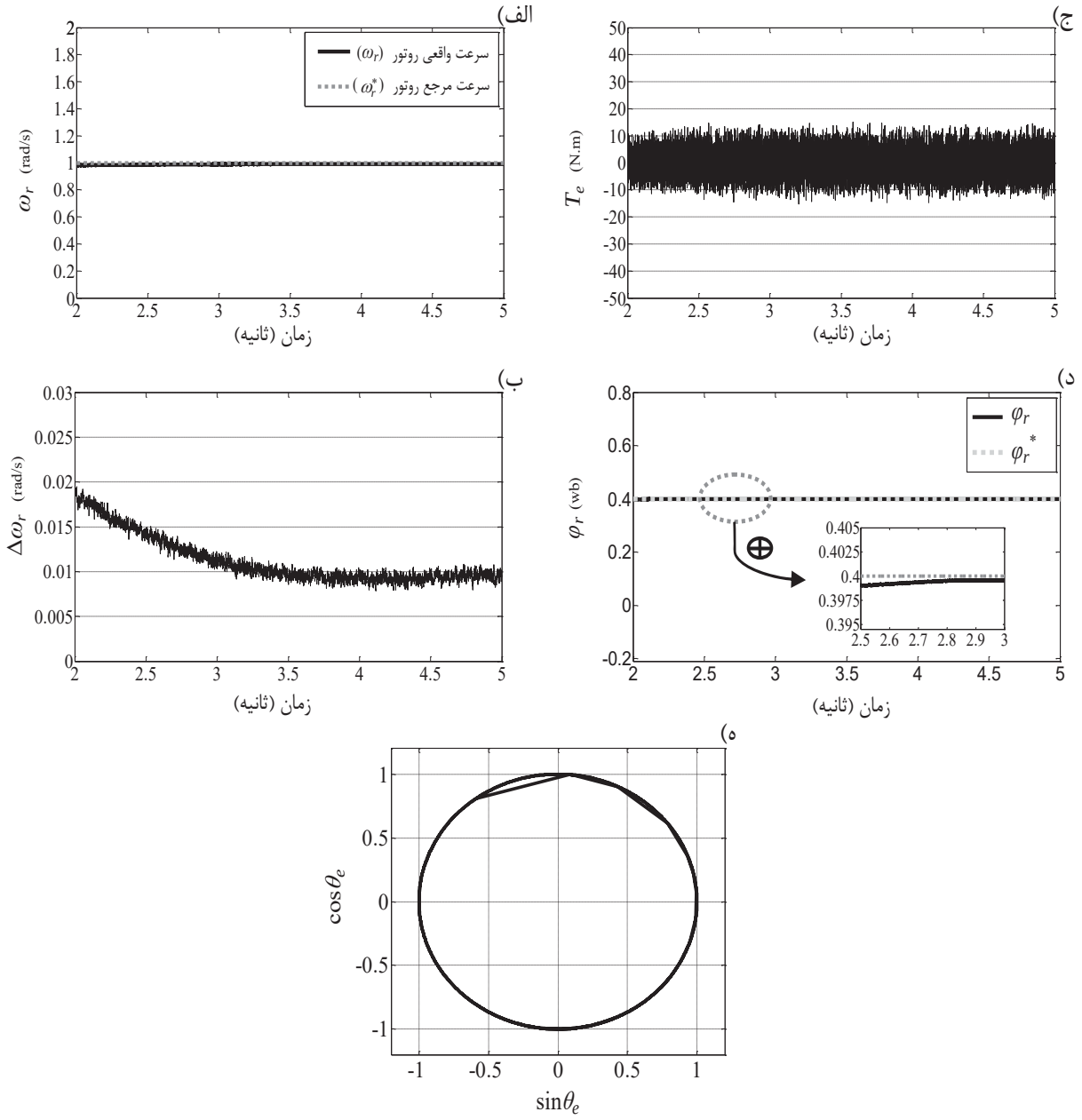
اساس کنترل برداری مستقیم بر تخمین صحیح شار روتور و بردارهای واحد $\sin\theta_e$ و $\cos\theta_e$ استوار می‌باشد. لذا در اکثر شبیه‌سازی‌های انجام شده وضعیت تخمین این پارامترها نمایش داده شده است. همانطور که در شکل‌های (۱۴)، (۱۵) و (۱۶) مشاهده می‌شود، درایو در تخمین شار روتور و ردیابی سرعت مرجع روتور موفق عمل کرده است.



