

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

طراحی کنترل کننده هوشمند بهینه موتور سنکرون مغناطیس دائم

دانشجو: عادل محمدی

استاد راهنما:

دکتر حداد ظریف

استاد مشاور:

دکتر احمد دارابی

دکتر محسن فرشاد

رساله دکتری جهت اخذ درجه دکتری

شهریور ۱۳۹۳

چکیده

امروزه، به دلیل قابلیت و موفقیت های چشم گیر ابزارهای هوشمند در کنترل و بهینه سازی رفتار سیستم های پیچیده غیرخطی، طراحی کنترل کننده های هوشمند مورد توجه روز افزون قرار گرفته است. با توجه به این موارد، توسعه و کاربرد ابزارها و ساختارهای هوشمند در کنترل سرعت موتور مغناطیس دائم در این رساله مورد بحث و بررسی قرار گرفته است. انواع روش های کنترل شامل PID کلاسیک، خطی سازی فیدبکی و روش مد لغزشی و روش جدید هوشمند مبتنی بر مکانیسم یادگیری عاطفی مغز با لحاظ اهداف اولیه و ثانویه مورد نظر حوزه کاربرد، توسعه و کارامدی آنها مورد بررسی قرار گرفته است.

نتایج شبیه سازی نشان می دهند که روش کنترل هوشمند مبتنی بر مکانیسم یادگیری عاطفی مغز از قابلیت قابل مقایسه ای و بهتری نسبت به همتایان کلاسیک خود برخوردار است. همچنین، اهداف اولیه کنترلی نظیر کنترل سرعت یا موقعیت و اهداف ثانویه مانند حداقل کردن ریبیل گشتاور و غیره به درستی تامین شده اند.

از آنجایی که عملکرد صحیح کنترل کننده عاطفی ارتباط مستقیمی با نحوه انتخاب ضرایب آن دارد از الگوریتم تکاملی بهینه سازی ذرات برای تعیین ضرایب بهینه موجود در ساختار کنترل کننده استفاده شده است. عملکرد کنترل کننده عاطفی در نقش نقاد جهت کاهش استرس موجود در سیستم کنترل در اثر کارکرد نامناسب کنترل کننده فازی-عصبی، ماهیت ارزشمند کنترل کننده پیشنهادی را هر چه بیشتر مشخص و ویژگیهای منحصر به فرد آنرا به عنوان یک کنترل کننده غیرخطی تطبیقی هوشمند با ضرایب قابل تنظیم نمایان تر می سازد.

کلمات کلیدی: کنترل عاطفی، نقاد عاطفی، کنترل هوشمند، موتور سنکرون مغناطیس دائم

فهرست

فصل اول: مقدمه	۱
۱-۱- مقدمه	۲
۲-۱- سیر تاریخی و مروری بر کارهای گذشته	۲
فصل دوم: موتور سنکرون مغناطیس دائم	۱۱
۱-۲- مقدمه	۱۲
۲-۲- تقسیم بندی موتورهای سنکرون مغناطیس دائم	۱۲
۳-۲- مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع ساکن و با فرض قطب برجسته	۱۸
۳-۲- مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع ساکن و با فرض قطب برجسته	۱۸
۴-۲- مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع ساکن و با فرض قطب صاف	۲۲
۵-۲- مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع گردان	۲۲
۶-۲- روش های کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم	۲۳
۱-۶-۲- روش اسکالر	۲۳
۲-۶-۲- روش های برداری	۲۶
۱-۲-۶-۲- روش کنترل مبتنی بر جهت یابی میدان FOC	۲۶
۲-۲-۶-۲- روش کنترل گشتاور مستقیم موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز	۲۷
۷-۲- مقایسه روش ها	۳۰

فصل سوم: یادگیری تقویتی (دیدگاه مهندسی)	۳۱
۳-۱- مقدمه	۳۲
۳-۲- ساختار GARIC	۳۴
۳-۳- ساختار RL – FLCS	۳۷
۳-۴- ساختار FRIC	۳۸
۳-۵- ساختار ELIC	۳۹
فصل چهارم: کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی در مغز	۴۳
۴-۱- مقدمه	۴۴
۴-۲- فیزیولوژی	۴۶
۴-۳- آمیگدالا	۴۶
۴-۴- قشر آریتوفرانتهال	۴۷
۴-۵- کنترل بر اساس یادگیری عاطفی در مغز	۴۷
فصل پنجم: کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم	۵۱
۵-۱- مقدمه	۵۲
۵-۲- تشریح فعالیتهای انجام گرفته برای کنترل سرعت	۵۳
۵-۲-۱- توسعه الگوریتم مدلغزشی جهت کنترل سرعت موتور PMSM	۵۴
۵-۲-۲- جستجوی قانون کنترل مدلغزشی ناپیوسته	۶۰

۵-۲-۳- کنترل کننده خطی سازی پسخوردی.....	۶۲
۵-۲-۴- بررسی کارایی متفاوت ضرایب کنترل کننده خطی ساز پسخوری پیشنهادی.....	۶۳
۵-۲-۵- کنترل هوشمند سرعت موتور PMSM مبتنی بر مکانیسم یادگیری عاطفی مغز.....	۶۶
۵-۲-۶- توسعه یک مدل محاسباتی از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز.....	۷۰
۵-۲-۷- پیشنهاد یک ساختار هوشمند جدید برای بلوک کنترل کننده سرعت موتور PMSM.....	۷۳
۵-۲-۸- نتایج شبیه سازی (تست کنترل کننده هوشمند سرعت پیشنهادی).....	۷۴
فصل ششم: پایداری کنترل کننده عاطفی پیشنهادی.....	۷۷
۶-۱- مقدمه	۷۸
۶-۲- بررسی پایداری کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی.....	۷۸
فصل هفتم: بهینه سازی کنترل کننده عاطفی.....	۱۰۱
۷-۱- مقدمه	۱۰۲
۷-۲- الگوریتم بهینه سازی ذرات (PSO).....	۱۰۳
۷-۳- بهینه سازی ضرایب کنترل کننده عاطفی.....	۱۰۴
فصل هشتم: استفاده از کنترل کننده عاطفی به عنوان نقاد.....	۱۱۳
۸-۱- مقدمه.....	۱۱۴
۸-۲- ساختار کنترل کننده فازی عصبی بر مبنای یادگیری عاطفی.....	۱۱۴

۱۱۷.....	۳-۸- آموزش نقاد عاطفی.....
۱۱۸.....	۴-۸- نتایج شبیه سازی.....
۱۲۶.....	۵-۸- بررسی پایداری کنترل کننده پیشنهادی.....
۱۳۱.....	فصل نهم: نتیجه گیری و پیشنهادات.....
۱۳۲.....	۱-۹- نتیجه گیری.....
۱۳۳.....	۲-۹- پیشنهادات.....
۱۳۵.....	مراجع.....

فهرست اشکال

- شکل ۱-۲: انواع موتورهای PMSM ۱۴
- شکل ۲-۲: نمای کلی از موتور مغناطیس دائم دو قطبی ۱۹
- شکل ۳-۲: کنترل برداری موتور سنکرون مغناطیس دائم ۲۷
- شکل ۴-۲: روش کنترل گشتاور مستقیم برای موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز ۲۸
- شکل ۵-۲: کنترل دامنه شار با استفاده از یک کنترلر هیستریزیس برای موتور سنکرون مغناطیس دائم ۲۹
- شکل ۶-۲: گشتاور و شار مورد نیاز در تخمین گر جهت کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم ۲۹
- شکل ۱-۳: ساختار GARIC ۳۵
- شکل ۲-۳: ساختار RL – FLCS ۳۷
- شکل ۳-۳: ساختار FRIC ۳۸
- شکل ۴-۳: ساختار ELIC ۴۰
- شکل ۱-۴: نمادی از مغز انسان و قسمت هایی که در آن یادگیری عاطفی صورت می گیرد ۴۸
- شکل ۲-۴: مدل محاسباتی سیستم یادگیری عاطفی مغز ۴۸
- شکل ۳-۴: سیستم حلقه بسته با کنترل کننده عاطفی ۴۸
- شکل ۱-۵: نتایج شبیه سازی کنترل مدلهزشی ناپیوسته برای فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور بر دقیقه ۶۱
- شکل ۳-۵: نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت خطی ساز پسخوری با ضرایب $k_1 = 20$ و $k_2 = 0$ جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن متر ۶۴

- شکل ۵-۴: نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت خطی ساز پسخوری با ضرایب $k_1 = 50$ و $k_2 = 100$ جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن - متر ۶۶
- شکل ۵-۸: تشریح گرافیکی جزئیات مدل محاسباتی پیشنهادی از سیستم یادگیری عاطفی مغز ۷۰
- شکل ۵-۹: نمایش بلوکی مدل محاسباتی ارائه شده از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز ۷۲
- شکل ۵-۱۰: نمایش بلوکی کنترل کننده هوشمند سرعت پیشنهادی (برگرفته از مدل محاسباتی ارائه شده از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز) ۷۲
- شکل ۵-۱۱: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۱ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 1, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۷۵
- شکل ۵-۱۲: نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت PID جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن - متر ۷۶
- شکل ۶-۱: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 1.1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۸۰
- شکل ۶-۲: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.3, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۸۱
- شکل ۶-۳: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 10, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۸۲
- شکل ۶-۴: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 1.1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۸۶

- شکل ۵-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 20.1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۸۷
- شکل ۶-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.3, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۸۹
- شکل ۷-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 10, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۹۰
- شکل ۸-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 100, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۹۱
- شکل ۹-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت PID به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 10, k_I = 20$) ۹۲
- شکل ۱۰-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت PID به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 100, k_I = 20$) ۹۳
- شکل ۱۱-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$) ۹۶
- شکل ۱۲-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن - متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.3, k_1 = 0.01, k_2 = 0.001$) ۹۸
- شکل ۱-۷: چگونگی تغییر موقعیت هر ذره در هر تکرار ۱۰۴
- شکل ۲-۷: چگونگی کاهش تابع هزینه ۱۰۸

- شکل ۷-۳: نحوه تغییرات پارامتر k_{p1} در حین اجرای الگوریتم بهینه سازی..... ۱۰۸
- شکل (۷-۴): نمودار جریان های موتور سنکرون مغناطیس دائم با مقادیر بهینه پارمترهای کنترل کننده..... ۱۰۹
- شکل (۷-۵): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش ۳ نیوتن متر و با ضرایب بهینه..... ۱۱۰
- شکل (۷-۶): نمودار جریان های موتور سنکرون مغناطیس دائم با مقادیر تصادفی پارمترهای کنترل کننده..... ۱۱۱
- شکل (۷-۷): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش ۳ نیوتن متر و با ضرایب بهینه..... ۱۱۱
- شکل ۸-۱: ساختار یادگیری عاطفی..... ۱۱۵
- شکل (۸-۲): توابع عضویت خطا و مشتق آن در کنترلر..... ۱۱۵
- شکل (۸-۳): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش ۳ نیوتن متر..... ۱۱۹
- شکل (۸-۴): نمودار جریان و گشتاور تولیدی موتور برای سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش ۳ نیوتن متر..... ۱۱۹
- شکل (۸-۵): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش ۳ نیوتن متر و عدم قطعیت پارامتری..... ۱۲۰
- شکل (۸-۶): نمودار جریان و گشتاور تولیدی موتور برای سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش ۳ نیوتن متر و عدم قطعیت پارامتری..... ۱۲۱
- شکل (۸-۷): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با تغییر در گشتاور بار موتور و عدم قطعیت پارامتری..... ۱۲۲
- شکل (۸-۸): نمودار جریان i_q ۱۲۲

شکل (۸-۹): نمودار گشتاور تولیدی T_e ۱۲۳

شکل (۸-۱۰): نمودار جریان i_d ۱۲۳

شکل (۸-۱۱): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت مرجع متغیر همراه با تغییر در گشتاور بار موتور و عدم قطعیت پارامتری ۱۲۴

شکل (۸-۱۲): نمودار جریان i_d ۱۲۵

شکل (۸-۱۳): نمودار جریان i_q ۱۲۵

شکل (۸-۱۴): نمودار گشتاور تولیدی T_e ۱۲۵

فهرست جداول

جدول ۱-۱: مقایسه وزن چند موتور الکتریکی مختلف (بر مبنای $PM=100$)..... ۵

جدول ۱-۲: مقایسه راندمان موتورهای الکتریکی..... ۶

جدول (۱-۷): مقادیر بهینه پارامتره بعد از اجزای الگوریتم بهینه سازی..... ۱۰۷

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

ماشین‌های الکتریکی مبدل‌های الکترومغناطیسی می‌باشند که برای تبدیل انرژی مکانیکی به الکتریکی و بالعکس مورد استفاده قرار می‌گیرند. بخش ساکن که استاتور نامیده می‌شود و بخش متحرک که رتور نام دارد. برای ایجاد حرکت در بخش متحرک ماشین‌های الکتریکی لازم است تا بتوانیم در فاصله هوایی بین استاتور و رتور دو شار مغناطیسی را ایجاد نماییم. شار اول از طرف رتور و دومی از سمت استاتور القاء می‌گردد. به این منظور دو روش کلی برای ایجاد شار مورد استفاده قرار می‌گیرد:

- تحریک الکترومغناطیسی از طریق سیم پیچ

- تحریک مغناطیس دائم

روش اول اغلب در ماشین‌های DC و سنکرون متداول مورد استفاده قرار می‌گیرد و دومین روش در ماشین‌های مغناطیس دائم مورد استفاده می‌باشد.

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم امروزه به دلیل ساختار خاص خود جایگاه ویژه‌ای در صنایع مختلف به خود اختصاص داده‌اند که در ادامه با بررسی سیر تاریخی تکامل آنها، مسائل مطرح در حوزه کنترل این نوع موتورها و کارهای انجام گرفته مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

۱-۲ سیر تاریخی و مروری بر کارهای گذشته

اولین موتور سنکرون در سال ۱۸۸۳ توسط یک مهندس صربایی - آمریکایی به نام تسلا^۱ اختراع شد. در سال ۱۹۰۰ اصول عملکرد موتورهای سنکرون و القایی به خوبی شناخته شده بود. اما این موتورها در آن زمان به صورت گسترده به کار گرفته نمی‌شدند و دلیل آن اقتصادی نبودن توان ac در آن

¹ Tesla

زمان بود [۱]. توان ac در مقایسه با توان dc دارای مزایایی از قبیل تولید، انتقال و استفاده آسان تر می باشد که در نهایت از سال ۱۸۹۰ منجر به برتری توان ac نسبت به توان dc گردید. موتورهای ac ، کموتاتور نداشته و محدودیت سرعتشان توسط محدودیت های فیزیکی موتور تعیین می شد و این دو مزیت منجر به استفاده وسیعی از موتورهای ac گردید.

