

کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی در رنج وسیع سرعت توسط کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی

مجید بختیاری^۱، بهزاد میرزائیان دهکردی^۲، محمد عطائی^۳ و سعید عظیمی سردری^۴

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد- گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه اصفهان- اصفهان- ایران

bakhtiari_majid1366@yahoo.com

۲- دانشیار- گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه اصفهان- اصفهان- ایران

mirzaeian@eng.ui.ac.ir

۳- دانشیار- گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه اصفهان- اصفهان- ایران

ataei@eng.ui.ac.ir

۴- کارشناسی ارشد- گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه اصفهان- اصفهان- ایران

saeed.azimi67@gmail.com

چکیده: در این مقاله، یک کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی برای عملکرد در رنج وسیع سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی ارائه می‌گردد. به علت طبیعت غیرخطی و تزویج جریان‌های سیم پیچ‌ها و سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی کنترل سرعت این موتور در سرعت‌های بالا پیچیده است. از این رو، در این مقاله یک کنترل کننده عاطفی به گونه‌ای طراحی شده است که علاوه بر سادگی به اغتشاشات حساس نبوده و قابلیت کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی را در تمامی سرعت‌ها داشته باشد. برای سرعت‌های زیر سرعت نامی و بالاتر از سرعت پایه عمل کنترل به ترتیب بر اساس نواحی ماکزیمم گشتاور به جریان و تضعیف شار است. برای بررسی کارآمد بودن کنترل کننده عاطفی، عملکرد یک موتور 40 kW در محیط MatLab/Simulink شبیه سازی شده و با یک کنترل کننده تناسبی-انتهگرالی در شرایط مختلفی، مانند: تغییر پله‌ای در سرعت مرجع و گشتاور، قطع ناگهانی یک فاز و تغییر پارامترهای موتور مقایسه شده است. نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند که کنترل کننده پیشنهاد شده دارای پاسخ دینامیکی مناسب، مقاومت در برابر تغییرات، توانایی در حذف اثر اغتشاشات بار، بدون فرابرجش و فروجهش، باکمترین زمان نشست و خطای حالت ماندگار پایین است.

واژه‌های کلیدی: کنترل برداری، کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی، عملکرد در رنج وسیع سرعت، موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی، کنترل شار و گشتاور

۱- مقدمه

مختلف در مقایسه با موتورهای DC و AC برای کاربردهای صنعتی افزایش یافته است. بعضی از این برتری‌ها عبارتند از: راندمان بالا، ریپل کم در گشتاور، هزینه کم جهت نگهداری و قابلیت اطمینان بالا. این ویژگی‌ها موجب شده است که موتورهای سنکرون مغناطیس دائم داخلی در بسیاری از کاربردها، مانند: کاربردهای کششی، رباتیک و خودروهای الکتریکی هیبریدی که در آنها راندمان بالا و پاسخ دقیق مورد نیاز است، به عنوان گزینه‌ای مناسب

در سال‌های اخیر استفاده از موتورهای سنکرون مغناطیس دائم داخلی^۱ به علت ویژگی‌های متعدد و مزایای

^۱ تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۱/۰۷/۰۹

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۳۹۲/۰۲/۱۷

نام نویسنده مسئول : بهزاد میرزائیان دهکردی

نشانی نویسنده مسئول : ایران - اصفهان - خیابان هزار جریب -

دانشگاه اصفهان - دانشکده فنی مهندسی

ارائه یک روش موقعیت یابی تلفن همراه بر مبنای تشخیص هوشمند الگوی شدت توان دریافتی در شبکه GSM.....

شود، نوسان‌های سرعت موتور نسبت به حالت بسیار کمتر است و جریان فاز استاتور دامنه کمتری دارد. در [۱۶] کاربرد یک کنترل‌کننده عاطفی برای کنترل سرعت موتور درایو مغناطیس دائم داخلی پیشنهاد شده است. ایرادی که در آن کار وجود دارد، این است که تنها برای ناحیه زیر سرعت پایه کاربرد دارد و برای بالاتر از آن طراحی نشده است. در [۱۷]، از دو کنترل‌کننده عاطفی به صورت جداگانه برای کنترل شار و سرعت برای یک موتور القایی استفاده شده است. مهمترین ایرادی که در آن کار دیده می‌شود، این است که از آنجایی که کنترل‌کننده عاطفی باید ابتدا آموزش ببیند و سپس پاسخ مناسب از خود نشان دهد، همین امر موجب می‌شود که در ابتدای عملکرد پاسخ مناسبی نداشته باشد، اما مشاهده می‌شود که از همان آغاز کار سرعت موتور به سرعت مرجع همگرا شده است و پاسخ‌های ارائه شده در آن مقاله از واقعیت دور است. در [۱۸] از یک کنترل‌کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی^۷ برای کنترل سرعت یک موتور مغناطیس دائم داخلی استفاده شده است، ولی مشکلی که در آن طراحی وجود دارد، این است که جریان محور d برابر صفر در نظر گرفته شده؛ با این فرض کنترل موتور در سرعت‌های بالاتر از سرعت نامی مشکل بوده و گاهی اوقات موتور در شرایط نامی قادر به رسیدن به سرعت نامی نیست.

در این مقاله به طراحی یک کنترل‌کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی برای کنترل سرعت یک موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی پرداخته شده است. در این طراحی با فرض $i_q \neq 0$ و تضعیف شار فاصله هوایی، موتور با حفظ محدودیت‌های ولتاژ و جریان قادر است که به سرعت‌های بالاتر از سرعت نامی دست پیدا کند. همچنین، با توجه به هوشمند بودن این کنترل‌کننده، موتور می‌تواند در شرایطی مانند تغییر پارامترهای موتور و قطع ناگهانی یک فاز با حفظ پایداری به کار خود ادامه دهد.