شکل (۱۴): پایداری درایو مدل پیشنهادی به ازای دو برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت rad/s ۶۰. الف)نمودار سرعت روتور و گشتاور، ب) نمودار خطای سرعت روتور، ج) نمودار جریان فاز *a* استاتور، د) نمودار مؤلفه‌های *dq*ی شار روتور و ه) نمودار تخمین بردارهای واحد

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

نکته‌ی مهم و قابل توجه در کنترلر عاطفی این است که مقادیر اولیه K_I و K_p در پاسخ حالت دائمی سیستم تحت کنترل، تاثیری چندانی ندارند و مقادیر متفاوت K_I و K_p، فقط تأثیر کمی بر روی پاسخ گذرای سیستم تحت کنترل دارند. در این مقاله برای هرچه بهتر شدن پاسخ زمانی، از جبران شار استفاده شده است، که اگر مقادیر اولیه‌ی K_I و K_p کم انتخاب شدند از نظر پاسخ زمانی مشکلی وجود نداشته باشد. شکل (۱۶- الف) در پاسخ به فرمان سرعت ۱۰۰ rad/s، ردیابی سرعت را به ازای مقادیر جدید $K_I = ۲۰$ و $K_p = ۳۰$ نشان می‌دهد.

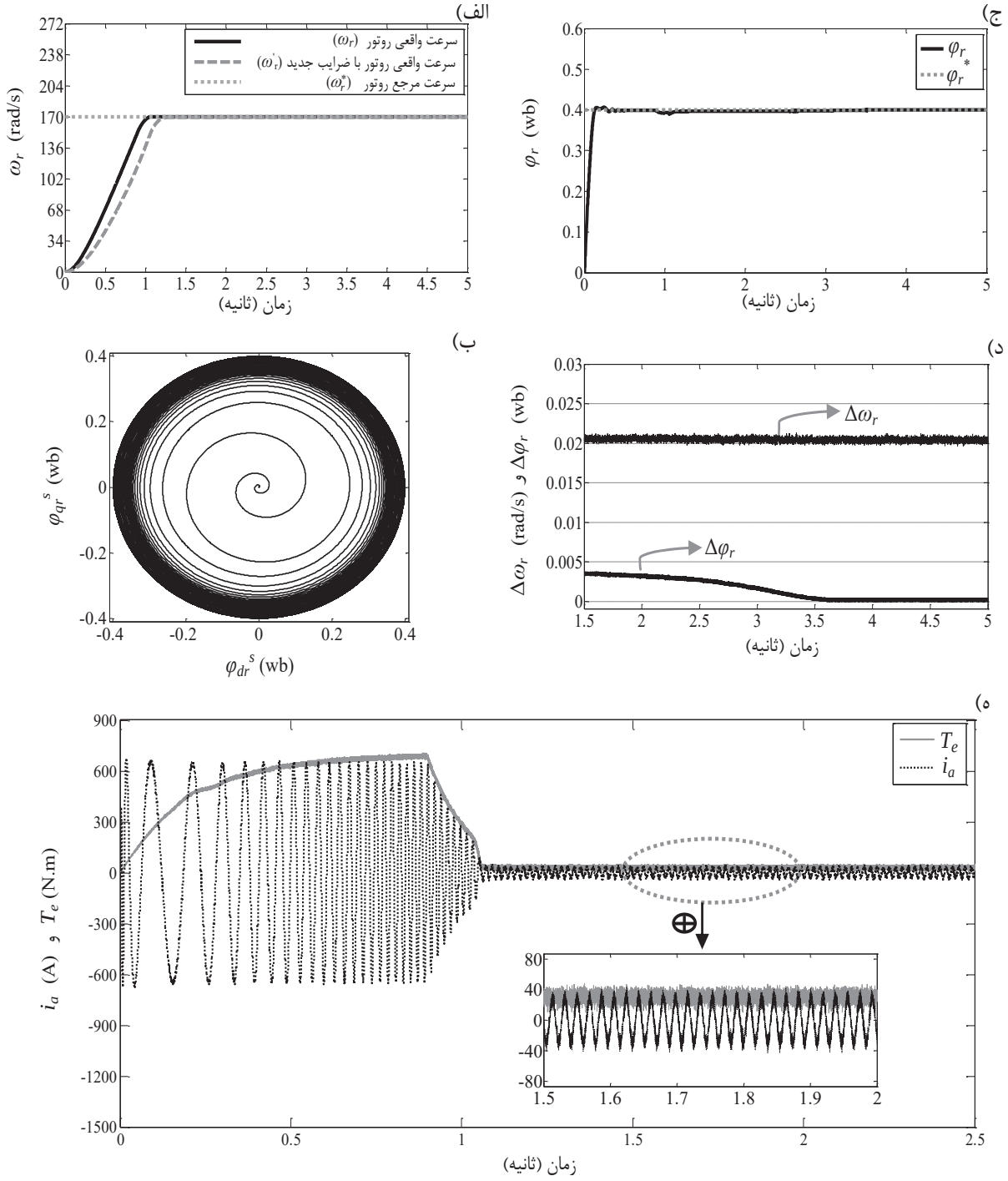


شکل (۱۵): پایداری درایو مدل پیشنهادی بهازای دو برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت rad/s ۱. الف)نمودار سرعت روتور، ب) نمودار خطای سرعت روتور، ج) پروفایل گشتاور، د) شار روتور و ه) نمودار وضعیت تخمین بردارهای واحد $\sin\theta_e$ و $\cos\theta_e$ در صفحه X-Y

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

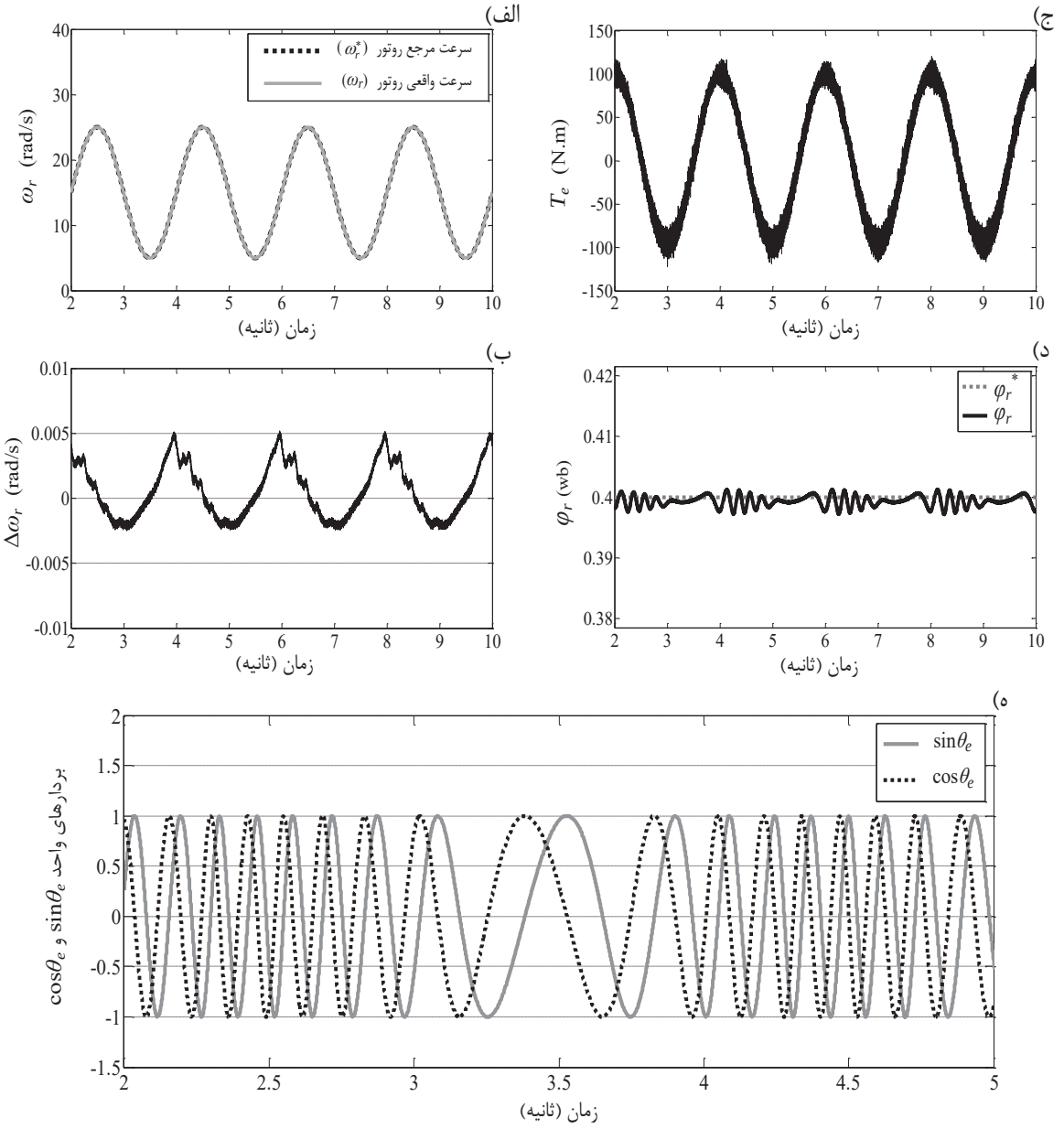
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.1- Spring 2017