موتورهای سنکرون و القایی از ساختار مشابهی در استاتور استفاده می کنند. اما موتورهای سنکرون از روتورهایی با سیم بندی میدان dc و یا مواد مغناطیسی دائم استفاده می کنند درحالی که در موتورهای القایی از رتور قفس سنجابی^۱ و سیم بندی شده^۲ استفاده می شود. موتورهای القایی می توانند بازه وسیعی از سرعت گشتاور تولید نمایند و این درحالی است که موتورهای سنکرون تنها می توانند گشتاور را در سرعت سنکرون تولید نمایند و سرعت سنکرون بستگی به فرکانس منبع داشت [۲-۴].

در ابتدا می بایست سرعت موتور سنکرون توسط یک موتور کمکی، به سرعت سنکرون می رسید. در دهه ۱۹۵۰ روش های مختلفی ارائه شد که به علت هزینه های بالا، عملاً استفاده از موتورهای سنکرون را در بازه وسیع سرعت محدود می ساختند. در نهایت کنترل موتورهایی برای تبدیل توان dc به ac با هر فرکانس دلخواهی به کار گرفته شد تا توان به صورت کنترل شده به موتور داده شود. این پیشرفت اجازه داد تا موتورهای سنکرون مغناطیس دائم^۳ در هر سرعتی به کار گرفته شوند [۵-۶].

در میان درایورهای ac ، درایو موتور سنکرون با سرعت متغیر، دارای مزیت هایی است که آن را نسبت به درایو القایی یا درایو dc برتری می بخشد. از جمله اینکه به کارگیری موتور سنکرون باعث بهبود وضعیت پایداری سیستم و جلوگیری از نوسانات سرعت می شود و می توان با انتخاب روش های کنترلی

¹ Squirrel Cage

² Wire Wound

³ Permanent Magnet Synchronous Motor

خاص به مشخصه‌ای عملکردی شبیه به موتور dc دست یافت، بدون اینکه محدودیت‌های حاصل از انجام عمل کموتاسیون یا اثر جاروبک‌ها در حداکثر سرعت قابل دسترسی و با مسائل مربوط به تعمیر و نگهداری مداوم وجود داشته باشد.

پاسخ دینامیکی بسیار مناسب و عملکرد نرم در راه اندازی و ترمز، همراه با نسبت گشتاور به جریان بالا از ویژگی‌های درایو سنکرون است که باعث شده تا در بسیاری از زمینه‌ها مورد استفاده قرار گیرند [۷-۹].

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، انتخاب مناسبی برای کنترل موتورهای صنعتی با کارایی بالا هستند و دلیل آن سادگی ساختار، عملکرد قابل اطمینان و چگالی بالای توان است [۹].

همین ویژگی‌های ماشین‌های سنکرون با مغناطیس دائم باعث شده است که آن را در کاربردهای گوناگونی چون ماشین آلات چاپ، ماشین آلات کاغذسازی، صنایع فلزی و نساجی، ماشین ابزار، سیستم‌های کنترل وضعیت و در توان‌های بالاتر به عنوان محرکه خودروهای برقی و هیبرید برتری بخشد [۱۰-۱۱].

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم نسبت به سایر ماشین‌هایی که به طور متداول در سرو درایوها استفاده می‌شوند، دارای مزایایی هستند. در موتورهای القایی، جریان استاتور شامل دو قسمت مغناطیس‌کنندگی و تولید گشتاور است. استفاده از مواد مغناطیس دائم در روتور موتورهای سنکرون مغناطیس دائم جریان استاتور فقط وظیفه تولید گشتاور را به عهده دارد. به دلیل عدم وجود جریان مغناطیس‌کنندگی و تلفات رتور، راندمان در این موتورها بالاتر از موتور القایی می‌باشد [۱۲].

از مزایای دیگر این موتورها می‌توان به عدم وجود جاروبک و کموتاتور، عدم نیاز به تعمیر و نگهداری دوره‌ای، قابلیت اطمینان خوب، وزن، حجم و اینرسی کمتر در مقایسه با سایر موتورها، امکان استفاده

در محیط‌های با گرد و غبار و قابل انفجار، سهولت نصب و جانمایی در داخل خودرو و امکان تبدیل به ژنراتور و بازیافت انرژی ترمزی، اشاره نمود [۱۳].

از معایب موتورهای سنکرون مغناطیس دائم می‌توان به هزینه بالای مواد مغناطیس دائم و تغییر مشخصات مغناطیس با زمان، اشاره نمود. انتخاب مغناطیس‌های دائم برای موتور متاثر از عواملی نظیر کارایی موتور، وزن، حجم، بازده و هزینه‌های مواد و تولید است. قابلیت ماشین کاری ماده، تفرانس گذاری و آسانی کار با مواد مغناطیس دائم می‌تواند بر هزینه‌های تولید تاثیر چشمگیری داشته باشد [۱۴-۱۵].

به عنوان نمونه یکی از کاربردهای موتورهای سنکرون مغناطیس دائم در خودروهای برقی و هیبریدی می‌باشد که انتخاب نوع موتور الکتریکی برای خودروهای برقی و هیبریدی با توجه به سه عامل صورت می‌گیرد: وزن، راندمان و هزینه. مقایسه این دو عامل وزن و راندمان برای موتور جریان مستقیم، موتور القایی، موتور مغناطیس دائم و موتور سوئیچ رلوکتانس در جداول (۱-۲)، (۲-۲) آمده است. مبنای مقایسه یک موتور ۵۰ کیلووات بوده و عناصر قدرت از نوع IGBT می‌باشند [۱۶].

جدول ۱-۱: مقایسه وزن چند موتور الکتریکی مختلف (بر مبنای $PM=100$) [۱۶]

مبدل و موتور	مبدل الکترونیک قدرت	موتور الکتریکی	نوع موتور الکتریکی
۲۰۰	۱۰۰	۱۰۰	<i>PM</i>
۲۵۰	۱۰۰	۱۵۰	<i>SRM</i>
۳۰۰	۱۰۰	۲۰۰	<i>IM</i>
۴۵۰	۵۰	۴۰۰	<i>DC</i>

جدول ۱-۲: مقایسه راندمان موتورهای الکتریکی [۱۶].

مبدل و موتور	مبدل الکترونیک قدرت	موتور الکتریکی	نوع موتور الکتریکی
۹۰	۹۳	۹۷	<i>PM</i>
۸۵	۹۰	۹۴	<i>SRM</i>
۸۴	۹۳	۹۰	<i>IM</i>
۷۸	۹۸	۸۰	<i>DC</i>

تاکنون در ساخت نمونه‌های مختلفی از خودروهای برقی و هیبرید و حتی پیل سوختی از موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده شده است که به برخی از آنها اشاره می‌شود: خودرو برقی، ساخت شرکت نیسان - ژاپن، خودرو هیبرید، توسط شرکت تویوتا - ژاپن، خودرو هیبرید، شرکت نیسان - ژاپن خودرو هیبرید، مزدا - ژاپن، خودرو پیل سوختی، شرکت رنو - فرانسه، خودرو پیل سوختی و، شرکت نیسان - ژاپن [۱۷].

با پیشرفت مواد مغناطیسی جدید، در سال ۱۹۸۰، تمایل به استفاده از موتورهای *PM* با قدرت بالا افزایش یافت، مخصوصاً در جائیکه به سیستم‌هایی با عملکرد طولانی در بهره‌وری و چگالی قدرت بالا، نیاز است، در این کاربردها، *PMSM* یک انتخاب برتر است. برای مثال، ناو جنگی *US* در بین بهترین موتورها برای کشتی نظامی که براساس سیستم‌های متحرکه کار می‌کند، *PMSM* را لیست کرده است [۱۸].

همانند تمام سیستم‌های صنعتی عملکرد مطلوب این نوع موتور نیز مشروط به اعمال روش‌های کنترلی مناسب در راستای اهداف مورد نظر می‌باشد. از جمله متداولترین و پرکاربردترین ساختارهای کنترل کلاسیک مورد استفاده در ادبیات کنترلی موتور *PMSM* عبارتند از: کنترل کننده *PID*

کلاسیک، PID ساختار متغیر^۱، کنترل کننده مدلغزشی^۲ و کنترل کننده خطی ساز پسخوری^۳. در ادامه، استراتژیهای کنترلی فوق به تفکیک و از منظر اصول عملکرد و نیز مزایا / معایب (بویژه از منظر کاربرد در حوزه کنترل سرعت موتور PMSM) مختصراً تشریح و کارهای مرتبط انجام گرفته توسط دیگران ارجاع داده میشوند.

کنترل کننده PID، علیرغم سادگی ساختاری، دربردارنده چندین ویژگی ممتاز کنترلی است که عبارتند از: ایجاد پسخور، قابلیت حذف خطای ماندگار ردیابی توسط عمل انتگرال و بالاخره امکان پیش بینی رفتارهای آتی توسط عمل مشتق. این کنترل کننده برای بسیاری از کاربردهای کنترلی، بویژه برای سیستمهای با دینامیک نه چندان پیچیده و نیز نیازهای عملکردی نسبتاً معتدل، کفایت میکند همچنانکه امروزه نیز بطور مجزا و یا بعنوان یک جزء ترکیبی مهم از یک ساختار کنترلی پیچیده تر، بخش مهمی از صنعت را اشغال کرده است [۱۹-۲۵]. از جمله ضعفهای بارز این کنترل کننده، وابستگی آن به نقطه کار، بویژه برای سیستمهای غیرخطی با دینامیک پیچیده است. یکی از راه حلهای مناسب جهت رفع این نقیصه، ترکیب این کنترل کننده با ایده جدول بندی بهره^۴ است [۱۹]. چند نمونه از کاربردهای این کنترل کننده (البته مجهز به ساختار قابل تغییر) در [۲۶-۳۰] گزارش شده اند. در [۳۰-۳۴] از یک کنترل کننده فازی، جهت تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID استفاده شده است. در [۳۵-۳۸] با استفاده از شبکه عصبی، الگوریتمی برای کنترل و تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID با مدل های پیش بین ارائه شد که می تواند تغییرات پارامتری را شناسایی و قوام سیستم را بالا برده و تطبیقی مناسب برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز حتی در حضور نویز اندازه گیری و اغتشاشات محیطی ارائه دهد.

¹ Variable structure

² Sliding Mode control

³ Feedback Linearization

⁴ Gain Scheduling

روش کنترلی خطی سازی پسخوری از جمله روشهای کنترل غیرخطی است که در دو دهه اخیر مورد توجه ویژه محققین حوزه کنترل موتور PMSM قرار گرفته است [۳۹-۴۳]. مزیت یا مشخصه بارز روش خطی سازی پسخوری، انتقال سیستم اصلی غیرخطی به یک سیستم خطی ساده، با استفاده از یک تبدیل مختصات مناسب در فضای ورودی- خروجی یا ورودی- حالت، و سپس استفاده راحت و سراسر از روشهای متداول حوزه کنترل خطی است. از این منظر و با فرض اطلاع دقیق از مدل موتور PMSM و در صورت حصول سیستم خطی معادل، ضمن دستیابی به هدف اصلی کنترل (یعنی رگولاسیون موقعیت یا سرعت)، کنترل قابل قبولی بر روی اهداف ثانویه (از جمله: رپیل گشتاور) فراهم خواهد شد. ضعف عمده این روش، نیاز به اطلاع از مدل دقیق سیستم و در واقع، قوام^۱ کم نسبت به نامعینی و تغییرات پارامتر سیستم است. همچنین بدلیل ماهیت روش و علیرغم ساده سازیهای معمول، حجم محاسبات آن عمدتاً بالا است. اینکار، بویژه برای موتور PMSM با ماهیت بشدت غیرخطی آن، معمولاً مستلزم اعمال فرضیات ساده سازی متعدد است که بنوبه خود باعث دور شدن از رفتار بهینه میگردد.

از جمله مشکلات مطرح جهت طراحی و تحلیل کنترل کننده های کلاسیک، نیاز به وجود مدلی حتی المقدور دقیق از فرآیند مورد نظر است که این مسأله در خصوص موتور PMSM، بدلیل ماهیت بشدت غیرخطی آن، اهمیت بیشتری مییابد. کنترل مدلغزشی یک رهیافت قدرتمند در حوزه کنترل سیستمهای غیرقطعی و نامعین میباشد. کنترل مدلغزشی از جمله روشهای کنترل مقاوم است که میتواند در حضور عدم قطعیتها، مدل و اغتشاشات پارامتری موفق عمل نماید بشرطی که محدوده این عدم قطعیتها / اغتشاشها معلوم باشد. از طرف دیگر، موتور PMSM برخوردار از ماهیتی بشدت غیرخطی است. تفرانسهای مرحله ساخت (در صورت استفاده از تکنولوژی ساخت نه چندان سطح بالا) نیز بصورت نامعینی به خصوصیات غیرخطی فوق اضافه میگردند. همچنین افزایش هزینه ساخت

¹ Robustness

معمولاً مانع از اندازه گیری دقیق مشخصات موتور، جهت استفاده در فاز طراحی کنترل کننده میگردد. استهلاک و تغییر شرایط محیطی (از جمله: گشتاور بار) نیز از جمله عوامل بروز نامعینی و اغتشاش در سیستم موتور میباشند. بدیهی است که روش کنترلی مدلغزشی، با توجه به قوام ذاتی آن نسبت به نامعینی و تغییرات پارامتر و نیز توانایی آن در مواجهه با سیستمهای غیرخطی، پیشنهاد مناسبی برای کنترل درایو PMSM خواهد بود. ضعف عمده این روش، وقوع پدیده نوسان^۱ حول سطح لغزش، بدلیل ماهیت و البته محدودیتهای عملی است. در هر حال، با کنترل نرخ نمونه برداری و یا استفاده از ایده کلیدزنی نرم^۲ حول سطح لغزش میتوان این پدیده نامطلوب را تا حد قابل قبولی کنترل نمود. چند نمونه از کاربردهای این ساختار کنترلی در حوزه کنترل موتور PMSM در گزارش [۴۴-۵۰] شده اند. با توجه به چالشهای جدی فراروی حوزه کنترل موتور PMSM و نیز با عنایت به مشکلات فراروی توسعه و کاربرد استراتژیهای متنوع حوزه کنترل کلاسیک (مورد اشاره)، بنظر میرسد که استمداد از ابزارها و ایده های متنوع هوشمند، بویژه با توجه به مزایای ارزشمندشان، چاره ساز باشد. در یک نگاه کلی، دو رویکرد عمده جهت تحقق کنترل کننده های هوشمند (بویژه در حوزه کنترل موتور PMSM) بشرح ذیل وجود دارند:

۱- در ساده ترین نوع تحقق کنترل کننده هوشمند، از ایده ها و ابزارهای هوشمند به عنوان جزء مکمل ساختارهای کنترل کلاسیک، در راستای تأمین ویژگیهای تطبیقی/ خود- تنظیمی و نیز رفع مشکلات احتمالی موجود در این ساختارها استفاده میشود. به عنوان مثال میتوان به استفاده از ابزارهای هوشمند جهت شناسایی / مدلسازی روی- خط^۳ مشخصه های مختلف عملکردی موتور و لذا تأمین قابلیت تطبیقی سیستم کل کنترلی، و یا حتی تشخیص بروز خطای احتمالی جهت برخورد مناسب با آن اشاره کرد [۳۳]. به عنوان مثال دیگر میتوان به

^۱ Chattering

^۲ Soft Switching

^۳ On Line

کنترل کننده هوشمند جدول بندی بهره فازی اشاره کرد که در واقع تحقیقی از یک کنترلکننده PID خود- تنظیم، برپایه روش جدول بندی بهره است [۳۲]. همچنین میتوان به کنترل کننده مدلغزشی فازی اشاره کرد که در آن، با کاربرد منطق فازی، سعی در کاهش میزان نوسانات مخرب حول سطح لغزش میشود [۵۱-۵۲].