روند ارائه مطالب در این مقاله به این ترتیب است که: در بخش (۲) مدل ریاضی موتور مغناطیس دائم داخلی ارائه شده است. بخش (۳) به بیان مطالبی در مورد قاعده کلی کنترل موتور مغناطیس پرداخته است. بخش (۴) شامل طراحی کنترل‌کننده عاطفی پیشنهاد شده در این مقاله است.

برای کاربردهای صنعتی باشند [۱]. نمونه‌هایی از کنترل‌کننده‌های مرسوم در کنترل سرعت موتورها در صنعت، کنترل‌کننده‌های با گین ثابت تناسبی-انتگرالی^۲ و تناسبی-انتگرالی-دیفرانسیلی است که این نوع کنترل‌کننده‌ها به علت سادگی در بسیاری از کاربردها استفاده می‌شوند [۲-۴]، اما این کنترل‌کننده‌ها به علت مشکلاتی مانند حساسیت به پارامترهای موتور تحت شرایط مختلف، تغییر پله‌ای سرعت و تغییر گشتاور بار در رنج وسیع سرعت پاسخ مناسبی از خود نشان نمی‌دهند. از دیگر کنترل‌کننده‌هایی که در کنترل سرعت این موتورها استفاده می‌شود، می‌توان به کنترل‌کننده مد لغزشی [۵-۸]، و کنترل‌کننده بازگشت به عقب تطبیقی^۳ [۵]، [۹-۱۲] اشاره کرد، اما این کنترل‌کننده‌ها به علت وابسته بودن به پارامترهای موتور و پیچیدگی آنها، در عمل استفاده از آنها مشکل است. نوع دیگر کنترل‌کننده‌هایی که در کنترل سرعت درایو مغناطیس دائم داخلی استفاده می‌شود، کنترل‌کننده‌های هوشمند مانند کنترل‌کننده منطق فازی^۴ و شبکه عصبی است. در بین کنترل‌کننده‌های هوشمند متعدد، کنترل‌کننده منطق فازی، یکی از ساده‌ترین نوع آنها برای کنترل سرعت درایوهای سنکرون مغناطیس دائم با عملکرد بالا در طراحی و پیاده‌سازی است. این کنترل‌کننده از آنجا که بر اساس قوانین کنترل زبانی که پایه‌ی آن بر مبنای منطق زبانی انسان بنا شده است، نسبت به دیگر انواع مرسوم کنترلرها در مواردی مانند حساس نبودن به تغییر پارامترها، تغییر گشتاور بار، پاسخ زمانی مناسب، زمان نشست کم و پایداری، عملکرد بهتری دارد [۲]، [۱۳]، [۱۴]. در این تحقیقات طراحی بر این اساس صورت گرفته است که جریان محور d برابر صفر فرض شده است و از ترم غیر خطی رلوکتناسی موجود در رابطه گشتاور صرف‌نظر می‌گردد. بدون کنترل مناسب عملکرد تضعیف شار^۵، کنترل‌کننده در سرعت‌های بالا به اشباع رفته، کنترل پذیری آن از دست می‌رود. در [۱۵] دو طراحی مختلف برای کنترل‌کننده منطق فازی را که یکی بر اساس صفر در نظر گرفتن جریان محور d و دیگری با استفاده از طراحی بر اساس عملکرد ماکزیمم گشتاور به جریان^۶ در FLC است، مقایسه کرده است و نتایج حاصل از این دو طراحی نشان داده‌اند که در صورتی که عملکرد FLC با MTPA در نظر گرفته

می‌شود. بسیاری از محققان برای سهولت در طراحی، جریان محور d را (برای ناحیه کنترل زیر سرعت نامی) برابر صفر در نظر می‌گیرند. در نتیجه رابطه گشتاور به صورت تابعی خطی از جریان محور q تبدیل می‌شود، اما برای نواحی بالاتر از سرعت پایه فرض کمتر استفاده می‌شود. بنابراین، این فرض که $i_d=0$ باشد، موجب می‌شود که شار این موتور به صورت مناسبی قابل کنترل نباشد و در نتیجه موتور گاهی قادر نیست حتی به سرعت نامی خود برسد. در این مقاله کنترل کننده عاطفی به گونه ای طراحی می‌گردد که با در نظر رفتن $i_d \neq 0$ ، شار به نحو مطلوبی کنترل گردد و موتور در رنج وسیعی از سرعت عملکرد مناسبی داشته باشد.

۴- طراحی کنترل کنند عاطفی

مدل محاسباتی کنترل کننده مبتنی بر یادگیری عاطفی بر اساس سیستم لیمبیک^۸ در موجودات زنده که مسئول عواطف، احساسات و اعمال هدفدار در بدن است، طراحی می‌شود. سیستم لیمبیک یکی از مهمترین و در عین حال پیچیده‌ترین بخش‌های بدن انسان است و از بخش‌های متعددی تشکیل شده که از جمله این قسمت ها می‌توان به آمیگدالا^۹، قشر کروی پیشانی^{۱۰}، تالاموس^{۱۱} و قشر حسی اشاره کرد. این مدل متناظر با آمیگدالا و قشر کروی پیشانی به دو بخش تقسیم می‌شود: بخش آمیگدالا که داده‌هایش را از تالاموس و بخش قشری دریافت می‌کند، در حالی که بخش کروی داده های خود را تنها از بخش های قشر مغزی و آمیگدالا دریافت می‌کند. در شکل (۱) نمایش گرافیکی BELBIC نمایش داده شده است. در بالا قسمت اصلی قشر کروی پیشانی، در سمت راست پایین آمیگدالا و سمت چپ بخش های تالاموس و قشر حسی قرار گرفته‌اند. ورودی های حسی به تالاموس وارد می‌شوند و ماکزیمم کلیه ورودی‌ها در قالب یک سیگنال به آمیگدالا وارد می‌شود. سیگنال اصلی پاداش^{۱۲} به هر دو بخش آمیگدالا و قشر کروی پیشانی وارد می‌شود. به ازای هر عامل S یک گره A وجود دارد. همچنین، به ازای هر عامل محرک یک گره O وجود دارد. یک گره خروجی به طور مشترک برای کلیه خروجی‌های مدل وجود دارد که گره E نامیده می‌شود. به بیان ساده، گره E خروجی‌های گره‌های A