شکل (۱۶): پایداری درایو مدل پیشنهادی به ازای دو برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت rad/s ۱۷۰. الف) نمودار سرعت روتور به ازای مقادیر متفاوت K_I و K_P کنترلر عاطفی: حالت اول) همان مقادیر تعریف شده‌ی اولیه و حالت دوم) مقادیر جدید K_I=۲۰ و K_P=۳۰، ب) نمودار تخمین مؤلفه‌های dq‌ی شار روتور در صفحه X-Y، ج) شار روتور، د) نمودار خطای سرعت و شار روتور و ه) نمودار گشتاور و جریان فاز a استاتور (نمودارهای (ب)، (ج)، (د) و (ه) بر اساس همان مقادیر اولیه‌ی K_I و K_P تعریف شده، می‌باشند.)

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

از جهت نمایش توانایی ردیابی سرعت مرجع توسط درایو پیشنهادی، یک سیگنال سینوسی با فرکانس نیم هرتز و دامنه‌ی نوسان ده رادیان بر ثانیه، به عنوان سرعت مرجع انتخاب می‌شود. نتایج شبیه‌سازی به ازای دو برابر شدن مقاومت استاتور در شکل (۱۷) آمده است، که رفتار قابل قبول درایو پیشنهادی در ردیابی سیگنال مرجع نوسانی سینوسی را به ازای افزایش دو برابری مقاومت استاتور، نشان می‌دهد.