۲- تقلید خبره: در این رویکرد، کنترل کننده هوشمند در واقع عملکردی مشابه یک مدل هوشمند (از منظر تقلید رفتار خبره در وضعیتهای کاری مختلف) را دارد. ضمناً خبره مورد نظر میتواند یک استراتژی کنترل کلاسیک و یا یک اپراتور هوشمند باشد [۵۳-۵۶].

با توجه به مطالب عنوان شده و در راستای بهبود عملکرد سیستم کنترل موتور PMSM در این رساله فعالیت های زیر انجام گرفته است:

در فصل اول مروری بر پژوهش های انجام گرفته توسط دیگر محققین در زمینه روش های کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم صورت گرفته است. در فصل دوم ساختار و دینامیک موتور سنکرون مغناطیس دائم مورد ارزیابی قرار گرفته و معادلات سیستم تحت کنترل مورد بررسی قرار گرفته اند. در فصل سوم توسعه دیدگاههای روانشناسی در زمینه کنترل و مدلسازی بررسی گردیده است. در فصل چهارم ساختار بیولوژیکی مغز مورد ارزیابی قرار گرفته و مدل قسمت عاطفی مورد تحلیل قرار گرفته است. در فصل پنجم پیاده سازی کنترل کننده عاطفی پیشنهادی بر روی موتور PMSM انجام گرفته و کارایی آن در شرایط متفاوت کاری مورد ارزیابی واقع شده است. در فصل ششم پایداری کنترل کننده عاطفی در سیستم حلقه بسته مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل هفتم تنظیم بهینه ضرایب کنترل کننده عاطفی با استفاده از الگوریتم بهینه سازی PSO انجام یافته است. در فصل هشتم ساختار جدیدی تحت عنوان کنرل کننده فازی- عصبی با ساختار نقاد عاطفی معرفی و عملکرد آن در شرایط متفاوت کاری مورد ارزیابی قرار گرفته و سپس پایداری آن به اثبات رسیده است. و در فصل نهم نیز نتیجه گیری و پیشنهادات ارائه شده است.

فصل دوم

موتور سنکرون مغناطیس دائم

۲-۱ مقدمه

قابلیت استفاده از موتور سنکرون مغناطیسی دائم در بازه وسیعی از سرعت و همچنین ویژگیهای برجسته این نوع موتور باعث شده است تا روشهای کنترلی متعددی در جهت رسیدن به مناسب ترین و انعطاف پذیرترین مشخصه های کنترلی برای این ماشین ها ارائه گردد. در این فصل ابتدا انواع ساختار موتورهای سنکرون مغناطیسی دائم مورد بررسی قرار گرفته و سپس به بررسی روش های کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیسی دائم پرداخته می شود و مزایا و معایب هر یک از روش ها بیان خواهد شد.

۲-۲ تقسیم بندی موتورهای سنکرون مغناطیسی دائم

موتورهای سنکرون مغناطیسی دائم براساس شکل و نحوه قرار گرفتن مواد مغناطیسی دائم و همچنین شکل موج نیروی محرکه القایی تقسیم بندی می شوند.

موتورهای PMSM بر اساس مسیر شار میدان به صورت زیر طبقه بندی می شوند:

الف) میدان شعاعی: مسیر شار در جهت شعاع ماشین است.

ب) میدان محوری: مسیر شار موازی شفت روتور می باشد.

موتورهای سنکرون مغناطیسی دائم با میدان شعاعی متداول هستند و ماشین های با میدان محوری در موارد کمی کاربرد دارند یعنی در مواردی که نیاز به توان بالا و شتاب زیاد می باشد.

مواد مغناطیسی به طرق مختلفی می توانند روی روتور نصب شوند. انواع ماشین های با میدان شعاعی در شکل (۱-۲) نشان داده شده است.

موتورهای سنکرون که دارای مواد مغناطیسی سطحی با جهت یابی شعاعی هستند برای سرعت های پایین مناسب می باشند، این در حالی است که موتورهایی که با مواد مغناطیسی داخلی می باشند، برای سرعت های بالا مناسب هستند [۳]. صرف نظر از نوع چینش مواد مغناطیسی، اساس عملکرد همگی

یکسان است. مهم ترین اثر نحوه چینش مواد مغناطیسی روی روتور، تفاوت اندوکتانس محورهای d و q می باشد. محور مغناطیسی روتور محور مستقیم نامیده می شود که مسیر اصلی شار از طریق مواد مغناطیسی می باشد اندوکتانس استاتور وقتی که محور مستقیم یا مواد مغناطیسی با سیم پیچی استاتور مقابل هم قرار می گیرند را اندوکتانس محور مستقیم می نامند. با چرخش مواد مغناطیسی و عبور از حالت قبلی به اندازه 90° درجه، شار استاتور ناحیه ای از روتور را می بیند که فقط مسیر آهنی دارد و به اندوکتانسی که در این حالت اندازه گیری می شود، اندوکتانس محور q گفته می شود. رلوکتانس محور d بزرگتر از رلوکتانس محور q می باشد زیرا فاصله هوایی موثر محور d چند برابر از فاصله هوایی واقعی است که محور q می بیند. نتیجه این عدم تساوی به صورت $L_q > L_d$ می باشد. در رابطه فوق L_d اندوکتانس محور d و L_q اندوکتانس محور q می باشد.

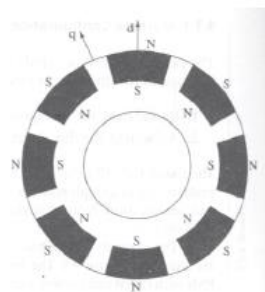
شکل (۲-۱-الف) حالتی را نشان می دهد که مواد مغناطیسی روی سطح خارجی بدنه روتور قرار گرفته اند. این ترکیب باعث ایجاد بالاترین چگالی شار فاصله هوایی می گردد. اما عیب این ترکیب پایین بودن مقاومت مکانیکی می باشد.

به ماشین هایی که دارای این ساختار باشند، موتورهای سنکرون مغناطیس دائم یا مواد مغناطیس سطحی گفته می شود. این ساختار برای سرعت های بالا مناسب نمی باشد و اختلاف کمی (کمتر از ۱۰٪) بین اندوکتانس های محور d و q وجود دارد.

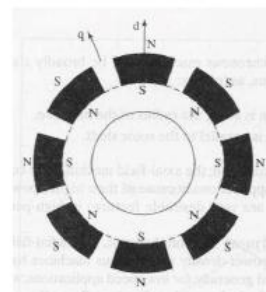
شکل (۲-۱-ب) موتور سنکرون مغناطیس دائم با مغناطیس ضمیمه ای را نشان می دهد. این ساختار نسبت به ساختار قبلی از نظر مکانیکی بسیار مقاوم تر است. نسبت بین اندوکتانس های محورهای d و q ، ۲ تا ۲/۵ می باشد.

اشکال (۲-۱-ج) و (۲-۱-د) به ترتیب موتور سنکرون مغناطیس دائم با مغناطیس درونی با خاصیت مغناطیس شوندگی شعاع و محیطی نشان می دهند. این ساختارها از نظر مکانیکی مقاوم بوده و برای سرعت های بالا مناسب می باشند. اما ساخت این ترکیب ها بسیار مشکل تر از ساخت دو ترکیب قبلی

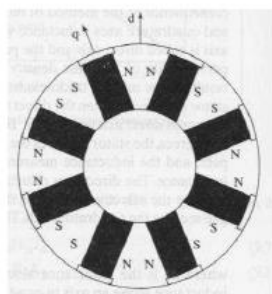
می‌باشند. این دو ساختار با عنوان موتورهای سنکرون مغناطیس دائم با مواد مغناطیسی درونی، شناخته می‌شوند [۳].



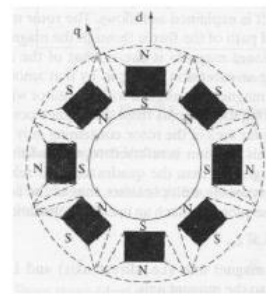
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۱-۲: انواع موتورهای PMSM [۳]

پس مواد مغناطیس طبیعی به دو صورت بر روی روتور قرار می‌گیرند. در یک آرایش مواد مغناطیسی روی لایه خارجی روتور به صورت سطحی نصب می‌شوند (روتور با مغناطیس سطحی)، اما در حالت دیگر این مواد در سطح داخلی روتور نصب شده و یا کاملاً در داخل آن قرار داده می‌شوند (روتور با مغناطیس داخلی) [۳].

چنانچه موتور سنکرون مغناطیس طبیعی برای عملکرد با فرکانس متغیر استفاده شود، دیگر نیازی به قرار دادن سیم پیچ‌های اتصال کوتاه بر روی روتور به عنوان میراکننده نخواهد بود. زیرا راه اندازی

موتور از فرکانس صفر انجام می‌شود و به وسیله اینورتر ورودی و فیدبک سرعت روتور، سنکرون بودن روتور با فرکانس تغذیه استاتور در هر سرعتی تامین می‌گردد.

در موتور سنکرون مغناطیس دائم سطحی به دلیل مقاومت بالای مغناطیس‌ها، ماشین را می‌توان با فاصله هوایی موثر بزرگ در نظر گرفت که اثرات برجستگی را ناچیز می‌سازد. بنابراین می‌توان فرض کرد که دو اندوکتانس محور مستقیم و محور عمودی یکسان است. همچنین به دلیل فاصله هوایی بزرگ اندوکتانس سنکرون (L_s) کوچک است، بنابراین اثر عکس العمل آرمیچر قابل صرف نظر می‌باشد. فاصله هوایی بزرگ منجر به کاهش ثابت زمانی سیم پیچی استاتور نیز خواهد شد.

چنانچه مواد مغناطیس در داخل روتور قرار داده شوند، ساختار مکانیکی مقاوم‌تر و حفاظت شده‌تر حاصل خواهد شد. این نوع موتور سنکرون با مغناطیسی داخلی برای کاربردهای با سرعت‌های بالا قابل استفاده است با این ساختار، دیگر فاصله هوایی یکنواخت نخواهیم داشت، زیرا که مواد مغناطیسی در داخل هسته روتور قرار گرفته‌اند و هرچند که از نظر فیزیکی سطح روتور صاف به نظر می‌رسد ولی هر قطعه مغناطیس، سطح قطبی را تشکیل خواهد داد که موجب تغییر در مسیر مغناطیس روتور شده و شار فاصله هوایی به طور موثر از طریق این مسیرها با ضریب نفوذ مغناطیسی بالاتر بسته خواهد شد.

بنابراین اثر برجستگی روی روتور با غیر یکنواخت شدن پخش شار فاصله هوایی ظاهر می‌گردد که مکانیزم تولید گشتاور را تغییر خواهد داد و مولفه گشتاور رلوکتانسی در اثر برجستگی روتور و تفاوت در اندوکتانس‌های دو محور مستقیم و عمودی ظاهر می‌شود. باید توجه داشت، برخلاف موتورهای قطب برجسته سنکرون با روتور سیم پیچی شده که اندوکتانس L_d می‌باشد، در این نوع موتور، برجستگی به نحوی است که اندوکتانس محور قائم بزرگتر از اندوکتانس محور مستقیم خواهد بود ($L_q > L_d$). در نتیجه گشتاور رلوکتانسی منفی در جهت کاهش گشتاور کل، ایجاد می‌شود.

موتور با این ساختار، بدون در نظر گرفتن مغناطیس‌ها شبیه به موتور رلوکتانسی سنکرون عمل می‌- نماید زیرا پرمانس بزرگتر در جهت فلوی محور عمودی نسبت به پرمانس مسیر فلوی عکس العمل

آرمیچر در جهت محور مستقیم منجر به تولید مولفه گشتاور رلوکتانسی غالب و توانایی تضعیف تحریک در ناحیه عملکرد با توان ثابت و دستیابی به سرعت‌های بالاتر می‌شود.

موتورهای سنکرون آهنربای دائم براساس شکل موج نیروی محرکه القایی القاء شده به دو نوع سینوسی و دوزنقه‌ای تقسیم بندی می‌شوند. نوع سینوسی تحت عنوان موتورهای سنکرون مغناطیس دائم و نوع دوزنقه‌ای تحت عنوان موتورهای بدون جاروبک dc مغناطیس دائم، شناخته می‌شوند [۳].

در موتورهای سنکرون آهنربای دائم با پخش فضایی سینوسی هادی‌ها در سطح استاتور، سعی می‌شود تا چگالی فلوی فاصله هوایی به فرم سینوسی نزدیک‌تر شده و این امر منجر به ضربان کمتر در گشتاور و عملکرد نرم موتور می‌گردد. حال آنکه در موتورهای بدون جاروبک dc ، سیم بندی متمرکز استاتور، موجب تولید چگالی فلوی دوزنقه‌ای و افزایش گشتاور بر واحد جرم آهن خواهد شد [۲].