در بخش (۵) نتایج حاصل کنترل از شبیه سازی کنترل کننده پیشنهادی و مقایسه آن با کنترل کننده تناسبی-انتگرالی آورده شده است و در بخش (۶) نتیجه گیری حاصل از استفاده کنترل کننده منطقی عاطفی پیشنهاد شده ذکر شده است.

۲- مدل ریاضی موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی

مدل ریاضی یک موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی در مختصات مرجع روتور به شکل زیر است:

$$\dot{i}_d = (1/L_d)(v_d - R_s i_d + P\omega_r L_q i_q) \quad (1)$$

$$\dot{i}_q = (1/L_q)(v_q - R_s i_q - P\omega_r L_d i_d + P\omega_r \lambda_f) \quad (2)$$

$$\omega_r = \frac{1}{J}(T_e - B_m \omega_r - T_L) \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P(L_d - L_q) i_d i_q + \lambda_f i_q \quad (4)$$

که پارامترهای به کار رفته در روابط عبارتند از:

v_d و v_q ولتاژهای محورهای d و q ، i_d و i_q جریان های محورهای d و q ، L_d و L_q اندوکتانس های محورهای d و q ، J ممان اینرسی موتور و بار، R_s مقاومت هر فاز استاتور، T_e و T_L گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار، P تعداد زوج قطب های موتور، B_m ضریب اصطکاک موتور و λ_f شار مغناطیسی آهنرباهای دائمی هستند.

۳- قاعده کلی کنترل

طبق معادله (۴)، گشتاور موتور IPM از دو ترم تشکیل شده است: ترم اول آن که به دلیل اختلاف بین اندوکتانس های محورهای d و q است و به گشتاور رلوکتانسی معروف است و ترم دیگر آن که توسط آهنرباهای دائمی تولید می‌شود و به صورت حاصل ضرب شار آهنرباهای دائمی در جریان محور q است و گشتاور مغناطیس کنندگی نامیده می‌شود. به منظور کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی در بالاتر از سرعت نامی از ترم رلوکتانسی گشتاور برای عملکرد موتور در ناحیه تضعیف شار استفاده

ارائه یک روش موقعیت یابی تلفن همراه بر مبنای تشخیص هوشمند الگوی شدت توان دریافتی در شبکه GSM.....

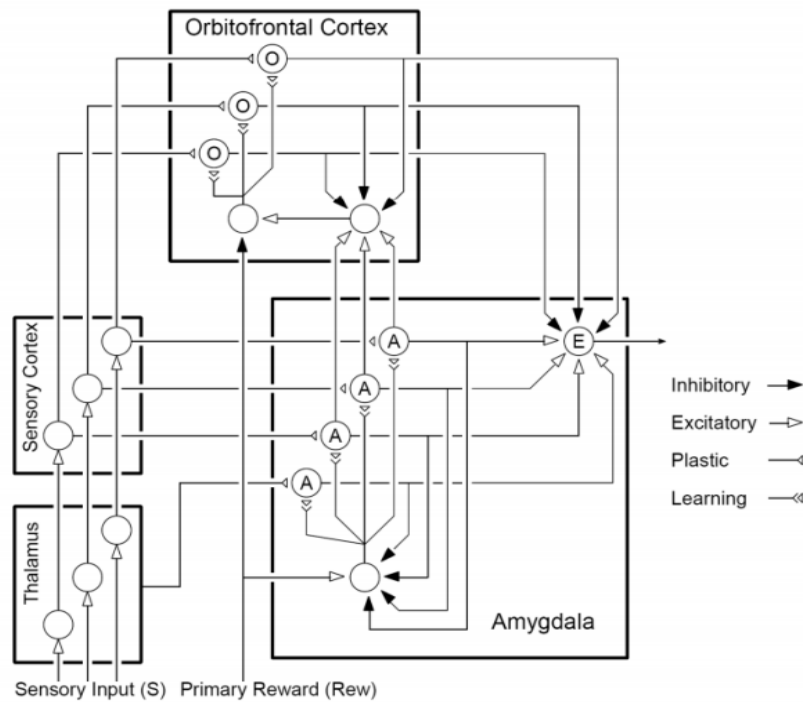
محرك در نظر گرفته می شود و خود به عنوان ورودی دیگر برای سنجش آمیگدالا محسوب می شود که به شکل زیر است:

$$A_{th} = \max(S_i)$$

(۵)

را با یکدیگر جمع نموده، سپس خروجی های باز دارنده گره های O را از آن کم می کند که حاصل آن خروجی کنترل کننده است.