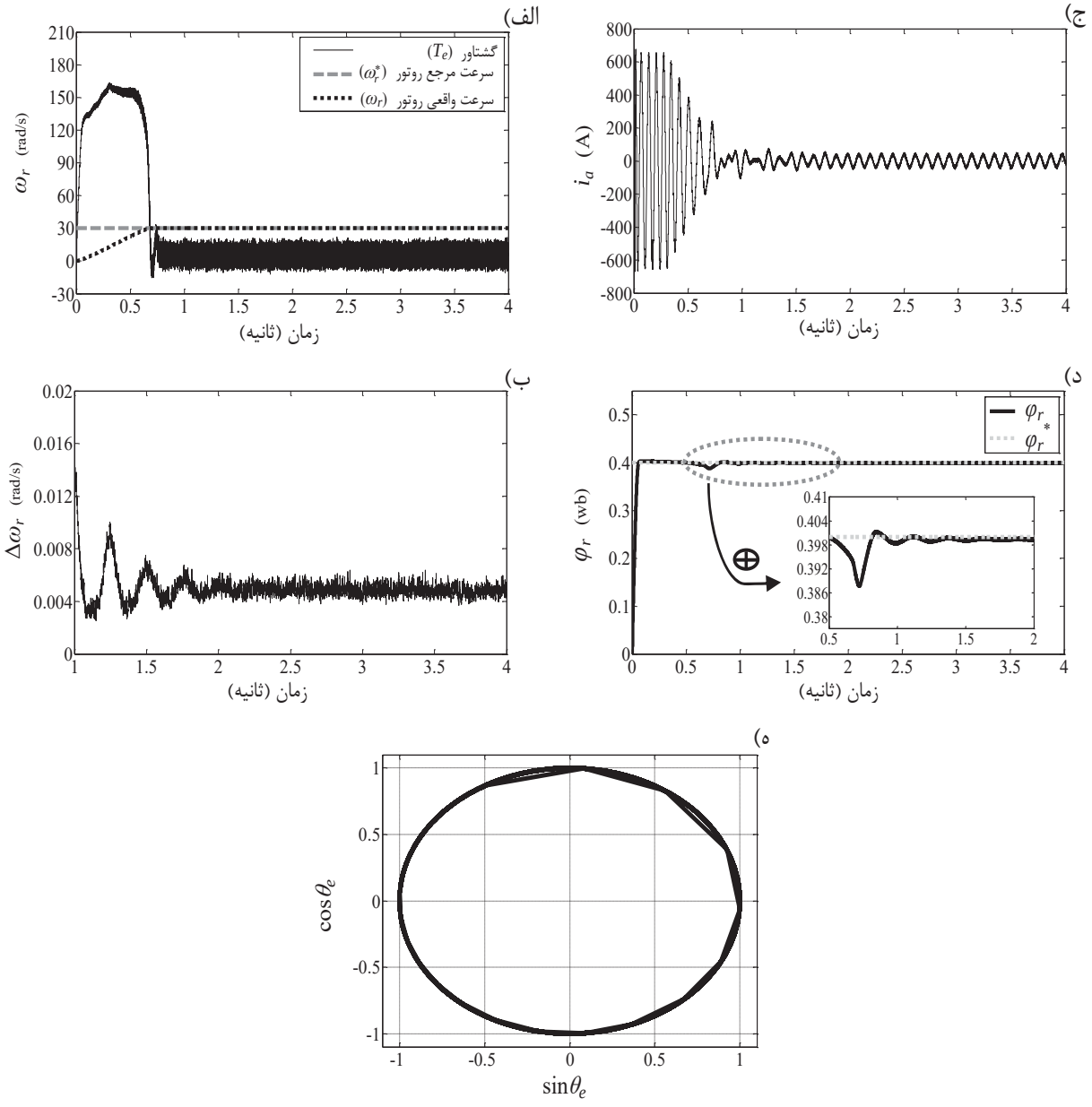


شکل (۱۷): نتایج شبیه‌سازی برای ردیابی سرعت سینوسی با فرکانس ۰/۵ هرتز و دامنه‌ی نوسان ۱۰ rad/s، که مقاومت استاتور نیز دو برابر شده است: الف) پروفایل سرعت روتور، ب) خطای سرعت روتور، ج) پروفایل گشتاور، د) شار روتور و ه) نمودار تخمین بردارهای واحد $\cos\theta_e$ و $\sin\theta_e$

صرفاً جهت نمایش قوام قابل ملاحظه‌ی درایو پیشنهادی در بحث تئوری، مقاومت‌های استاتور و روتور به طور همزمان ۴ برابر انتخاب می‌شوند. شکل (۱۸) ردیابی قابل قبول درایو پیشنهادی را بازای سرعت مرجع rad/s ۳۰ نشان می‌دهد. همانطور که در نمودارهای

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

گزارش شده مشاهده می‌شود، در بازه‌ی زمانی ۰/۵ تا ۱ ثانیه رفتار درایو به دلیل افزایش زیاد مقاومت‌های موتور دچار اغتشاش شده است. این اغتشاش‌ها در نمودارهای گشتاور، جریان استاتور و شار تخمینی روتور، قابل مشاهده می‌باشند. در واقع این اغتشاش می‌توانست عاملی برای سرآغاز یک ناپایداری یا شاید هم یک واگرایی باشد. اما کنترلرهای هوشمند عاطفی به کار رفته در درایو پیشنهادی، موفق شده‌اند نقطه‌ی کار پایدار جدید سیستم کنترلی درایو را در ناحیه‌ی پایدار قرار داده و سیستم کنترلی را به سمت همگرا شدن سوق دهند.



شکل (۱۸): پایداری درایو مدل پیشنهادی به ازای ۴ برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت rad/s ۳۰: الف) پروفایل‌های گشتاور و سرعت روتور، ب) خطای سرعت روتور، ج) جریان فاز *a* استاتور، د) شار روتور و ه) نمودار وضعیت تخمین بردارهای واحد $\sin\theta_e$ و $\cos\theta_e$ در صفحه‌ی X-Y

همانطور که در بخش ۳-۲ اشاره شد، برای هرچه بهتر شدن پاسخ زمانی درایو پیشنهادی، از یک جبران‌کننده‌ی خودکار شار روتور استفاده شده است. شکل (۱۹)، نمایش ردیابی سرعت توسط درایو مدل پیشنهادی بازای ۲ برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

سرعت rad/s ۱۰۰ را در دو حالت با و بدون جبران شار روتور نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، جبران‌کننده‌ی خودکار شار روتور باعث بهبود پاسخ زمانی سیستم شده است.

در آخرین شبیه‌سازی انجام گرفته، با هدف نمایش اهمیت و کارآیی مطلوب ایده‌های بکار رفته در ساختار کنترل‌کننده‌ی هوشمند عاطفی و نحوه‌ی تخمین سیگنال‌های برگشتی موتور در سرعت‌های پایین در درایو پیشنهادی مقاله‌ی پیشرو، مقادیر مقاومت‌های روتور و استاتور را بطور همزمان ۲ برابر کرده‌ایم، انتگرال‌گیرهای فیدبکی حذف شده و بجای آنها از همان انتگرال‌گیرهای خالص استفاده شده است و جبران کننده‌ی شار نیز حذف شده است. نتیجه‌ی کار در شکل (۲۰) به ازای سرعت پایین rad/s ۱ منعکس گردیده است.