در موتور سنکرون مغناطیس دائم، علاوه بر این که انتقال حرارت از روی قسمت متحرک انجام نمی‌گیرد (زیرا سیم بندی بر روی بدنه استاتور به هوای اطراف منتقل می‌شود)، می‌توان حفاظت مطمئن در قبال اضافه بار قرار دارد، زیرا دمای قسمت تولیدکننده گرما به طور مستقیم قابل نمونه گیری و کنترل می‌باشد. موتور سنکرون مغناطیس دائم نسبت به دیگر انواع ماشین‌های AC ، مورد استفاده به صورت سرو درایو نیز دارای برتری‌های خاصی است. از جمله اینکه در موتور القایی، جریان استاتور شامل دو مولفه مغناطیس کننده و تولید گشتاور می‌باشد. حال آنکه در صورت استفاده از مغناطیس دائم بر روی روتور دیگر نیازی به تغذیه جریان مغناطیس کنندگی (از طریق استاتور) برای ایجاد فلوی فاصله هوایی ثابت نبوده و جریان استاتور فقط برای تولید گشتاور الکترومغناطیسی صرف می‌گردد. بنابراین برای نسبت خروجی یکسان، موتور سنکرون مغناطیس دائم در ضریب توان بالاتری عمل خواهد کرد (به دلیل کاهش مولفه مغناطیس کنندگی) و در نتیجه، بسیار کارآمدتر از نوع القایی خواهد بود [۲].

از سوی دیگر نوع معمول ماشین‌های سنکرون سیم پیچی شده، نیازمند اعمال تحریک DC بر روتور می‌باشند اغلب از طریق حلقه‌های لغزان و با جاروبک‌ها صورت می‌گیرد. این ساختار، تلفات روتور و نگهداری منظم از جاروبک‌ها را دربرخواهد داشت.

بنابراین در این موتورها سیم پیچی تحریک، منبع تغذیه DC و حلقه‌های لغزان با مواد مغناطیسی جایگزین می‌گردد که این تحریک دائم همان نیروی محرکه القایی (emf)، سینوسی را تولید خواهد کرد و برای تولید گشتاور ثابت شبیه به عملکرد موتور سنکرون روتور سیم پیچی شده، به جریان‌های تغذیه استاتور سینوسی یا شبه سینوسی نیازمند است [۳].

پخش فلوی مغناطیسی با باریک کردن ضخامت مغناطیس‌ها در لبه‌های قطب و استفاده از کمان‌های قطب مغناطیس کوتاه‌تر، به عنوان نمونه با زاویه 120° درجه انجام می‌شود و بدین ترتیب پخش هادی-ها در سطح استاتور به طور سینوسی و گام سیم بندی کوتاه، کاملاً مشابه با ماشین‌های جریان متناوب خواهد بود. اگر مغناطیس‌ها برداشته شوند و یا در مسائلی مانند خطاهای ایجاد شده ناشی از عملکرد غیرمتعارف، ضد مغناطیس شود در این حالت توان و راندمان دیگر به خوبی حالت همراه با مغناطیس دائم نخواهد بود.

در سرو موتورهای سنکرون با مغناطیس دائم بر روی روتور، وضعیت روتور و میدان مغناطیس دوار در هر لحظه تعیین می‌شود تا اینکه با روش کنترل مناسب بر روی جریان‌های سه فاز آرمیچر، همواره میدان منتجه عمود بر جریان قرار گیرد. در نتیجه گشتاور تولیدی موتور متناسب با جریان خواهد شد و می‌توان نحوه عملکرد آن را به صورت یک موتور DC با تحریک جداگانه تبدیل نمود که از نظر مشخصات کنترلی و از نقطه نظر طراحی بسیار قابل قبول می‌باشد این امر اساس روش کنترل برداری در امتداد شار دور پیوندی استاتور را تشکیل می‌دهد.

در این نوع موتورها، کنترل مستقیم فلوی مغناطیسی برای تنظیم سرعت و ضریب توان امکان پذیر نیست. بنابراین برای دستیابی به رنج تغییر سرعت وسیع و عملکرد تحت توان ثابت بالاتر از سرعت

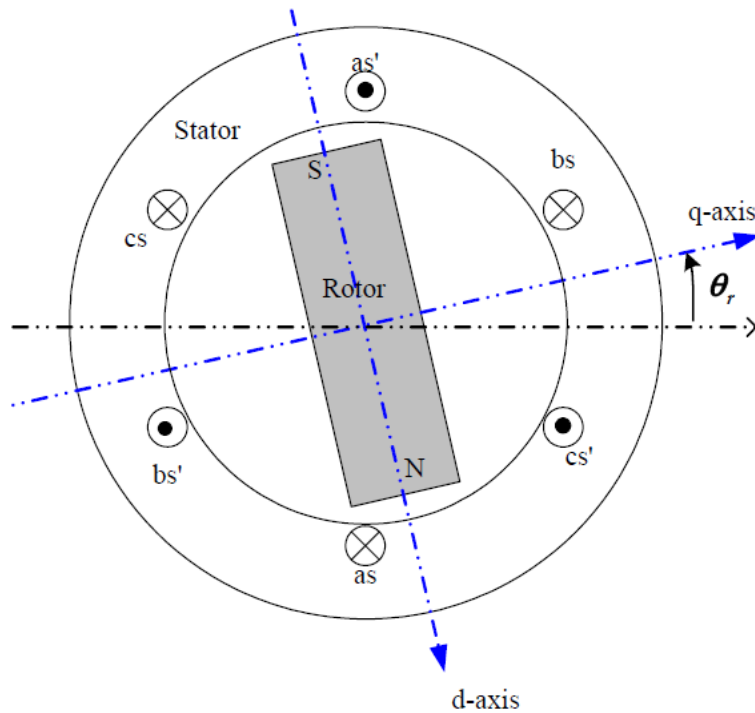
پایه لازم است تا با کنترل جریان استاتور، مولفه‌ای در خلاف فلوی حاصل از مغناطیس‌ها تولید شود و بدین وسیله منته‌ج فلوی فاصله هوایی تضعیف گردد و گشتاور الکترومغناطیسی موتور در حین افزایش سرعت به طور معکوس کاهش یابد [۱].

اگرچه نیروی محرکه القایی از نوع دوزنقه‌ای برای هر ۱۲۰ درجه الکتریکی در هر دو نیم سیکل مثبت و منفی دارای دامنه ثابتی است با تحریک فازهای روتور با جریان‌های با پهنای ۱۲۰ درجه الکتریکی، توان خروجی می‌تواند یکنواخت باشد.

جریان‌ها در سیم بندی‌های موتور نمی‌توانند در مدت زمان صفر افزایش یابند پس در عملکرد واقعی در هر خاموش و روشن شدن جریان‌ها در هر نیم سیکل، توان دارای ضربان‌هایی می‌باشند در حالی که این ضربان‌ها در موتورهای سنکرون مغناطیس دائم وجود ندارند. اما چگالی توان در موتورهای بدون جاروبک dc مغناطیس دائم ۱۵٪ بیشتر از موتورهای سنکرون مغناطیس دائم می‌باشد [۱].

۳-۲ مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع ساکن و با فرض قطب برجسته

به منظور فهم دقیق تر عملکرد موتور PMSM و برآورده کردن اهداف کنترلی، در ابتدا لازم است تا مدل سازی مناسبی از معادلات دینامیکی آن حاصل شود. به این منظور لازم است تا حد ممکن مدل ریاضی سیستم قادر به بیان عملکرد موتور در حالت های استاتیکی و دینامیکی باشد. به این منظور در مراجع معتبری نظیر [۳۵،۳۶] از فضای حالت استفاده برای استخراج معادلات دینامیکی موتور استفاده شده است. در شکل (۲-۲) یک نمونه کلی از موتور PMSM با دو قطب نشان داده شده است.



شکل ۲-۲: نمای کلی از موتور مغناطیس دائم دو قطبی

در شکل فوق سیم پیچ های سه فاز با یکدیگر ۱۲۰ درجه مکانیکی اختلاف فاز داشته و θ_r زاویه بین محور موتور و محور مغناطیسی فاز a می باشد.

در استخراج معادلات موتور از فرضیات ساده کننده زیر استفاده شده است:

- نفوذ پذیری مغناطیسی هسته بی نهایت فرض شده است.
- چگالی شار فاصله هوایی به صورت شعاعی توزیع شده است.
- از اثر اشباع مغناطیسی هسته صرف نظر شده است.

بر اساس [۵۷] معادلات موتور با فرضیات ساده کننده فوق در قالب مرجع ساکن به صورت زیر خواهد بود:

$$\vec{v} = r_{abc} \vec{i}_{abc} + p \vec{\lambda}_{abc} \quad (۱-۲)$$

که در آن:

$$\vec{v}_{obcs} = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$$

$$\vec{i}_{obcs} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$$

$$\vec{\lambda}_{obcs} = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs}]^T$$

$$r_{obcs} = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s] \quad (2-2)$$

در معادلات مربوطه اندیس S بیانگر متغیرهای مربوط به بخش استاتور و اندیس r متغیرهای بخش رتور و p عملگر مشتق می باشد.

معادلات شار پیوندی از طریق معادلات زیر استخراج می شوند:

$$\vec{\lambda}_{obcs} = L_{abcs} \cdot \vec{i}_{obcs} \quad (2-3)$$

که در آن

$$L_{obcs} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$\vec{\lambda} = \lambda_m \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

و اندوکتانس سیم پیچ ها عبارتند از:

$$L_{aa} = L_{ls} + L_{os} + L_{s2} \cos 2\theta_r \quad (6-2)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \quad (7-2)$$

$$L_{cc} = L_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \quad (8-2)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{os} + L_{2s} \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) \quad (9-2)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{os} + L_{2s} \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \quad (10-2)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{os} + L_{2s} \cos 2(\theta_r + \pi) \quad (11-2)$$

در معادلات فوق L_{ls} اندوکتانس نشتی و L_{0s}, L_{2s} اندوکتانس های مغناطیس کننده سیم پیچ های

استاتور و λ_m شار پیوندی ایجاد شده توسط بخش مغناطیسی رتور می باشد.

بنا بر این معادلات شار پیوندی می تواند به فرم زیر بسط داده شود:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (12-2)$$

۲-۴ مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع ساکن و با فرض قطب صاف

در موتور های مغناطیس دائم با قطب صاف شار هوایی موثر هسته یکسان شده و در نتیجه اندوکتانس

مغناطیسی محور مستقیم برابر با اندوکتانس مغناطیسی محور عمودی خواهد شد. $L_{md} = L_{mq} = L_{ms}$

و در نتیجه ماتریس اندوکتانس به فرم ساده تر زیر تبدیل خواهد شد:

$$L_{abcs} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & L_{bc} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (13-2)$$

۲-۵ مدل سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در قاب مرجع گردان

در اواخر سال ۱۹۲۰ میلادی پارک روش جدیدی را در تبدیل متغیرهای مربوط به استاتور مانند ولتاژ، جریان، شار پیوندی در مختصات جدیدی بر روی دستگاه مختصات فرضی روی رتور ارائه نمود که به تبدیل پارک موسوم می باشد.

با این تبدیل تمام اندوکتانس های متغیر با زمان مربوط به حرکت نسبی بین استاتور و رتور از بین رفته و معادلات موتور شبیه به معادلات موتور DC در قاب مرجع گردان سنکرون روی رتور خواهد بود. طبق [۵۷] در این حالت معادلات مربوط به موتور در حالت قطب برجسته به صورت زیر خواهد بود:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_q i_{qs} \quad (۱۴-۲)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r (L_d i_{ds} + \lambda_m) \quad (۱۵-۲)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) [\lambda_m i_{qs} - (L_q - L_d) i_{qs} i_{ds}] \quad (۱۶-۲)$$

معادلات موتور در حالت قطب صاف با شار فاصله هوایی یکنواخت به صورت زیر خواهند بود:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_s i_{qs} \quad (۱۷-۲)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r (L_s i_{ds} + \lambda_m) \quad (۱۸-۲)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) \lambda_m i_{qs} \quad (۱۹-۲)$$

در معادلات فوق معرف T_e گشتاور الکترومغناطیسی می باشد و واضح است که در دو حالت قطب صاف و قطب برجسته دارای روابط متفاوتی می باشد.

۲-۶ روش های کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم

در حالت کلی می توان روش های کنترل موتور PMSM را به سه دسته زیر تقسیم نمود [۵۷].

۲-۶-۱ روش اسکالر

معمول ترین روش کنترل اسکالر، روش ولتاژ متغیر فرکانس متغیر با نسبت ولتاژ به فرکانس ثابت در زیر سرعت نامی می باشد از آنجایی که سرعت سنکرون مستقیماً با فرکانس تغذیه متناسب است لذا یا

تغییر فرکانس تغذیه سرعت موتور نسبت به سرعت نامی تغییر می نماید از طرفی ولتاژ القایی متناسب با حاصلضرب فرکانس و شار فاصله هوایی است که اگر از افت ولتاژ استاتور صرفنظر شود می توان ولتاژ ورودی موتور را متناسب با حاصلضرب شار و فرکانس در نظر گرفت.

اگر فرکانس بدون هیچ تغییری در ولتاژ کاهش یابد شار فاصله هوایی افزایش می یابد افزایش شار باعث اشباع و در نتیجه افزایش تلفات ایجاد هارمونیک در شکل موج جریان و ولتاژ و افزایش نویز صوتی می شود. همان طوری که افزایش شار باعث بروز مشکلات ناشی از اشباع می گردد. کاهش شار نیز مناسب نمی باشد زیرا ظرفیت گشتاور موتور تقلیل می یابد لذا تغییر فرکانس با تعمیر ولتاژ همراه است بگونه ای که شار در موتور ثابت باقی بماند. افزایش فرکانس به بیش از مقدار نامی در ولتاژ ثابت انجام می شود.

کار موتور در شار ثابت نیازمند به حلقه کنترل شار است. چنین حلقه کنترلی بدلیل مشکلات اندازه گیری شار، پیچیده می باشد بنابراین شار (بجز محدوده فرکانس پایین) بطور غیر مستقیم با کار موتور در ثابت کنترل می شود. در فرکانس های پایین بایستی نسبت افزایش یابد تا افت ناشی از امیدانس پراکندگی و اهمی استاتور جبران گردد.

در کار با فرکانس بالاتر از فرکانس نامی، ولتاژ منبع تغذیه ثابت و معادل با ولتاژ نامی تنظیم می شود تا افزایش فرکانس تغییر نمی نماید لذا به علت آنکه ولتاژ تغذیه به افزایش فرکانس ثابت است شار فاصله هوایی کاهش می یابد بنابراین موتور با شار تضعیف شده کار می کند.