اتصالات تالامیک به عنوان ماکزیمم بین تمامی عوامل



شکل (۱): نمایش گرافیکی کنترلر عاطفی [۱۹]

سیگنال مورد انتظار مقایسه نموده و اگر هر گونه ناهماهنگی وجود داشته باشد، از تولید خروجی جلوگیری به عمل می کند.

$$\Delta W_i = \beta \cdot S_i \cdot (E' - \text{Re}w) \quad (7)$$

قانون یادگیری در قشر کروی پیشانی بسیار شبیه قانون یادگیری در آمیگدالا است، تنها تفاوت این است که وزن اتصالات قشر کروی می تواند هم افزایش و هم کاهش یابد تا بتواند موانع مورد نظر را دنبال کند. β یک ثابت یادگیری دیگر است. بنابراین، مقادیر گره ها به صورت زیر محاسبه می شوند:

$$A_i = S_i V_i \quad (8)$$

$$O_i = S_i W_i \quad (9)$$

$$E = \sum_i A_i - \sum_i O_i \quad \text{include } A_{th} \quad (10)$$

برای هر گره A، یک اتصال تجسمی با وزن V وجود دارد. هر ورودی باید در این وزن ضرب شود تا بتواند به عنوان خروجی گره در نظر گرفته شود. گره های O نیز به طور مشابهی با وزن اتصالات W به سیگنال ورودی اعمال می شوند تا خروجی تولید شود. وزن اتصالات متناسب با V_i اختلاف بین تقویت کننده ها و فعال سازی گره های A تنظیم می شوند که از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\Delta V_i = \alpha \cdot \max(0, (S_i \cdot (\text{Re}w - \sum_j A_j))) \quad (6)$$

اگر یک باریک واکنش عاطفی یاد گرفته شود، باید همیشگی باشد. این وظیفه قشر کروی پیشانی است که از واکنش های نامناسب جلوگیری نماید. بنابراین، عبارت \max در رابطه (۶) به منظور یکنواخت نمودن و بیان اینکه بهره آمیگدالا نمی تواند از مقدار اولیه خود کمتر شود، به کار رفته است. تقویت کننده گره های O سیگنال دریافت شده را با

۵- نتایج شبیه سازی

به منظور ارزیابی عملکرد کنترل کننده پیشنهاد شده و بررسی کارآمد بودن کنترل کننده عاطفی، چندین تست بر روی موتور درایو سنکرون مغناطیس دائم داخلی در شرایط عملکرد مختلف انجام شده است. شبیه سازی های صورت گرفته بر روی یک درایو کامل با استفاده از نرم افزار Matlab/Simulink انجام شده است. همچنین برای بررسی و اثبات عملکرد مناسب کنترل کننده عاطفی تست‌هایی با شرایط یکسان بر روی یک سیستم درایو سنکرون مغناطیس دائم داخلی با استفاده از کنترل کننده تناسبی-انتهجالی انجام و نتایج این دو کنترل کننده با یکدیگر مقایسه شده است. پارامترهای موتوری مورد استفاده در شبیه سازی جدول (۱) ارایه شده است.

جدول (۱): پارامترهای موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی

Rated power (P_n)	40 kW
Number of pole pairs (P)	3
Rated torque (T_n)	133 N.m
Rated voltage (V_n)	240 V
Rated speed (ω_n)	2600 rpm
Stator resistance (R_s)	29.5 m Ω
d-axis inductance (L_d)	375 μ H
q-axis inductance (L_q)	835 μ H
Moment of inertia of motor (J)	0.011 Kgm ²
Friction coefficient (B_m)	0.0019 Nm/rad/s
Permanent magnet flux (λ_f)	0.07 Vol/rad/s

در نخستین تست، سیستم درایو در بار نامی ۱۳۳ نیوتن-متر و با سرعت ۲۷۲/۲ rad/sec شروع به کار می‌کند. در شکل (۳)-الف دیده می‌شود که وقتی از کنترل کننده عاطفی استفاده می‌شود، سرعت واقعی موتور در مدت زمان ۰/۳۵ ثانیه و بدون هیچ فرجهش و فروجهش، به سرعت مرجع انتخاب شده همگرا می‌شود، در حالی که با استفاده از کنترل کننده تناسبی-انتهجالی موتور پس از یک فرجهش و فروجهش و پس از زمان ۰/۱ ثانیه، به حالت دائمی خود می‌رسد. (شکل (۳)-ب)) علت اینکه کنترل کننده عاطفی پس از زمان بیشتری به مقدار مرجع همگرا می‌شود، این است که این کنترل کننده در مرحله

$$E_i = \sum_i A_i - \sum_i O_i \quad \text{not include } A_{th} \quad (11)$$

گره های A خروجی های متناسب با نقششان در پیش‌بینی پاداش‌ها تولید می‌کنند، در حالی که گره‌های O هر جا لازم باشد، از تولید خروجی E جلوگیری می‌نماید. سیگنال تقویت کننده پاداش به عنوان تابعی از تمامی سیگنال‌های دیگری که خود به صورت توابع مهم و معتبری در نظر گرفته شده‌اند، بیان می‌شود.

$$Re w = J(S_1, S_2, \dots, S_n, E, PO_1, PO_2, \dots, PO_m) \quad (12)$$

که PO یک خروجی از سیستم و E یک سیگنال کنترلی و S_i ورودی حساسی است. به طور مشابه، هر یک از ورودی‌های حساسی S_i باید به صورت تابعی از توابع خروجی‌های سیستمی و خروجی کنترل کننده به صورت زیر در نظر گرفته شود:

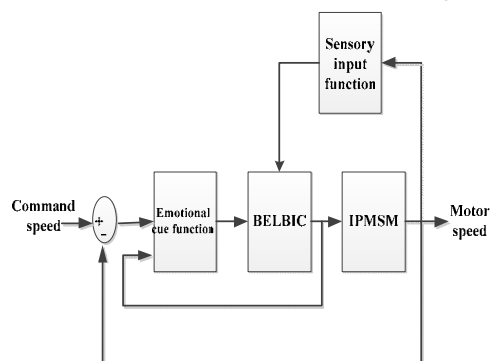
$$S_i = f(E, PO_1, \dots, PO_m) \quad (13)$$

در این مقاله برای استفاده کردن از کنترل کننده عاطفی به عنوان کنترل کننده سرعت سیگنال‌های پاداش و ورودی‌های حساسی به صورت زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$Re w = K_1 |e| + K_2 \int e \cdot dt + K_3 CO \quad (14)$$

$$S = K_4 \cdot e \quad (15)$$

در این روابط e خطای سرعت، CO خروجی کنترل کننده، K_1 و K_2 و K_3 و K_4 گین‌های کنترل کننده هستند. ساختار کنترل کننده سرعت استفاده شده در این مقاله در شکل (۲) نشان داده شده است.