با مقایسه‌ی شکل‌های (۱۵- الف) و (۲۰)، اهمیت وجود جبران کننده‌ی شار و انتگرال‌گیرهای اصلاح شده‌ی فیدبکی بکار رفته در تولید سیگنال تحریک و نیز بلوک تخمین شار در پاسخ به فرمان سرعت‌های خیلی پایین مشخص می‌شود. شکل (۱۵) کارایی ایده‌های بکار رفته در بهبود عملکرد درایو پیشنهادی را بازای سرعت‌های پایین نشان می‌دهد.

بطور خلاصه در مقاله‌ی پیشرو موارد زیر در طراحی کنترل‌کننده عاطفی PI و سیستم درایو کنترل سرعت بکار رفته است که این موارد، کارهای پیشنهاد داهپده شده در این مقاله را متمایز از کارهای گذشته می‌کند:

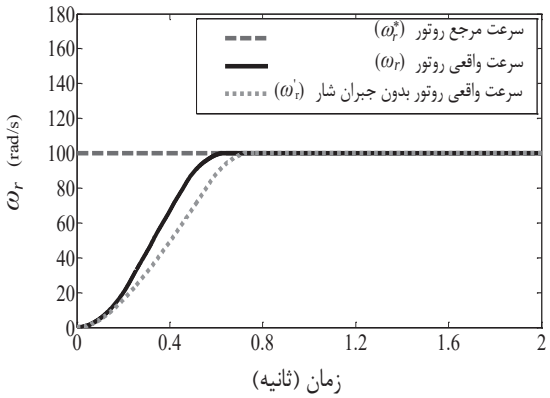
۱- تغییرات پارامترهای موتور در حین کار بررسی شد.

۲- در طراحی کنترل‌کننده‌ی عاطفی PI بجای استفاده از انتگرال‌گیرهای خالصی که مشکلات آفست DC را به دنبال دارند (در بخش تولید سیگنال تحریک)، از انتگرال‌گیرهای اصلاح شده با مکانیسم فیدبک استفاده می‌شود.

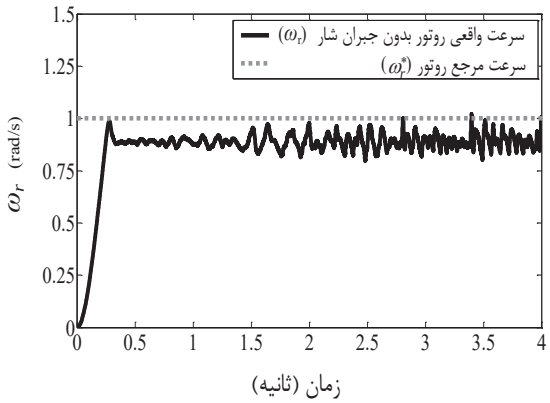
۳- همانطور که در بخش مقدمه ذکر شد، دقت تخمین شار روتور از اهمیت بالایی برخوردار است. که این تخمین به عهده‌ی بلوک تخمینگر شکل (۴) می‌باشد. در این بلوک نیز مانند بخش تولید سیگنال تحریک در ساختار عاطفی کنترل کننده، انتگراگیرهای خالص وجود دارند. (که با دایره‌ی نقطه‌چین در این شکل مشخص شده است.) در این قسمت نیز از انتگرال‌گیرهای اصلاح شده با مکانیسم فیدبک استفاده شد، تا برای تخمین شار روتور در سرعت‌های پایین خطا به حداقل کاهش یابد.

۴- برای تضمین مورد (۳) که در بالا به آن اشاره شد از یک جبران‌کننده‌ی خودکار شار روتور مبتنی بر کنترلرکننده‌ی عاطفی که در شکل (۱۱) آمده است، استفاده می‌شود (یکی از اهداف مهم مقاله‌ی پیشرو، بهبود پروفایل سرعت است.). این ایده‌ی ابتکاری نویسندگان باعث می‌شود که علاوه بر تضمین کاهش خطای تخمین شار روتور در سرعت‌های پایین، انتخاب مقادیر متفاوت پارامترهای بکار رفته در کنترل‌کننده‌ی عاطفی PI که در پاسخ گذرای سیستم تحت کنترل تأخیر زمانی ایجاد می‌کنند، اصلاح شود. از این طریق پروفایل سرعت نیز بهبود می‌یابد.