نکته ی مهمی که در مورد کنترل اسکالر باید در نظر داشت این است که روش برای موتورهای القایی به خوبی جواب می دهد و قسمت عمده ی محرکه های موتورهای القایی موجود در بازار با استفاده از این روش ساده و درعین حال پایدار عمل می کند اما در مورد موتورهای سنکرون مغناطیسی دائم به راحتی نمی توان از این روش استفاده کرد بدلیل اینکه در ازای یک ولتاژ فرکانس ثابت که به موتور سنکرون مغناطیسی دائم اعمال می شود روتور و بار روی موتور نیز باید دقیقاً با همان سرعت شروع به

گردش کنند و تغییر کوچکی در گشتاور بار باعث می شود که نقطه ی تلاقی منحنی گشتاور سرعت موتور و بار تغییر کند و چون فرکانس اعمالی به موتور ثابت می باشد سیستم با توان راکتیو مثر می کند و یا به حالت ناپایدار می رود و متوقف می شود به همین منظور در کنترل اسکالر موتور سنکرون مغناطیسی دائم محاسبه ی زاویه بار و کنترل آن ضروری می باشد که تا موتور از کنترل خارج نشود. در مجموع مزایا و معایب این روش به قرار زیر است .

مزایا :

❖ سادگی و کم حجم بودن بار محاسبات نسبت به روش های دیگر

❖ عملکرد نسبتاً خوب در سرعت های نزدیک سرعت نامی

❖ قابلیت کار در سرعت های بالاتر از سرعت نامی

❖ عملکرد قابل قبول در حالت های ماندگار

معایب:

❖ پاسخ کندتر نسبت به روش های برداری

❖ عملکرد نامناسب در سرعت های پایین

❖ عدم امکان کنترل شار بطور مستقل

❖ وجود نوسانات بیشتر در گشتاور

❖ عملکرد نامطلوب در حالت های گذرا

۲-۶-۲ روش‌های برداری

به منظور رفع معایب روش اسکالر و کاربرد موتورهای القایی در صنایع ، تحقیقات زیادی انجام شد که حاصل آن ارائه روش های کنترل مبتنی بر جهت میدان و کنترل مستقیم گشتاور بود که این روش ها نیازمند مدل دو فاز موتور می باشند.

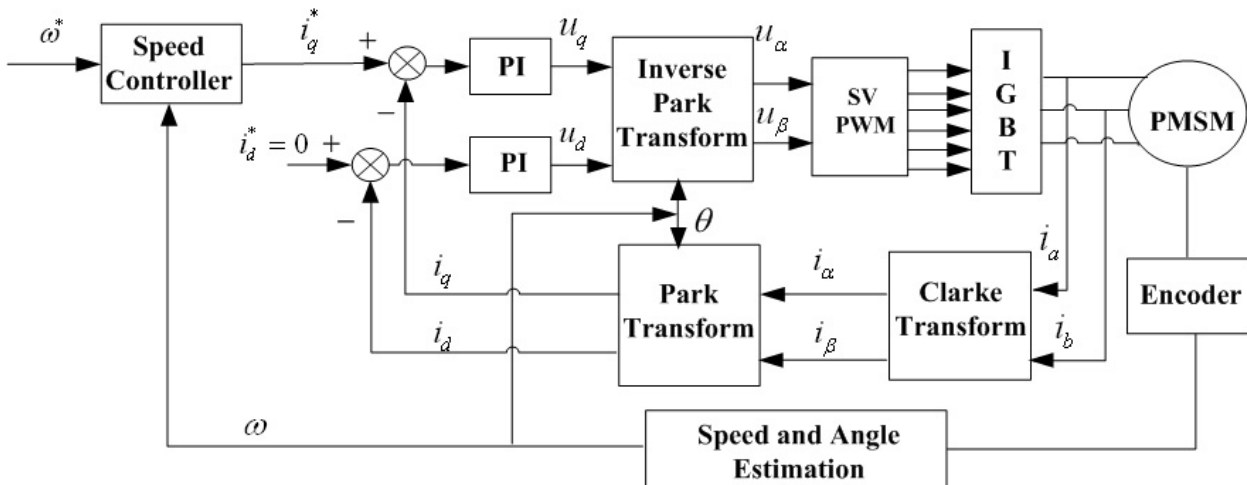
۲-۶-۲-۱ روش کنترل مبتنی بر جهت یابی میدان foc

این روش در سال ۱۹۸۰ برای موتورهای القایی ارائه شد که بلوک دیاگرام آن برای کنترل موتور سنکرون مغناطیسی دائم در شکل (۲-۳) نشان داده شده است دراین روش کنترل خطای سرعت که از کسر سرعت واقعی از سرعت مرجع بدست می آید به یک کنترل کننده ی تناسبی و انتگرالی اعمال می شود خروجی این کنترل کننده ، به عنوان جریان مرجع i_q در نظر گرفته می شود این جریان جریان است که موتور باید دریافت کند تا گشتاور مناسب برای رسیدن به سرعت مرجع را تولید کند. خطای جریان محور q که با کسر جریان واقعی i_q موتور از جریان i_q^* مرجع حاصل می شود به یک کنترل کننده تناسبی و انتگرالی دیگر اعمال می شود و v_q^* مرجع را جهت اعمال به موتور تولید می کند.

همچنین خطای جریان محور d ، (که با کسر جریان واقعی i_d موتور از جریان i_d^* مرجع که در سرعت های کمتر از سرعت نامی صفر می باشد حاصل می شود) به یک کنترل کننده ی تناسبی و انتگرالی دیگر اعمال می شود و خروجی آن به عنوان v_d^* مرجع جهت اعمال به موتور را تولید می کند.

ولتاژ های مرجع v_q^* و v_d^* مرجع، تولید شده توسط واحد کنترل پس از تبدیل معکوس بارک و تبدیل معکوس کنکوردیا، به قاب ساکن مستقل می شود که در صورت استفاده از روش مدولاسیون پهنای

پالس به ولتاژهای v_a و v_b و v_c تبدیل شده و توسط اینورتر و از طریق روش مدولاسیون پهنای پالس به موتور اعمال می شوند.

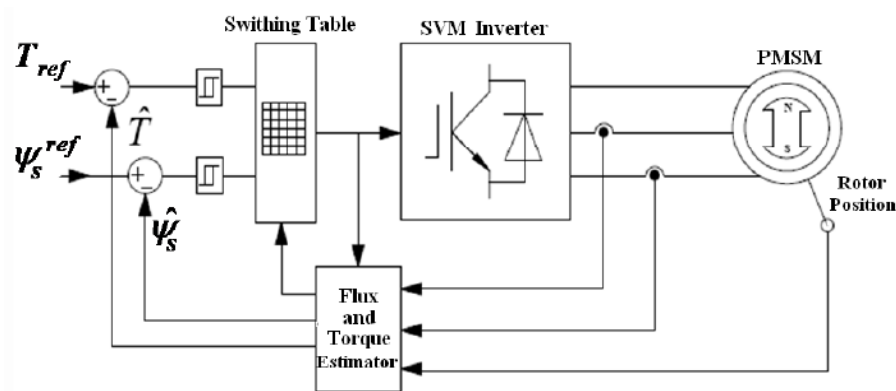


شکل ۲-۳: کنترل برداری موتور سنکرون مغناطیس دائم

۲-۲-۶-۲ روش کنترل گشتاور مستقیم موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز

کنترل گشتاور مستقیم نوع جدیدی از روش های کنترل سرعت موتور جریان متناوب در عملکردهای بالا می باشد که می توان بعد از روش کنترل برداری آنرا مطرح نمود. این ایده در سال ۱۹۸۰ توسط دانشمندانی از کشور چین و آلمان مطرح شد [۵۷و۲]. با مشاهده انحراف شار استاتور، انحراف گشتاور الکترومغناطیسی در چارچوب قرار گرفته بر روی استاتور، باعث می گردد تحت این شار، برای کنترل گشتاور ولتاژی را از جعبه کنترل سیستم برای موتور سنکرون مغناطیس دائم در نظر بگیریم. بعد از آن در سال های ۱۹۹۶ و ۱۹۹۷ دانشمندانی از این ایده برای کنترل گشتاور و سرعت موتور های جریان متناوب بهره جسته اند. در حقیقت کنترل به روش گشتاور مستقیم برای موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز، در حقیقت شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی را به طور مستقیم نگه داشته و به طور غیر مستقیم جریان و ولتاژ استاتور را تحت کنترل خود نگه می دارد. با مقایسه این روش با روش کنترل برداری، ساختار آن بسیار ساده تر بوده و پاسخ گشتاور بهتر می باشد. به هر حال، این روش دارای قوام بالا در تغییر پارامترهای داخلی خود موتور می باشد. با این وجود استفاده از این

روش، هنگام راه اندازی و شروع به کار موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز، در سرعت های پائین، نوسانات شدیدی را به سیستم وارد می کند. از اینرو کنترل به روش گشتاور مستقیم بیشتر برای حالتی که عملکرد دقیق کنترل کننده اهمیت زیادی ندارد می تواند مفید باشد. [۵۷و۵۸]. در حقیقت در این روش برای تنظیم مقادیر لحظه ای شار و گشتاور، با استفاده از کنترل کننده های هیستریزس و بر مبنای خطاهای شار و گشتاور، مستقیماً به اینورتر SVM فرمان داده می شود که در شکل (۲-۴) زیر شماتیکی از بلوک های آن و سیستم کنترلی مشخص شده است.



شکل ۲-۴: روش کنترل گشتاور مستقیم برای موتور سنکرون مغناطیس دائم سه فاز [۵۷].

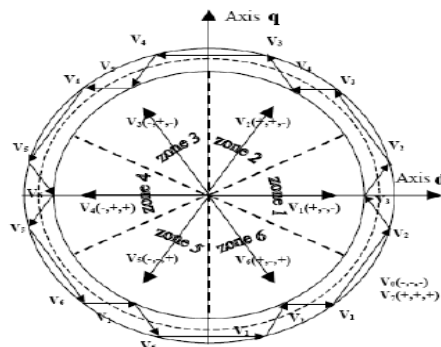
برای بررسی چگونگی کنترل شار و سرعت در این روش، همانند روش هایی که برای موتور القایی وجود دارد، برای موتور سنکرون مغناطیس دائم، برای تنظیم مقادیر لحظه ای شار و گشتاور، با استفاده از کنترلر های هیستریزس و بر مبنای خطاهای شار و گشتاور، مستقیماً به اینورتر SVM فرمان داده می شود.

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (2-20)$$

با صرف نظر از افت ولتاژ اهمی استاتور خواهیم داشت:

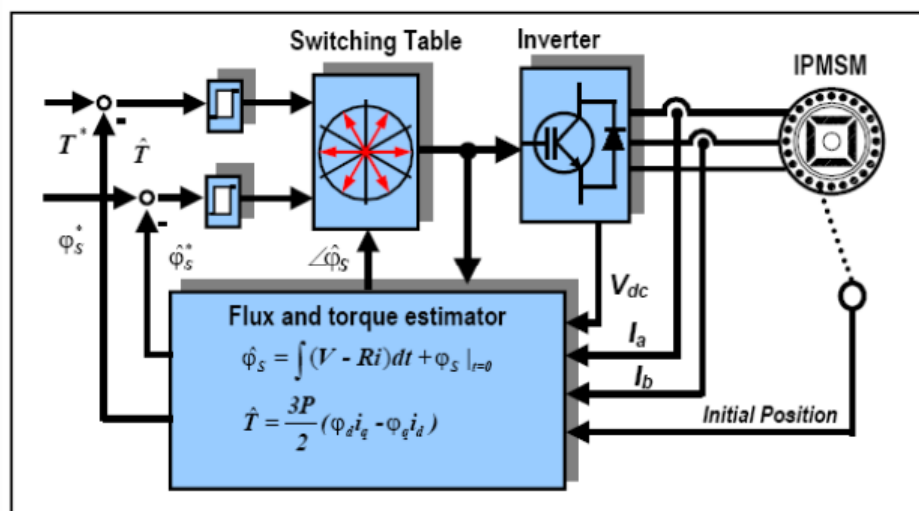
$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \cong \bar{V}_s, \quad \Delta \bar{\psi}_s = \bar{V}_s \Delta t \quad (2-21)$$

این رابطه بازگویی این مطلب است که با تغییر بردار ولتاژ خروجی اینورتر، می توان اندازه و جهت بردار شار استاتور را تغییر داد. در حقیقت با استفاده از یک کنترل کننده هیستریزیس، می توان دامنه شار را مطابق شکل (۵-۲) در یک باند کنترل نمود.



شکل ۵-۲: کنترل دامنه شار با استفاده از یک کنترلر هیستریزیس برای موتور سنکرون مغناطیس دائم

گشتاور و شار مورد نیاز کنترل کننده های شار و گشتاور را می توان در بلوک تخمین گر در نظر گرفت و آنها را محاسبه نمود که در شکل (۶-۲) نمایش داده شده است.



شکل ۶-۲: گشتاور و شار مورد نیاز در تخمین گر جهت کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم

۷-۲ مقایسه روش ها

در مقایسه دو روش کنترل مستقیم گشتاور و کنترل مبتنی بر میدان می توان به نکات زیر اشاره نمود. در روش DTC پایه، پاسخ دینامیکی گشتاور نسبت به روش FOC بهتر است ولی ضربان گشتاور و ضربان جریان در روش FOC کمتر می باشد البته استفاده از روش های مدولاسیون پیشرفته تر مانند مدولاسیون بردار فضایی باعث کاهش ضربان جریان و ضربان گشتاور در DTC پایه می شود. همچنین در سرعت های پایین عملکرد روش DTC به خاطر دقیق نبودن مقاومت استاتور، تخمین شار استاتور، با خطا همراه بود. البته با تخمین همزمان مقاومت استاتور این مشکل تاحدودی بر طرف می شود اما در DTC فرکانس کلید زنی ثابت نیست در DTC مانند FTC نیازی به تنظیم پارامترهای کنترلی PI وجود ندارد (البته اگر در کنترل FOC از روش جریان استفاده شود آنگاه از کنترل کننده هیستریزیس بهره برده می شود). علاوه بر این در DTC کنترل مستقیمی بر روی موتور وجود ندارد.