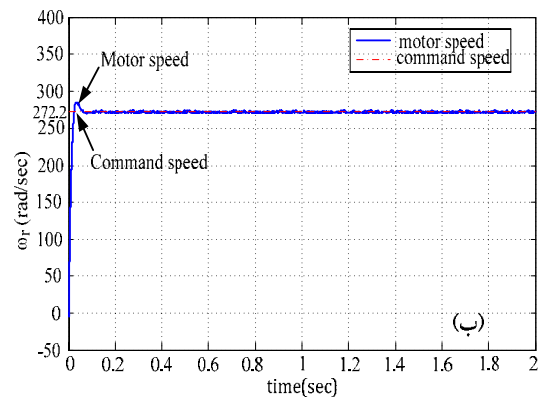
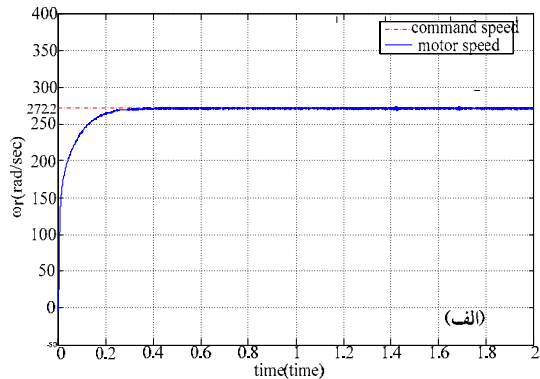


شکل (۲): ساختار کنترل کننده سرعت برای موتور مغناطیس دائم با استفاده از کنترل کننده عاطفی

ارائه یک روش موقعیت یابی تلفن همراه بر مبنای تشخیص هوشمند الگوی شدت توان دریافتی در شبکه GSM.....

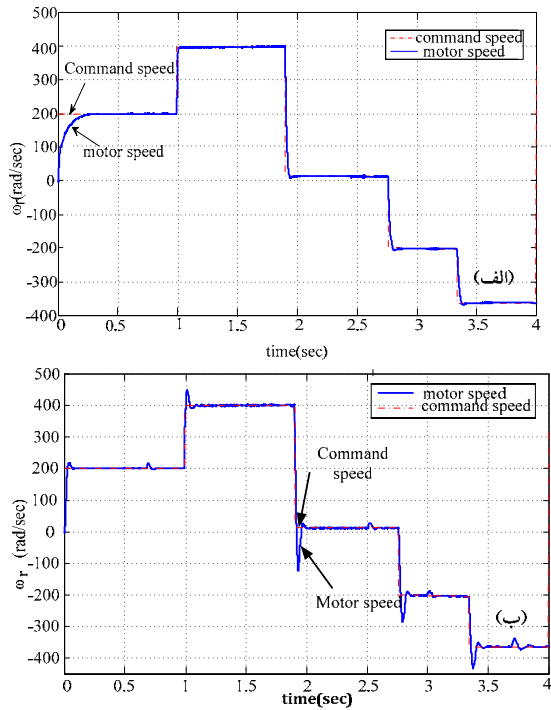
عاطفی استفاده شده است، سرعت واقعی موتور در مدت زمان ۰/۰۴ ثانیه پس از این تغییر ناگهانی به مقدار 400 rad/sec می‌رسد، اما مطابق شکل (۴) - (ب)، وقتی که همین تغییر بر روی درایو با کنترل کننده تناسبی - انتگرالی صورت می‌گیرد، سرعت موتور طی زمان ۰/۱۲ ثانیه و پس از تغییر به مقدار مرجع 400 rad/sec همگرا می‌شود. همچنین، از آنجایی که یک درایو با عملکرد بالا باید قابلیت عملکرد در رنج وسیعی از سرعت را داشته باشد. به همین علت در تست دیگری که بر روی این موتور درایو انجام شده است، یک مسیر مرجع که شامل تمامی سرعت ها ست برای درایو، در نظر گرفته شده است. در شکل (۵) - (الف) و (ب) این مسیر علاوه بر حالت های قبل در سرعت های بسیار پایین (نزدیک به سرعت صفر) و همچنین سرعت های منفی نشان داده شده است. در شکل (۵) - (الف) کنترل کننده عاطفی برای تمامی سرعت ها به گونه ای طراحی شده است که بدون فراجش و فروجش محسوسی سرعت مرجع را دنبال می‌کند، اما به طوری که در شکل (۵) - (ب) ملاحظه می‌گردد کنترل کننده تناسبی - انتگرالی در زمان هایی که تغییرات پله ای ناگهانی در سرعت و گشتاور اعمال می‌شود، به علت مقاوم نبودن در برابر تغییرات سرعت و تغییرات بار در زمان های مختلف به طور مطلوبی قادر به دنبال کردن مسیر مرجع و حذف اثر اغشاشات نیست. در شکل (۶) - (الف) و (ب) شکل موج جریان های محورها q و d به ترتیب برای دو کنترل کننده عاطفی و PI نمایش داده شده است. تست دیگری بر روی موتور مغناطیس دائم داخلی انجام شده است و در آن حساسیت کنترل کننده های عاطفی و تناسبی - انتگرالی نسبت به تغییر پارامترهای موتور بررسی شده است. بدین منظور، در سرعت 300 rad/sec و در بار ۱۰۰ نیوتن - متر ابتدا در ثانیه $t=0.4$ ضریب ممان اینرسی موتور (J) از مقدار نامی به 0.25 مقدار نامی آن کاهش داده شده و سپس در ثانیه $t=0.6s$ ضریب اصطکاک (B_m) از مقدار نامی به دو برابر مقدار نامی افزایش داده شده است. در شکل (۷) - (الف)