۵- مدل هوشمند پیشنهادی برخلاف روش‌هایی نظیر الگوریتم ژنتیک و الگوریتم‌های زیستی دیگر، بر پایه‌ی تکرار نیست. این الگوریتم‌ها زمانبر هستند، در حالیکه عملکرد مدل هوشمند پیشنهادی بصورت روی خط و بلادرنگ می‌باشد.



شکل (۱۹): نمایش ردیابی سرعت توسط درایو مدل پیشنهادی به ازای ۲ برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت rad/s ۱۰۰ در دو حالت با و بدون جبران شار روتور



شکل (۲۰): نمایش عملکرد درایو هوشمند پیشنهادی به ازای ۲ برابر شدن مقاومت استاتور در پاسخ به فرمان سرعت پایین rad/s ۱ در غیاب انتگرال‌گیرهای اصلاح شده با مکانیسم فیدبک و نیز جبران نشدن شار روتور

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله از کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی و ایده‌هایی ابتکاری، برای بهبود عملکرد سیستم کنترلی درایو موتور

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

القایی استفاده شد. بطوریکه درایو پیشنهادی موتور القـایی نسـبت بـه تغییرات شایع مقاومت‌های استاتور و روتور در حین کـار در حـد قابـل ملاحظه‌ای مقاوم گردید و پروفایل سرعت نیز بهبود یافت.

با توجه به پویا بودن سیستم تحت کنترل، با تغییر مقدار مقاومت‌ها، ضرایب کنترل‌کننده‌ها برخلاف روش‌های مرسوم که بصورت سعی و خطا تنظیم می‌شدند، بطور خودکار تصحیح خواهند شد.

برای بهبود هرچه بیشتر پاسخ زمانی، با استفاده از سیگنال خطای گشتاور، مدلی خودکار برای جبران شار روتور ارائه و با این کار هدف فوق‌الذکر برآورده شد. لازم به توضیح است که جبران شار تا زمانی ادامه خواهد داشت که خطای گشتاور وجود داشته باشد و وقتی خطای گشتاور صفر شود به صورت خود به خود عمل جبران‌سازی متوقف خواهد شد.

بطور خلاصه مزایای ارزشمند مدل پیشنهادی در این مقاله را در مقایسه با مدل‌های قبلی دیگر می‌توان به صورت زیر برشمرد:

۱- تنظیم روی‌خط و بلادرنگ پارامترهای کنترلرهای PI بر اساس استراتژی یادگیری عاطفی.

۲- تأمین قوام قابل توجه کنترلرها و نهایتاً کل سیستم کنترلی در قبال تغییرات پارامترهای سیستم.

۳- بهبود پروفایل سرعت (مناسب برای سرعت‌های بالا، پایین و خیلی پایین)

مراجع

[1] Bose B. K., Modern Power Electronics and ac Drives, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.

[2] Blaschke F., "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] Vas P., The Control of ac Machines, Oxford Univ., 1990.

[4] 7Simoesand M. G. and Bose B. K., "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, May/Jun. 1995.

[۵] مویدی راد. حجت ، فرشاد. محسن و شمسی نژاد. محمدعلی، "بهبود پروفایل سرعت در درایو کنترل سرعت موتور القایی با استفاده از ایده‌ای جدید در تولید پالس‌های کلیدزنی مبتنی بر شبکه‌های عصبی مصنوعی"، نشریه سیستم‌های هوشمند در مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، صفحه ۴۶-۳۵، سال ۲، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۰.

[۶] مویدی راد. حجت، شمسی نژاد. محمدعلی و فرشاد. محسن، "ارائه شیوه‌ای 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"، نشریه مهندسی برق و کامپیوتر ایران، صفحه ۱۱۳- ۱۰۷، سال ۹، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۰.

[۷] مویدی راد. حجت، شمسی نژاد. محمدعلی و فرشاد. محسن، "بهبود عملکرد درایو کنترل سرعت موتور القایی در محدوده‌ی سرعت‌های پایین و بالا با جبران‌ساز شار روتور"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، صفحه ۶۴-۵۹، سال ۹، شماره ۲، پائیز و زمستان ۱۳۹۱.

[۸] عرب مارکده. غلامرضا و صدوق. محمد، "کنترل مستقیم گشتاور و ضریب توان یک موتور القایی با خطی سازی ورودی-خروجی با استفاده از مبدل ماتریسی"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، صفحه ۳۹-۳۱، سال ۸، شماره ۱، بهار و تابستان ۱۳۹۰.