روش اسکالر نسبت به دو روش دیگر از دقت خوبی برخوردار نیست و سرعت پاسخ دینامیکی موتور در این روش کند می باشد در کاربردهای ساده و رایج در صنعت روش اسکالر به طور معمول برای موتورهای القایی به کار گرفته می شود اما در مورد موتور سنکرون جهت پیاده سازی روش اسکالر به دلیل مشخصه گشتاور سرعت موتور سنکرون مقدار اولیه زاویه گشتاور زاویه بین شار استاتور و شار روتور برای کنترل عملکرد پایدار موتور مورد نیاز می باشد که این نیز نیازمند محاسبات اضافی در روش اسکالر برای موتور سنکرون می باشد. روش اسکالر به ندرت برای موتور سنکرون به کار گرفته می شود

فصل سوم

یادگیری تقویتی (دیدگاه مهندسی)

۱-۳ مقدمه

روانشناسان از اولین کسانی بودند که تحقیق بر روی یادگیری را آغاز کرده زمینه به کارگیری آن در کاربردهای مهندسی نیز توسط آنها فراهم شد. این کار توسط یکی از شاگردان اسکینر تحت نام استیس [۵۸] انجام شد. استیس در سال ۱۹۵۰ با ارائه یادگیری بصورت یک فرآیند مارکوفی زمینه استفاده از آن را فراهم آورد. پس از این کار با توسعه علم شبکه‌های عصبی این دیدگاه نیز توسعه یافت. از کارهای انجام شده در این زمان می‌توان به پروژه دکترای مینسکی [۵۹] در ۱۹۴۵ اشاره نمود که یک ساختار عصبی با یادگیری تقویتی^۱ تصادفی بر پایه کارهای استیس معرفی نمود. در سال ۱۹۷۵ بلمن رابطه یادگیری تقویتی به عنوان یک فرآیند مارکوفی را با مساله برنامه ریزی پویا [۶۰ و ۶۱] مطرح کرد و از آن در جهت حل مسائل کنترل بهینه استفاده کرد. در این مرحله بیشتر مدل‌های یادگیری غیر تجمیع بودند. به این معنی که معمولاً هیچ ورودی دیگر بجز سیگنال تقویت به سیستم یادگیرنده اعمال نمی‌شد. از کاربردهای عمده این روش در حل مسائل هوش مصنوعی و نظریه بازیها می‌باشد.

مرحله بعدی توسعه یادگیری تقویتی، یادگیری تقویتی تکاملی^۲ است که در آن سعی می‌شود با استفاده از سیگنال تقویتی، الگوهای ورودی به الگوهای خروجی ربط داده شوند. این مرحله با کارهای کلوف [۶۲] در سال ۱۹۷۲ و ویدرو [۶۳] در سال ۱۹۷۳ آغاز شد و بدنبال آن بارتو، ساتون و آندرسون [۶۴] با توسعه کار کلوف در

^۱ Reinforcement Learning

^۲ Evolutionary Reinforcement

سال ۱۹۸۳ یک ساختار تطبیقی شبه نرونی را با استفاده از سیگنال تقویتی برای حل مسائل پیچیده کنترلی ارائه کردند.

بعد از فعالیت های بارتو، تحقیقات بر روی یادگیری تقویتی به یکباره رشد یافت، ساتون در سال ۱۹۸۴ مساله تخصیص اعتبار در یادگیری مطرح کرده [۶۵] و سپس با ارائه روش $TD(\lambda)$ یا تفاضل موقتی^۱ شیوه مناسبی برای حل مساله تخصیص اعتبار ارائه داد [۶۶]. مساله تخصیص اعتبار^۲ یا ارزش گذاری [۶۷] یکی از مهمترین مسائل در یادگیری است و به این معنی می باشد که هر عملی در طول زمان چه ارزشی را در نتیجه کلی دارد. پس از وی ویلیامز یادگیری تقویتی را بصورت یک جستجوی گرادینانی [۶۹و۶۸] مطرح کرد و واتکینز نظریه یادگیری Q را مطرح کرد [۷۰]. در واقع پیشرفت های تئوری یادگیری تقویتی متکامل تر شدند.

مهمترین مساله کاربردی و استفاده یادگیری تقویتی در کنترل بوسیله دکتر برنجی در سال ۱۹۹۲ با معرفی ساختارهای ARIC^۴, GARIC^۳ شروع شد [۷۱و۷۲]. برنجی با توسعه روش آندرسون [۷۳] دوساختار جالب برای کاربردهای کنترلی معرفی کرد. همزمان با برنجی لی و لین نیز در سال ۱۹۹۲ ساختار فازی عصبی^۵ RL- NNFLC را ارائه کردند و پس از آن ساختارهای متفاوت بسیاری با الهام از , RL – NNFIC GARIC ارائه شد [۷۴].

¹ Temporal Differences

² Credit Assignment

³ Generalized ARIC

⁴ Approximate Reasoning – Based Intelligent Controller

⁵ Reinforcement Learning Neural Network Fuzzy Logic Controller

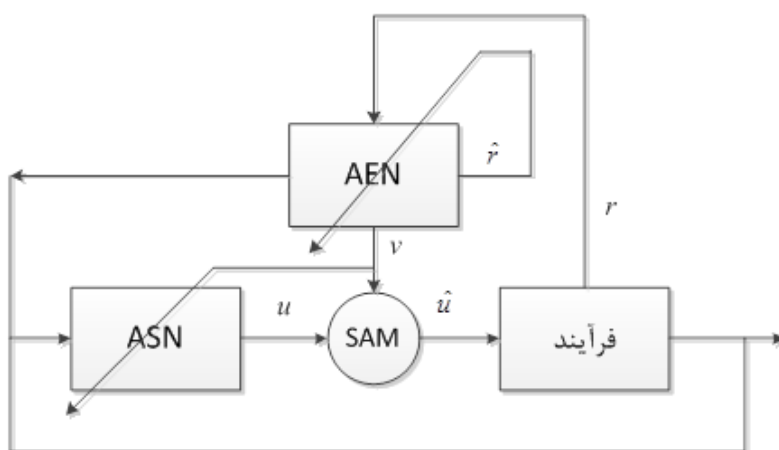
در واقع این دو ساختار نقطه شروع تمامی روش‌های متداول یادگیری تقویتی در کنترل هوشمند می‌باشند و سایر روش‌ها همه از این دو ساختار الهام می‌گیرند. محمدی [۷۵] در سال ۱۳۷۴ در دانشگاه تهران یادگیری تقویتی فازی FRIC^۱ را بر پایه ساختار اصلاح شده GARIC ارائه داد و پس از این ساختار توسط حاج آقاجانی [۷۶] بر روی مجموعه صنعتی وارد – لئونارد و لهراسبی بر روی سیستم کنترل ترافیک و مرجوی بر روی موتور رلوکتانس آزمایش شده و نتایج بسیار قابل قبولی ارائه کرد [۷۷ و ۷۸].

در این فصل ابتدا به ساختارهای GARIC, RL – NNFLC, FRIC اشاره می‌کنیم و سپس در ادامه، اصلاحات انجام گرفته بر روی این ساختارها را بررسی و سیستم یادگیری مبتنی بر نقاد را معرفی می‌کنیم که ما آنرا یادگیری احساسی (EL) در مقابل یادگیری تقویتی (RL) می‌نامیم پرداخته و آن را بعنوان یک روش کلی برای کنترل سیستم‌ها معرفی می‌کنیم.

۲-۳ ساختار GARIC

این ساختار در سال ۱۹۹۲ توسط برنجی و خدکار معرفی شد [۷۲] در واقع توسعه یافته طرح قبلی دکتر برنجی ARIC که بر پایه کارهای آندرسون می‌باشد. GARIC بر پایه شبکه‌های فازی – عصبی می‌باشد. ساختار GARIC در شکل (۳-۱) نشان داده شده است.

¹ Fuzzy Reinforcement-Based Intelligent Controller



شکل ۳-۱: ساختار GARIC

در این شکل ^۱ASN یک سیستم فازی می باشد که بصورت یک شبکه عصبی پیاده سازی شده است. ورودی کنترل کننده (ASN) در حالت کلی حالت سیستم (X) می باشند و خروجی آن U می باشند. دستگاه تحت کنترل علاوه بر حالات خود یک سیگنال شکست هم تولید می کند که ما آنرا سیگنال تقویتی خارجی می نامیم R. این سیگنال تنها حاوی اطلاعات ۰ و ۱- به معنی شکست می باشد. مثلاً اگر در آونگ وارونه، زاویه آونگ از حد معنی خارج گردد $r = -1$ شده و در غیر این صورت $r = 0$ می باشد.

هدف، طراحی و تغییر وزن های کنترل کننده به نحوی می باشد که همواره سیگنال r بیشینه یعنی برابر با صفر می شود. برای این منظور احتیاج به اطلاعات گرادیانی از سیگنال r می باشد که با توجه به ماهیت باینری و غیر خوش فرم بودن آن به سادگی قابل حصول نمی باشد. از اینرو ناگزیر به استفاده از یک شبکه عصبی دیگر تحت

¹ Action Selection Network

عنوان AEN^1 می‌باشیم. وظیفه شبکه تولید سیگنال $r^{\wedge}$ موسوم به سیگنال تقویتی داخلی می‌باشد، که در واقع پیش بینی شده I می‌باشد.

سیگنال $r^{\wedge}$ در واقع ارزیابی کننده حالت و نحوه عملکرد سیستم می‌باشد.

همچنین برای اینکه جستجوی وزن‌ها بصورت یک روند سعی و خطا صورت گیرد و شامل همه فضا باشد، یک بلوک اضافه کننده نویز SAM^2 اضافه می‌شود که وظیفه آن اعمال نویز جهت غنی سازی یادگیری است. واریانس این نویز متناسب به نحوه عملکرد کنترل کننده تغییر کرده و با بهبود آن کم می‌شود. در واقع این واحد معرف عدم اعتماد به ASN می‌باشد و واریانس نویز آن بصورت تابعی نزولی از $r^{\wedge}$ می‌باشد. شبکه AEN خود با استفاده از قاعده TD بصورت پاداش و جزا آموزش می‌بیند و بصورت تطبیقی قادر به نقد عملکرد سیستم می‌باشد.

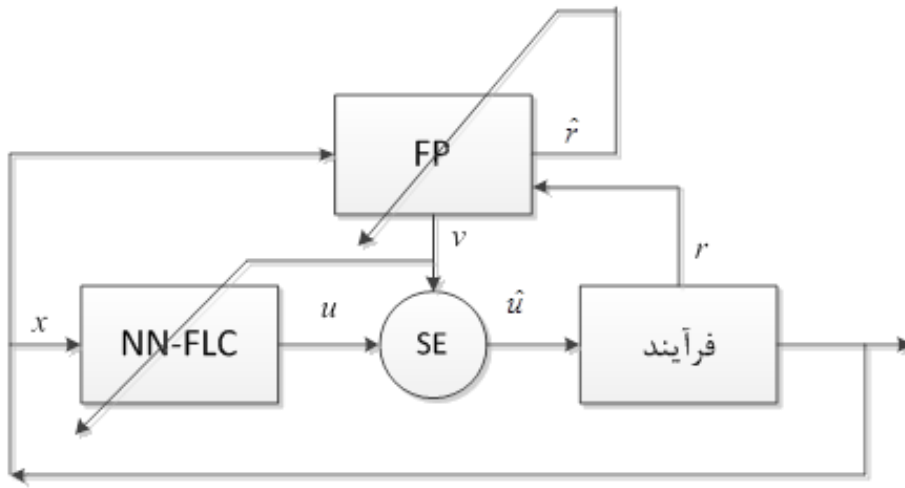
اشکال اصلی $GARIC$ همگرایی کند آن می‌باشد و این روش به علت اینکه تا یادگیری AEN بعنوان نقاد کامل نشود، نمی‌تواند یادگیری مناسبی داشته باشد، دارای ناپایداری‌های اولیه می‌باشد. همچنین چون سیگنال تقویتی خارجی پس از مدت طولانی به سیستم وارد می‌شود و عملاً یادگیری AEN مبتنی بر وارد شدن این سیگنال و یا رخ دادن خطا است. روند یادگیری به درازا می‌کشد و در کاربردهایی که تحمل پذیری آنها در برابر خطا کم می‌باشد، بدون استفاده می‌باشد. نکته قابل توجه در این ساختار این است که اگر سیگنال تقویتی خارجی I بصورت خوش تعریف و بلافاصله بعد از هر عملی کنترلی ارائه شود. مشکلات این روش را می‌تواند حل کرد و علاوه بر افزایش سرعت یادگیر مساله ناپایداری اولیه را نیز از بین خواهد رفت.

¹ Action Evaluation Network

² Stochastic Action Modifier

۳-۳ ساختار RL - FLCS

ساختار RL - FLCS توسط لی و لین [۷۴] در سال ۱۹۹۴ معرفی شد. این ساختار که شباهت بسیار زیادی به GARIC دارد، از پایه ریاضی محکمتری نسبت به آن بهره می‌جوید و مانند GARIC از ۳ قسمت اصلی تشکیل شده است. شکل ۲-۳ بلوک دیاگرام این روش را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۳: ساختار RL - FLCS

در این روش NN-FLC کنترل کننده فازی عصبی می‌باشد که ورودی آن حالات سیستم تحت کنترل است. در این جات نیز سیگنال تقویتی خارجی r بصورت یک کمیت باینری ۱ و -۱ است که ۱ به معین شکست و -۱ به معین موفقیت در کنترل می‌باشد و هدف از یادگیری نیز بیشینه کردن r می‌باشد.

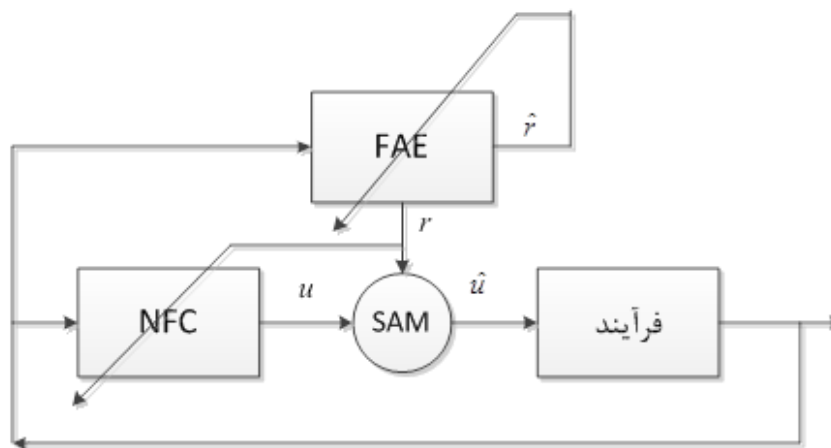
در این روش نیز جهت تربیت NN-FLC به اطلاعات گرادیانی سیگنال r نیاز داریم. در اینجا برای پیدا کردن این اطلاعات از ۲ واحد پیشگو کننده فازی و جستجو کننده تصادفی استفاده می‌شود. بلوک FP در واقع یک یا چند مرحله بعد، سیگنال r را

پیشگویی می‌کند و با استفاده از این پیشگویی و یک روش تخمین تصادفی اطلاعات گرادینانی لازم به دست می‌آید. جهت آموزش FP نیز از روش $TD(\lambda)$ که مناسب برای مقاصد پیش بینی می‌باشد استفاده می‌شود.