ابتدایی باید آموزش ببیند و از این رو، مدت زمان بیشتری نیاز دارد که به سرعت مرجع برسد. برای یک درایو با عملکرد بالا، این ویژگی ضروری است که در صورت ایجاد یک تغییر پله ای در سرعت مرجع، سرعت واقعی موتور بتواند مقدار مرجع جدید را دنبال کند.

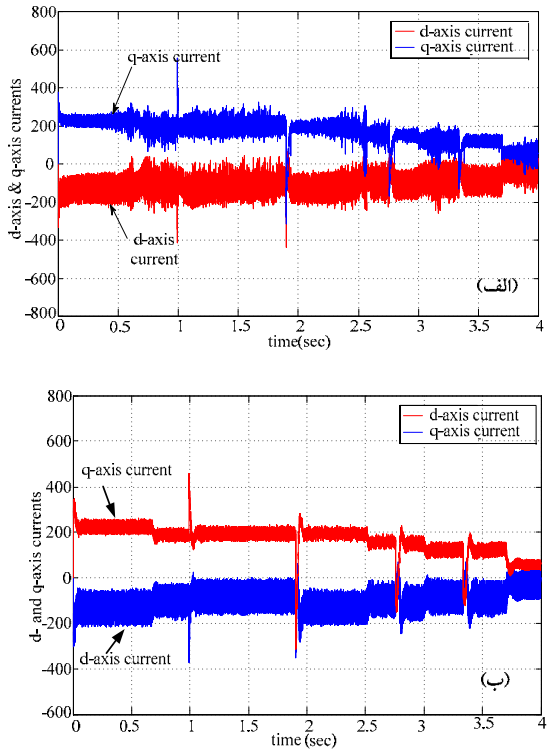


شکل (۳): منحنی تغییرات سرعت موتور نسبت به زمان در سرعت و بار نامی. (الف) کنترل کننده عاطفی (ب) کنترل کننده ی تناسبی-انتگرالی

به منظور بررسی این ویژگی در درایو پیشنهاد شده یک تغییر پله ای در ثانیه ۰/۹۹ در نظر گرفته شده است، بدین ترتیب که ابتدا یک سرعت مرجع در مقدار 200 rad/sec و در ناحیه گشتاور ثابت برای موتور تعیین شده است و سپس در ثانیه ۰/۹۹ سرعت به صورت پله ای به مقدار 400 rad/sec و در ناحیه توان ثابت تغییر می‌کند. همان طور که در شکل (۴) - (الف) دیده می‌شود، در حالتی که از کنترل کننده



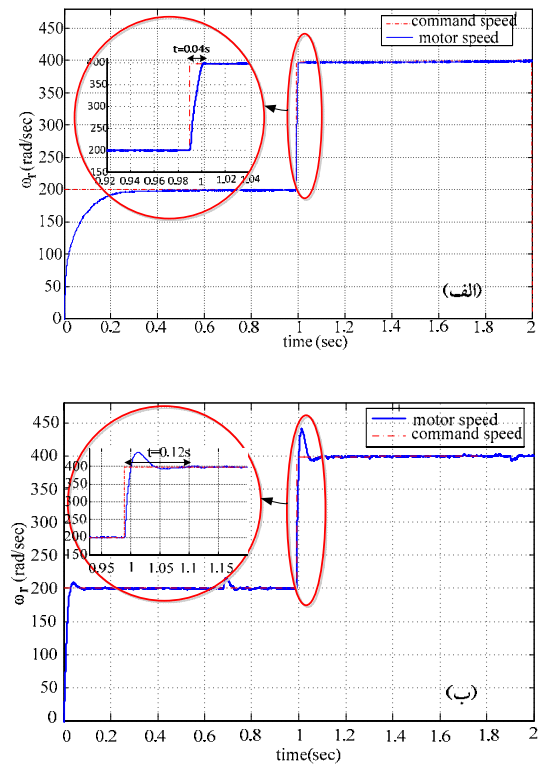
شکل (۵): منحنی تغییرات سرعت موتور بر حسب زمان در رنج وسیع سرعت. (الف) کنترل کننده عاطفی. (ب) کنترل کننده تناسبی- انتگرالی



شکل (۶): شکل موج جریان محورهای d و q . (الف) کنترل کننده پیشنهاد شده عاطفی. (ب) کنترل کننده تناسبی- انتگرالی