[9] Casadei D., Serra G., and Tani A., "Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Based on Discrete Space Vector Modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 769–777, Jul. 2000.

[10] Mir S., Elbuluk M. E., and Zinger D. S., "PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 2, pp. 279–287, Mar. 1998.

[۱۱] فرشاد. محسن "مدلسازی و کنترل هوشمند موتور سوئیچ رلوکتانس برای کاربرد ماشین لباسشویی"، پایان‌نامه‌ی دکترا، دانشگاه تهران، دانشکده‌ی فنی، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، شهریور ۱۳۸۵.

[12] Bose B. K., "Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives - an Introduction and Perspective", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 14-33, Feb. 2007.

[13] Gadoue S. M., Giaouris D., Finch J. W., "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.

[14] Lorenz R. D. and Lawson D. B., "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, May/Jun. 1990.

[15] Kazmierkowski M. P., "A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 38, no. 1, pp. 41-47, Feb. 1991.

[16] Zai L. C. and Lipo T. A., "An Extended Kalman Filter Approach in Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives", In Proceeding conference Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 177–183, 1987.

[17] Chrzan P. J. and Klaassen H., "Parameter Identification of Vector-Controlled Induction Machines", Electrical Engineering, vol. 79, no. 1, pp. 39-49, 1996.

[18] Faiz J. and Sharifian M. B. B., "Different Techniques for Real time Estimation of an Induction Motor Rotor Resistance Sensorless DTC for EV", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, no. 1, pp. 104-109, May 2001.

[19] Habetler T. G., Profumo F., Pastorelli M., and Tolbert L. M., "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1045–1053, Sept./Oct. 1992.

[20] Takahashi I. and Ohmori Y., "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 25, no.2, pp. 257–264, Mar./Apr. 1989.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]

[21] Karanayil B., Rahman M. F., and Grantham C., "Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive" , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 167-176, Feb. 2007.

[22] Kojabadi H. M., Chang L., and Doraiswami R., "A MRAS-Based Adaptive Pseudoreduced-Order Fux Observer for Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 930-176, Jul. 2005

[23] Lin F., Shieh H., Shyu K., and Huang P., "Online Gain Tuning IP Controller Using Real Coded Genetic Algorithm", Electric Power Systems Research, vol. 72, no. 2, pp. 157–169, Dec. 2004.

[24] Lin F., Chou W., and Huang P., "Adaptive Sliding Mode Controller Based on Real Time Genetic Algorithm for Induction Motor Servo Drive" , IEE Proceeding Electric Power Applications, vol. 150, no. 1, pp. 1–13, Apr. 2003.

[25] Elwer A. S., "A Novel Technique for Tuning PI-Controllers in Induction Motor Drive Systems for Electric Vehicle Applications" , Journal of Power Electronics, Vol. 6, No. 4, pp. 322-329,Oct. 2006.

[26] Dey A., Singh B., Dwivedi B., and Chandra D., "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, Jun. 2009.

[27] Casadei D., Serra G., Stefani A., Tani A., and Zarri L., "DTC Drives for Wide Speed Range Applications Using a Robust Flux-Weakening Algorithm", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 9, pp. 2451-2461, Oct. 2007.

[28] Hu J. and Wu B., "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", IEEE Trans. on Power electronics, vol. 13, no. 5, September 1998.

[29] Fatourechi M., Lucas C., and Khaki-Sedigh. A., "Reducing Control Effort by means of Emotional Learning", Proc. of 9th Iranian Conference on Electerical Engineering (ICEE2001), PP. 41/1-41/8, Tehran, Iran, May, 2001.

[30] Fatourechi M., Lucas C., and Khaki-Sedigh A., "Reduction of Maximum Overshoot by means of Emotional Learning", Proc. of 6th Annual CSI Computer Conference, PP. 460-467, Isfahan, Iran, February, 2001.

[31] Moren J., and Balkenius C., "A Computational Model of Emotional Learning in the Amygdala", from animals to animals 6: Proc. of the 6th International Conference on the Simulation of Adaptive Behaviour, Cambridge, Mass., 2000 (the MIT Press).

[32] Kenny P. J., "Reward Mechanisms in Obesity: New Insights and Future Directions", Neuron, PP. 664–679, vol. 69, no. 4, Feb. 2011.

زیرنویس‌ها

[1] Amygdala

[2] Orbitofrontal

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-17]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.1.11.2]