در این روش نیز تربیت صحیح در صورت عملکرد بهینه FP صورت می‌گیرد و تا هنگامیکه FP بصورت مطلوب تربیت نشود سیستم دچار ناپایداری اولیه می‌گردد. نکته جالب در این روش نیز نیاز به پیدا کردن اطلاعات گرادینانی سیگنال r می‌باشد که جهت تربیت کنترل کننده نیازمند می‌باشیم.

۳-۴ ساختار FRIC

ساختار FRIC که در سال ۱۳۷۴ توسط محمدی [۷۵] در دانشگاه تهران معرفی شده موسوم به یادگیری تقویتی فازی می‌باشد. این روش توسعه یافته روش GARIC است. در این روش شبکه AEN بصورت یک سیستم فازی تحقق یافته و به این ترتیب مساله ناپایداری‌های اولیه GARIC حل می‌شود ساختار این روش را در شکل ۳-۳ ملاحظه می‌کنید.



شکل ۳-۳: ساختار FRIC

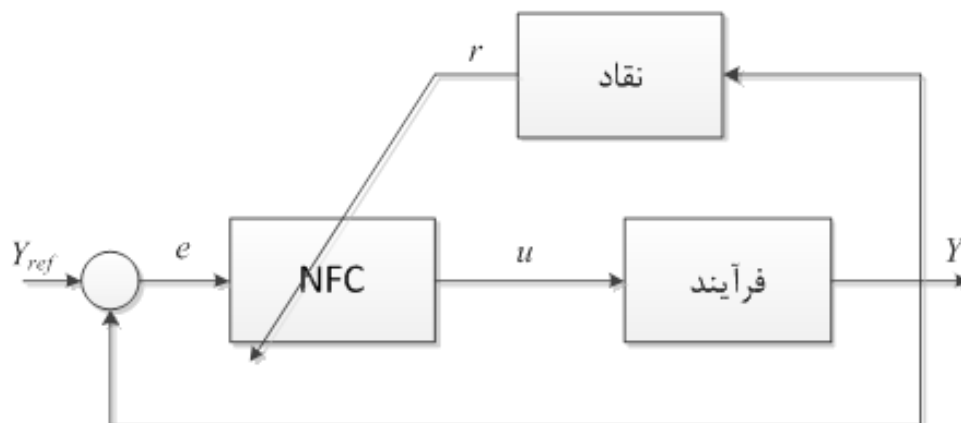
در این روش سیگنال تقویت خارجی حذف شده و سیگنال تقویت داخلی جایگزین آن شده است. بلوک SAM نیز جهت غنی سازی یادگیری متناسب با r به سیگنال u نویز اضافه می کند که این عمل باعث جستجوی بهتر و تصادفی در فضای مورد نظر می گردد. شبکه NFC یک کنترل کننده فازی - عصبی است و FAE^1 در واقع AEN فازی شده می باشد. در این روش بدلیل طراحی اولیه FAE توسط طراح، یادگیری سریعتر شده و کنترل کننده در صورت طراحی مناسب، قادر به کنترل سیستم بدون هیچ گونه اشتباهی می باشد. واحد FAE نیز توسط روش $TD(\lambda)$ آموزش لازم را در صورت نیاز می بیند. اشکال FRIC در مشکل بودن طراحی FAE در حالت کلی است. همچنین FRIC پایه ریاضی محکمی ندارد و بیشتر به اطلاعات و استدلالات حسی و شهودی مبتنی می باشد تا یک روش بهینه سازی ریاضی.

۵-۳ ساختار $ELIC^2$

ساختار کنترل کننده ELIC [۷۹] بر پایه آن دو اصلاح قبلی بنا شده است که در شکل ۳-۴ نشان داده شده است. ساختار ELIC از دو جز مهم نقاد و کنترل کننده تشکیل شده است که در ادامه به معرفی هر کدام می پردازیم.

¹ Fuzzy Action Evaluator

² Emotional Learning-Based Intelligent Controller



شکل ۳-۴: ساختار ELIC

۱. کنترل کننده فازی - عصبی

کنترل کننده مورد استفاده در ساختار ELIC یک سیستم فازی - عصبی با قوانین سوگینو می باشد. ورودی های کنترل کننده خطا و مشتق خطا می باشد. استفاده از خطا و مشتق خطا، اولاً این قابلیت را فراهم می کند که طراح نظرات خود را بصورت یک حدس اولیه مناسب در طراحی اولیه سیستم منظور کند. که مسلماً این امر باعث بهبود عملکرد سیستم می شود و ثانیاً در صورت استفاده از خطا و مشتق خطا برای کنترل سیستم ها جدول قواعد کنترل کننده بصورت دو بعدی می شود که باعث افزایش سرعت عملکرد و کاهش زمان محاسبه خروجی می شود.

۲. نقاد

نقاد در واقع اصلی ترین واحد بکار رفته در ELIC می باشد و هسته مرکزی آن است. وظیفه نقاد ارزشیابی عملکرد سیستم بصورت لحظه ای می باشد. ورودی های نقاد در حالت کلی خروجی سیستم و مشتقات آن می باشد اما برای سهولت کار می توان آنها را همانند کنترل کننده خطا و مشتق خطا در نظر گرفت و خروجی آن سیگنال تقویتی (r)، معرف نحوه عملکرد سیستم کنترلی می باشد. سیگنال r یک کمیت بین

(۱ و -۱) می‌باشد که +۱ و -۱ معرف درجات مختلف بد بودن عملکرد بوده و صفر بودن ۲ معرف مطلوب بودن عملکرد سیستم می‌باشد. نقاد می‌تواند ساختارهای مختلفی از یک سیستم PD ساده گرفته یا یک سیستم فازی داشته باشد. از دیدگاه شناختی عملکرد نقاد همانند یک عنصر عاطفی می‌باشد و می‌توان خروجی آن را به استرس وارد شده به سیستم تعبیر کرد. چنانچه عمل کنترل کننده رضایت بخش باشد، استرس کم و به صفر نزدیک است. و اگر عملکرد کنترل کننده رضایت بخش نباشد نقاد به هیجان آمده و استرس زیادی تولید می‌کند. از این رو این روش را یادگیری عاطفی می‌نامیم. این شیوه بسیار نزدیک به نحو یادگیری در انسان می‌باشد. زیرا در انسان نیز پارامترهای عاطفی نقش بسیار مهمی در یادگیری دارند.

نکته جالب در این روش، طراحی نقاد می‌باشد. در این شیوه بجای اینکه مستقیماً به طراحی کنترل کننده پردازیم، نقاد را طراحی می‌کنیم. البته طراحی نقاد در حالت کلی می‌تواند بسیار مشکل‌تر از کنترل کننده باشد اما این حسن را دارد که باعث بالا رفتن هوشمندی سیستم می‌شود. لازم به تذکر است که علیرغم نقش بسیار مهم نقاد طراحی بسیار دقیق آن لزومی ندارد، زیرا عملکرد نقاد ذاتاً تقریبی می‌باشد. مزیت طراحی نقاد به عوض طراحی کنترل کننده در این است که اولاً سیستم حاصل بصورت تطبیقی و خود یادگیری کار می‌کند و ثانياً مقاومت سیستم بالاتر می‌رود. در صورت تغییر پارامترهای سیستم تحت کنترل، نقاد همچنان قادر به کارکرد مطلوب می‌باشد و سیستم کنترلی سریعاً خود را با شرایط جدید تطبیق می‌دهد.

فصل چهارم

کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی در مغز

۴-۱ مقدمه

معمولاً فرآیندها یا سیستم‌هایی که قرار است کنترل گردند کاملاً ناشناخته هستند و یا نایقینی‌هایی در مدل سازی و اغتشاشات و نویز در سیستم حلقه بسته‌شان موجود می‌باشد. در این شرایط قانون کنترل بایستی انعطاف‌پذیری لازم برای مواجهه با شرایط مختلف را دارا باشد. در این میان، کنترل هوشمند شاخه‌ای از کنترل می‌باشد که الگوریتم کنترلی بر پایه سیستم‌های بیولوژیکی هوشمند بنا نهاده می‌شود. بسیاری از پیشرفت‌های موجود در گرایش‌ها و موضوعات مختلف مدیون این روش کنترلی می‌باشند و این روش به خوبی توانسته است بر این مشکل فائق آید. منطق فازی، شبکه‌های عصبی، الگوریتم‌های تکاملی (مانند الگوریتم ژنتیک) از جمله روش‌های کنترلی هوشمند می‌باشد که توانسته‌اند راه حل‌های کنترلی برای بسیاری از مسائل حل نشده معرفی نمایند. در این میان، بررسی رفتار و برخورد انسان در تقابل با محیط اطراف مدل‌های متفاوت زیادی را معرفی کرده است [۸۰].

فرآیند تصمیم‌گیری در مغز انسان محدود به محاسبه و منطق که توسط قشر فوقانی آن انجام می‌گیرد نیست بلکه عواطف که منشأ آنها در مخچه و مغز میانی می‌باشد نیز در تصمیم‌گیری دخیل هستند. در واقع، حل یک مسأله تصمیم‌گیری با توجه به پیچیده‌بودن راه حل مبتنی بر محاسبه و منطق و نیز وجود نایقینی گاه بسیار مشکل است. از این رو پیش از اینکه مسأله تصمیم‌گیری در سطح شناختی، یعنی با در نظر گرفتن بازنمایی کامل محرک خارجی پردازش شود. پردازش مسأله در سطح ادراکی با کمک یا بازنمایی ساده‌تر از محرک خارجی توسط عواطف صورت گرفته و به سرعت یک جواب موقتی و نسبتاً خوب بدست می‌آید [۸۱]. و از این رو است که پردازش عاطفی به فرآیند تصمیم‌گیری سرعت می‌بخشد.

در کوشش‌هایی که در دهه ۸۰ برای شناخت فرآیند تصمیم‌گیری عاطفی انجام شده بود، سیستم عاطفی به صورت یک سیستم خبره معرفی می‌شد [۸۲]، [۸۳]. در رویکردی جدیدتر، ارائه مدل

محاسباتی از بخش‌هایی از مغز که وظیفه پردازش عاطفی را بر عهده دارند مورد توجه قرار گرفته است. در روش‌های مبتنی بر مدل‌های محاسباتی، عواطف به صورت سیگنال‌هایی بازنمای محیط خارجی هستند. در تحقیقات روانشناسی، عواطف به عنوان معیار تعیین درجه احساس مطرح شده اند [۸۴].

در رویکردهای کنترلی نیز همین راهکار دنبال می‌شود.

آمیگدالا^۱ یک شبکه کوچک است، که در قسمت میانی بادامی شکل گیجگاهی^۲ قرار دارد و مسئولیت ارزیابی عاطفی محرک‌ها را بر عهده دارد. این ارزیابی‌ها در مورد حالت‌های عاطفی، واکنش-های عاطفی، سیگنال‌های توجه و حافظه بلند مدت به کار گرفته می‌شود. آمیگدالا به عنوان یکی از ساختارهای اولیه مغز می‌باشد و به صورت نسبتاً یکنواخت در ساختارهای ابعاد بزرگ در میان گونه‌های مختلف وجود دارد.

دانشمندان برای عقیده هستند که بر اساس نظریه مورر^۳ سیستم آمیگدالا – اُربیتوفران탈 در دو مرحله یادگیری را انجام می‌دهد. ابتدا سیگنال‌های تحریک ورودی ارزیابی می‌شوند و در مرحله دوم این ارزیابی به عنوان تقویت کننده و فاکتور در پاسخ ناشی از تحریک به کار می‌رود. مزایای این روش این است که تحریک و پاسخ کاملاً متمایز می‌باشند.

در این بخش مدل محاسباتی آمیگدالا و اُربیتوفران탈 که از کار مورن^۴ و بلکنیوس^۵ گرفته شده [۸۵] [۸۶]، [۸۷] ارائه شده است و این مدل محاسباتی به عنوان کنترل کننده به خدمت گرفته

¹ Amygdala

² Temporal lobe

³ Mowrer

⁴ Moren

⁵ Balkenius

خواهد شد. در کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی در مغز [۸۰] که در این بخش مورد توجه قرار گرفته است، عامل هیجان به عنوان عامل منفی توسط نقاد تولید شده و تنظیم پارامترهای کنترل کننده نیز بر اساس آن انجام می شود.

۲-۴ فیزیولوژی

آمیگدالا در واقع پردازشگر عاطفی می باشد. آمیگدالا به صورت وسیع با دیگر قسمت ها به ویژه قشرهای حسی، بویایی، چشایی و بازال^۱ گانگلیا^۲ در ارتباط می باشد و این ویژگی باعث می شود که آمیگدالا ارزیابی پیچیده مربوط به ترکیب چند حالتی تحریک ها را انجام دهد. آمیگدالا دارای چندین عملکرد می باشد. شواهدی مبنی بر اینکه جهت گیری توجه در مغز صورت می گیرد، موجود می باشد. در این فصل توجه بر اساس سیستم ارزیاب می باشد و نقش آمیگدالا در این مورد بررسی قرار می گیرد. از طرف دیگر، قشر آربیتوفرانیتال به عنوان اصلاح کننده پاسخ ها و عکس العمل های نامناسب آمیگدالا نقش ایفا می کند.

۳-۴ آمیگدالا

تعدادی از محرک های ذاتی که توانایی تحریک عاطفه را دارند مانند گرسنگی، درد، بعضی از بوها و غیره می توانند آمیگدالا را تحریک کنند. آمیگدالا در برخورد با این تحریک ها پاسخ هایی را نشان می دهد که در موتور یادگیری و سیستم توجه، مورد استفاده قرار می گیرد و یک مجموعه ویژه از این تحریک ها از تالاموس به جای قشرهای حسی دریافت می شوند. برای اینکه دانشمندان متوجه شوند که یادگیری در آمیگدالا اتفاق می افتد آزمایشات مختلفی را انجام دادند. از جمله دانشمندان وسیکرانتز می باشد که آزمایشات او نشان داد حیواناتی که از ناحیه آمیگدالا صدمه دیدند در برخورد با یک تحریک جدید با وجود تحریک مخالف نمی توانند یادگیری را انجام دهند. میمون هایی که دارای

¹ Basal

² Ganglia

صدمات آمیگدالا بودند دارای اشتهاى کم، نداشتن عکس العمل‌هاى عاطفى و مصرف غذای غیر معمول بودند و همچنین قادر به یادگیری شرطی نبودند. به عنوان یک آزمایش یک چراغ به عنوان شرط ترس به میمون عرضه می‌شد و میمون قادر به درک ترس و چراغ با هم نبود.

۴-۴ قشر اربیتو فرانتال

همان طور که بیان شد سیستم ارزیابی از دو بخش تشکیل شده است: آمیگدالا و اربیتو فرانتال.