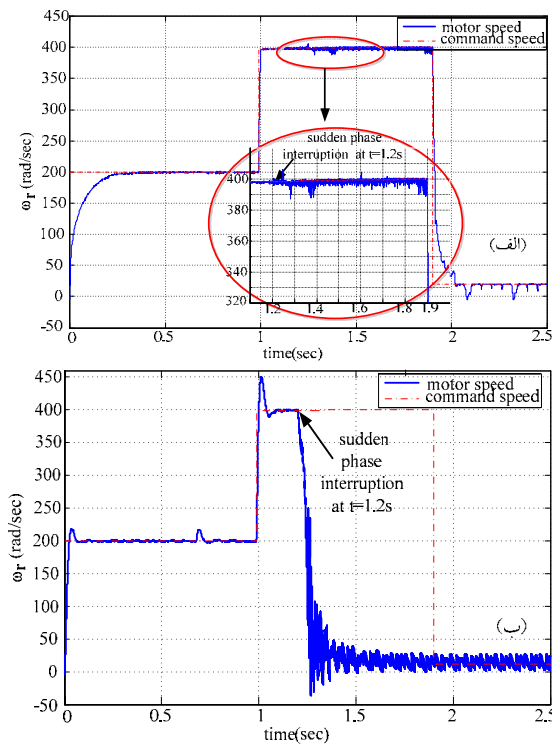
و (ب) نتایج شبیه سازی انجام شده بر روی سیستم درایو مورد مطالعه با دو کنترل کننده نشان داده شده است. همان گونه که در شکل (۷) (الف) و (ب) ملاحظه می شود، زمانی که این تغییرات در پارامترها اعمال می شود سرعت موتور با کنترل کننده عاطفی در مقایسه با وضعیت مشابه آن در کنترل کننده تناسبی- انتگرالی نوسان‌های کمتری دارد.

یکی از ویژگی های مهم کنترل کننده های هوشمند، توانایی آنها در حفظ پایداری موتور در صورت قطع ناگهانی یک فاز است. از این رو، در تست دیگری به بررسی این وضعیت و انجام عمل قطع ناگهانی یک فاز موتور هنگام انجام کار آن پرداخته شده است. همان گونه که در شکل (۸) (الف) و (ب) مشاهده می شود، موتور ابتدا تا لحظه $t=1.2s$ به صورت سه فاز عمل می کند و در ثانیه $t=1.2s$ به صورت ناگهانی فاز موتور قطع می شود.



شکل (۴): منحنی سرعت موتور ممغناطیس دائم داخلی در نواحی گشتاور ثابت و توان ثابت. (الف) کنترل کننده ی منطقی فازی. (ب) کنترل کننده ی تناسبی-انتگرالی

ارائه یک روش موقعیت یابی تلفن همراه بر مبنای تشخیص هوشمند الگوی شدت توان دریافتی در شبکه GSM.....

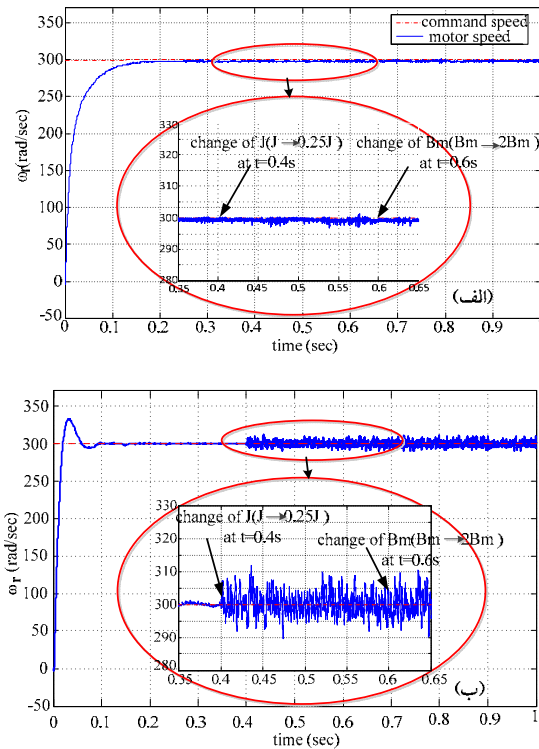


شکل (۸): منحنی سرعت موتور با قطع یک فاز در ثانیه ۱،۲. (الف) کنترل کننده عاطفی. (ب) کنترل کننده تناسبی - انتگرالی

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده عاطفی برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی پیشنهاد شده است و نتایج آن به طور موفقیت آمیزی بر روی درایو سنکرون مغناطیس دائم داخلی با توان ۴۰kW در محیط Matlab/Simulink شبیه سازی شد. برای بررسی کارا بودن کنترل کننده پیشنهاد شده شرایط مختلفی مانند تغییر گشتاور بار، تغییر پله ای سرعت، تغییر پارامترهای موتور و قطع ناگهانی یک فاز موتور به درایو اعمال گردید و نتایج آن با یک کنترل کننده تناسبی - انتگرالی مقایسه گردید.

نتایج شبیه سازی ها نشان داد که کنترل کننده پیشنهاد شده مقاوم در برابر شرایط مختلف و حذف اثر اغتشاشات مربوط به بار و تغییرات پارامترهای موتور بوده و نیز قابلیت حفظ پایداری موتور در شرایط خاص مانند قطع ناگهانی یک فاز را دارا می باشد. لذا این طرح به دلیل ویژگی های



شکل (۷): منحنی سرعت موتور با تغییر پارامترهای ممان اینرسی و ضریب اصطکاک موتور در بار ۱۰۰ نیوتن - متر. (الف) کنترل کننده عاطفی؛ (ب) کنترل کننده تناسبی - انتگرالی

در شکل (۸) - (الف) و (ب) دیده می شود که کنترل کننده فازی به علت طراحی مناسب و هوشمند، همچنان در شکل (۸) - (الف) و (ب) دیده می شود که کنترل کننده فازی به علت طراحی مناسب و هوشمند، همچنان عمل کنترل سرعت را انجام می دهد و این کار را بدین ترتیب انجام می دهد که در لحظه ای که جریان فاز موتور قطع می شود، با اعمال اضافه جریان بر روی دو فاز دیگر عمل کنترل سرعت را ادامه می دهد، اما در شکل (۸) - (ب) کنترل کننده تناسبی - انتگرالی در لحظه ای به علت حذف یک فاز و اینکه با دو فاز باقی مانده قادر به تأمین گشتاور بار اعمال شده به موتور نیست، لذا سیستم موتور درایو به حالت ناپایدار می رود و کنترل سرعت از لحظه قطع فاز به بعد انجام نمی شود.

Tseng, "Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor," IEEE Conf. Rec., Vol. 2, No. 2, pp. 1115-1120, 2000.

- [12] Z. Jianguo, W. Youyi, and Z. Rujing, "Adaptive- backstepping control of separately excited DC motor with uncertainties," International Conference on Power System Technolog. Vol. 1, No. 1, pp. 91-96, 2000
- [13] M. N. Uddin, T. S. Radwan, and M. A. Rahman, "Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive," IEEE Tran.Ind.Appl., Vol. 38, No.5, pp. 1219-1225, 2002.
- [14] H. D. Mathur and S. Ghosh, "A comprehensive analysis of intelligent controllers for load frequency control," Proc.IEEE Power India Conf., pp853-857, Apr. 2006
- [15] C. Butt and M. A. Rahman, "Limitations of simplified fuzzy logic controller for IPM motor drive," Conf. Rec. 39st IEEE IAS Annu. Meeting., Vol. 3, No.1, pp. 1891-1898,2004.
- [16] R. M. Milasi, C. Lucas, B. N. Arrabi, T. S. Radwan, and M. A. Rahman, "Implementation of Emotional Controller for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," Conf. Rec. The 41st Annal Meeting of The IEEE, pp. 1767-1774, 2006.
- [17] E. Daryabeigi, G. A. Markadeh, and C. Lucas, "Simultaneously, speed and flux control of a induction motor, with brain emotional learning based intelligent controller (BELBIC)," in Electric Machines and Drives Conf., 2009. IEMDC '09. IEEE International, 2009, pp. 894-901.
- [18] E. Daryabeigi, G. A. Markadeh, and C. Lucas, "Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), with a developed brain emotional learning based intelligent controller (BELBIC),"Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International, pp. 1633-1640, 2009
- [19] J. Moren and C. Balkenius, "A Computational model of Emotional Learning in The Amygdala: From animals to animals,"International conf. on the simulation of adaptive behavior, pp. 383-391, 2000.

بیان شده قابل اجرا بر روی درایو های سنکرون مغناطیس دائم داخلی با عملکرد بالا می‌باشد.

مراجع

- [1] M. N. Uddin, M. A. Abido, and M. A. Rahman, "Real-time performance evaluation of a genetic-algorithm-based fuzzy logic controller for IPM motor drives," IEEE Tran.Ind. Appl., Vol. 41, No. 1, pp. 246-252, 2005.
- [2] Z. Ibrahim and E. Levi, "A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high-performance AC drives using experimental approach,"IEEE Tran.Ind. Appl., Vol. 38, No. 5, pp. 1210-1218, 2002.
- [3] M. A. Rahman and M. A. Hoque, "Correction to "On-line Self-tuning Ann-based Speed Control Of A PM DC Motor"," Mechatronics, IEEE/ASME Trans., Vol. 2, No. 3, pp. 287-287, 1997.
- [4] Y. Soo Yeong and C. Myung Jin, "Robustness of fuzzy logic control for an uncertain dynamic system," IEEE Trans.,Fuzzy Systems., Vol. 6, No. 2, pp. 216-225, 1998.
- [5] L. Cheng-Kai, F. Li-Chen, and L. Tian-Hua, "Design and implementation of a nonlinear speed controller with adaptive backstepping sliding mode technique for an IPMSM drive system," Annu. Conf.SICE 2010, pp. 110-115,2010
- [6] L. Cheng-Kai, L. Tian-Hua, and F. Li-Chen, "Adaptive backstepping PI sliding-mode control for interior permanent magnet synchronous motor drive systems," American Control Conference (ACC), pp.4075-4080.2011
- [7] F. G. Areed, S. F. Saraya, and M. M. Abd Elsalam, "Adaptive control of a synchronous motor via a sliding mode decomposition technique," Ain Shams Engineering Journal, Vol. 1, No. 2, pp. 121-129, 2010.
- [8] M. Cernat, V. Comnac, M. Cotorogea, P. Korondi, S. Ryvkin, and R. M. Cernat, "Sliding mode control of interior permanent magnet synchronous motors," Power Electronics Congress CIEP, Vol. 2, No. 1, pp. 48-53, 2000.
- [9] P. Ching-Tsai and S. M. Sue, "A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range," IEEE Tran,Energy Conver., s Vol. 20, No. 2, pp. 359-366, 2005.
- [10] M. N. Uddin and J. Lau, "Adaptive backstepping based nonlinearcontrol of an IPMSM drive," Power Electronics Specialists PESC,The 27th Annual Confrance of The IEEE, Vol. 5, No. 1, pp. 3451-3457, 2004.
- [11] M. Vilathgamuwa, M. A. Rahman, and K. J.

¹Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM)

²Proportional-Integral (PI)

³Adaptive Backstepping Controller

ارائه یک روش موقعیت یابی تلفن همراه بر مبنای تشخیص هوشمند الگوی شدت توان دریافتی در شبکه GSM.....

⁴Fuzzy Logic Controller (FLC)

⁵Flux Weakening (FW)

⁶Maximum Torque Per Ampere(MTPA)

⁷Brain Emotional Learning Based-on Intelligent Controller (BELBIC)

⁸Limbic

⁹Amygdala

¹⁰Orbitofrontal Cortex

¹¹Thalamus

¹²Reward