در حالی که آمیگدالا سعی می‌کند تقابل بین سیگنال‌های تحریکی با بار و بدون بار عاطفی را یاد بگیرد، قشر اربیتو فرانتال به عنوان بازدارنده نواحی که به آن متصل است می‌باشد و ارتباط وسیعی با هیپوکمپس علاوه بر آمیگدالا دارد.

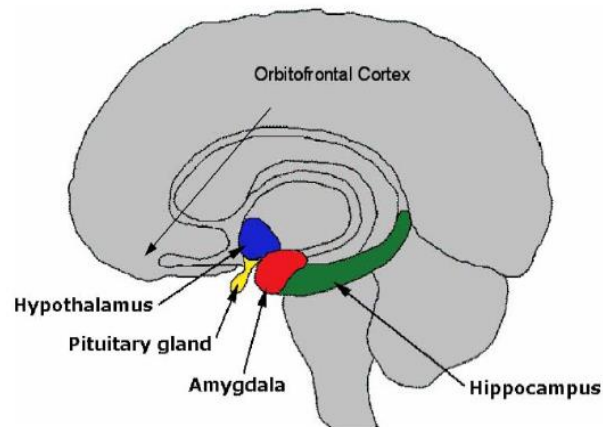
آزمایشات مختلف زیادی بر روی بیمارانی که دارای اربیتو فرانتال صدمه دیده بودند انجام شده است. شیمامورا^۱ این نوع بیماران را در بازی مرتب کردن کارت‌های ویسکانسین تست کرد. از بیمار خواسته شد که کارت‌های داده شده را طبق یک قانون نا مشخص مانند رنگ، ارزش و غیره مرتب کند. وقتی بیمار قادر به تشخیص می‌شد قانون به وسیله تست کننده عوض می‌شد. افراد دارای مشکلات اربیتو فرانتال نمی‌توانستند خودشان را با تغییر جدید وفق دهند.

۴-۵ کنترل بر اساس یادگیری عاطفی در مغز

آمیگدالا بخشی از مغز است که مسئولیت پردازش‌های عاطفی را بر عهده دارد و با لایه حسی غده تالاموس و قشر اربیتو فرانتال در ارتباط می‌باشد (شکل ۴-۱). آمیگدالا و قشر اربیتو فرانتال در مدل محاسباتی دارای ساختاری شبکه‌ای هستند که در هر کدام از آنها به ازای هر ورودی حسی یک گره

¹ Shimamura

وجود دارد. در آمیگدالا یک گره نیز برای ورود تالاموس موجود می‌باشد که مقدار این ورودی برابر با حداکثر مقدار ورودی‌های حسی^۱ می‌باشد.



شکل (۱-۴): نمادی از مغز انسان و قسمت‌هایی که در آن یادگیری عاطفی صورت می‌گیرد [۸۰]

خروجی گره‌ها در امیگدالا و قشر آربیتو فرانتال به ترتیب بر اساس معادلات (۱-۴) و (۲-۴) محاسبه می‌شوند [۸۷].

$$A_i = S_i V_i \quad (۱-۴)$$

$$O_i = S_i W_i \quad (۲-۴)$$

که در آنها O_i, A_i به ترتیب خروجی گره‌ها در ساختار شبکه‌ای آمیگدالا و قشر آربیتو فرانتال، V_i, W_i وزن گره‌ها و S_i ها ورودی‌های حسی هستند. تغییرات V_i, W_i در فرآیند یادگیری به ترتیب با استفاده از روابط (۳-۴) و (۴-۴) محاسبه می‌شود. با تعریف $[x]^+ \equiv \max(0, x)$ خواهیم داشت.

¹Sensory Inputs

$$\Delta V_i = k_a (S_i [R_w - \sum_j A_j]^+)$$
 (۳-۴)

$$\Delta W_i = k_o (S_i (E' - R_w))$$
 (۴-۴)

$$E' = \sum_i A_i - \sum_i O_i \quad (\text{بدون در نظر گرفتن ورودی تالاموس})$$
 (۵-۴)

که در این روابط k_o, k_a ضرایب یادگیری هستند که با تنظیم آنها زمان یادگیری تنظیم می‌شود. همان طور که مشاهده می‌شود مقادیر A_i نمی‌توانند کاهش پیدا کنند یعنی اینکه آمیگدالا اطلاعات آموخته را فراموش نمی‌کند. در حقیقت فراموش کردن یا به تعبیری بازدارندگی وظیفه قشر آربیتو فرانتال است و نهایتاً خروجی مدل از رابطه (۶-۴) بدست می‌آید.

$$E = \sum_i A_i - \sum_i O_i$$
 (۶-۴)

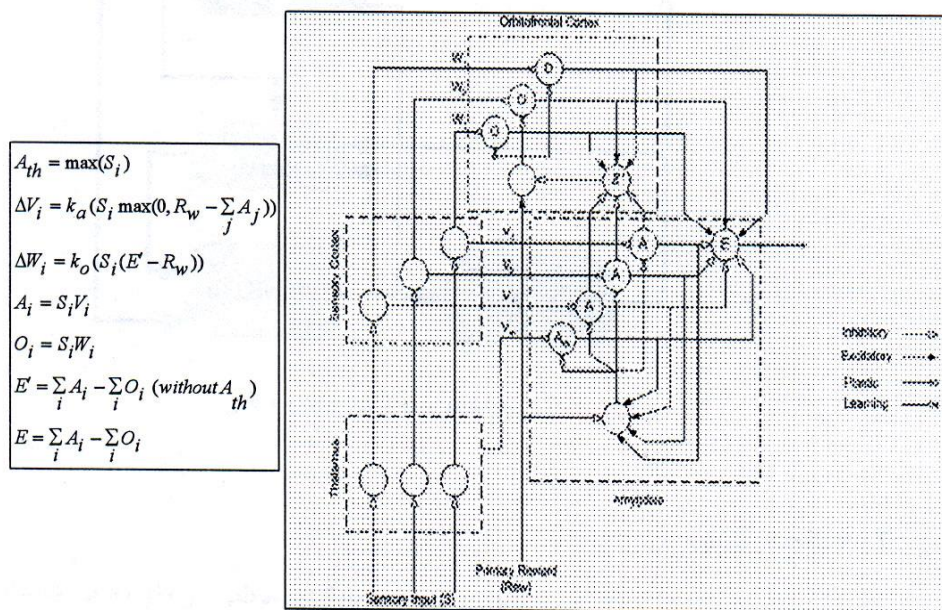
شکل (۲-۴) کنترل‌کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی در مغز^۱ (BELBIC) را نشان می‌دهد. سیگنال تقویتی^۲ R_w ورودی‌های حسی به ترتیب به کمک روابط (۷-۴) و (۸-۴) بر اساس خروجی سیستم، سیگنال کنترلی و مقادیر خودشان محاسبه می‌شوند. شکل کلی آنها به صورت زیر است:

$$R_w = J(S_v, S_2, \dots, S_n, E, PO_1, \dots, PO_m)$$
 (۷-۴)

$$S_i = f(E, PO_1, \dots, PO_m)$$
 (۸-۴)

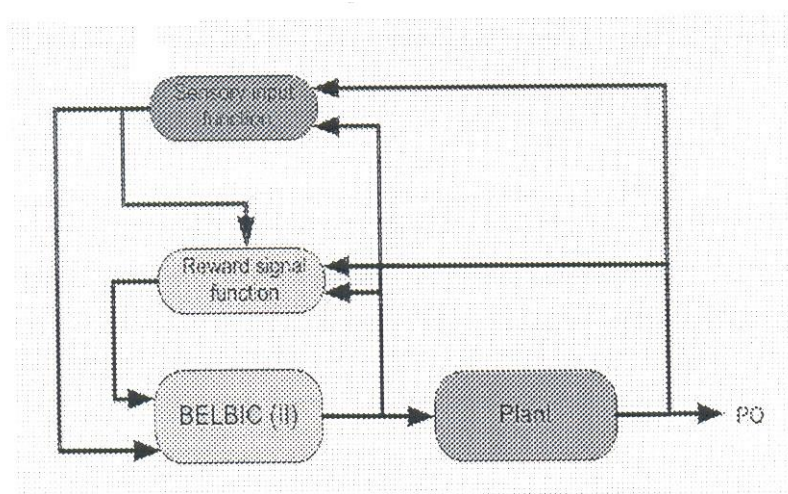
^۱. Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller

^۲. Reinforcement Signal



شکل (۲-۴) مدل محاسباتی سیستم یادگیری عاطفی مغز [۸۰]

در ضمن بایستی توجه شود که k_b, k_a مقادیر اولیه A, A_{th}, O و توابع J, f باید به نحو مناسب انتخاب شوند. شکل (۳-۴) شماتیک کلی یک سیستم حلقه بسته که از کنترل کننده عاطفی استفاده می کند را نشان می دهد.



شکل (۳-۴) سیستم حلقه بسته با کنترل کننده عاطفی [۸۰]

فصل پنجم

کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم

۵-۱ مقدمه

بدلیل ماهیت ویژه ساختاری- عملکردی و برخلاف موتورهای پله ای کاربرد اصلی و عمده موتور PMSM در حوزه ردیابی سرعت است تا ردیابی موقعیت. در موتورهای پله ای اساس کار بر سکون است بطوریکه با تحریک یک فاز یا ترکیبی از فازها، روتور از موقعیت یا نقطه تعادل قبلی به موقعیت جدید متناظر با تحریک فعلی کشیده شده و سپس قفل می شود در حالیکه موتورهای PMSM اصولاً برای حرکت پیوسته طراحی و مورد استفاده قرار می گیرند.

ساختار متداول کنترل سرعت موتور PMSM متشکل از بلوکهای: کنترل کننده سرعت، رگولاتور جریان، و بالاخره مجموعه موتور و بار میباشد. وظیفه بلوک کنترل کننده سرعت، پایش لحظه ای خطای ردیابی سرعت و تعیین گشتاور درخواستی لازم جهت ردیابی مطلوب فرمان سرعت است. با توجه به معادله مکانیکی حاکم بر موتور که دیگته کننده رابطه خطی بین گشتاور تولیدی و تغییرات لحظه ای سرعت موتور است ماهیت بلوک کنترل کننده سرعت با ورودی خطای سرعت و خروجی گشتاور درخواستی کاملاً توجیه پذیر است.

با فرض عملکرد مطلوب در قسمت طراحی و دستیابی به یک طرح بهینه مطلوب حوزه کاربرد و با فرض وجود ابزار ارزیابی مورد نیاز بخش کنترل، توسعه استراتژیهای کنترلی کلاسیک / هوشمند مناسب، جهت دستیابی به اهداف مطلوب حوزه کاربرد از اهمیت ویژه ای برخوردار است. در هر حال با توجه به ماهیت به شدت غیرخطی موتور PMSM (به بیان دیگر، وابستگی به شدت غیرخطی جنبه- های مختلف عملکردی موتور به شرایط کار و از جمله سرعت) و نیز به علت خطاهای معمول در فرآیند ساخت موتور، روند توسعه سیاستهای کنترلی مورد نیاز معمولاً از پیچیدگی بالایی برخوردار است.

در یک نگاه کلی، مجموعه اهداف یا معیارهای عملکردی مطلوب مد نظر در بخش کنترل (برگرفته از

اهداف مورد نظر حوزه کاربرد)، جهت طرح و نیز مقایسه عملکرد کنترل‌کننده‌های مختلف پیشنهادی عبارتند از:

۱- هدف اولیه: ردیابی مطلوب موقعیت / سرعت همراه با قوام بالا در قبال نامعینی و تغییرات پارامتر موتور (بر مبنای معیارهای متنوع کیفی- کمی مرتبط با حوزه‌های رفتاری گذرا و ماندگار).

۲- اهداف ثانویه: ریپل گشتاور کمتر، نویز صوتی و لرزش کمتر، تلفات کمتر و متعاقباً راندمان بالاتر، امکان پیاده‌سازی سیاست کنترلی با هزینه تمام شده قابل قبول و غیره.

عملکرد مطلوب سیستم کنترل موتور PMSM، ارتباط تنگاتنگی با مشخصات عملکردی موتور دارد. تفرانس‌های ساخت در زمان تولید انبوه، استهلاک موتور و حتی ایرادات حین کار (در قالب نامعینی و یا تغییرات پارامتر) می‌توانند باعث تغییرات بعضاً عمده در مشخصات عملکردی موتور گردند و بدیهی است که در صورت وابستگی ساختار کنترل‌کننده به موتور و مدل آن و عدم اطلاع از تغییرات احتمالی فوق، عملکرد ضعیف سیستم کنترل، امری اجتناب ناپذیر خواهد بود. عدم تطابق تعداد دورهای سیم-پیچی با مقادیر نامی و انحراف از مرکز رتور از جمله نقایص تولید هستند که می‌توانند مشخصات مغناطیسی موتور را به شدت تغییر دهند. لذا در ادامه بحث کنترل‌کننده سرعت، به تفکیک در دو حوزه کنترل‌کننده‌های کلاسیک و هوشمند دنبال می‌گردد.

Chapter ۲ ۵-۲ تشریح فعالیتهای انجام گرفته برای کنترل سرعت

در این زیربخش، شرح نسبتاً کاملی از فعالیتهای انجام گرفته در حوزه کنترل موتور PMSM، جهت دستیابی به اهداف بخش کنترل رساله، ارائه می‌گردد. در همه تلاشهای صورت گرفته، هدف اصلی، طراحی استراتژیهای کنترلی کارآمد کلاسیک / هوشمند برای بلوک کنترل‌کننده سرعت با توجه به نیازهای کنترلی مورد نظر است.

۵-۲-۱ توسعه الگوریتم مدلغزشی جهت کنترل سرعت موتور PMSM

از جمله مشکلات مطرح جهت طراحی و تحلیل عمده کنترل کننده های کلاسیک، نیاز به وجود مدل حتی المقدور دقیقی از فرآیند مورد نظر است که این مسأله در خصوص موتور PMSM، بدلیل ماهیت بشدت غیرخطی و لذا پیچیدگی روند مدلسازی آن، اهمیت بیشتری می یابد. کنترل مدلغزشی یک رهیافت قدرتمند در حوزه کنترل سیستمهای غیرخطی و نامعین است. مشخصه بارز این روش، قوام قابل ملاحظه آن در قبال نامعینی و تغییرات پارامتر است بطوریکه حداکثر با اطلاع از برخی کرانه های مدل فرآیند، قادر به کنترل مطلوب فرآیند، در حضور عدم قطعیتها و اغتشاشات پارامتری میباشد. در هر حال، ضعف عمده روش کنترل مدلغزشی، وقوع پدیده نوسان حول سطح لغزش، بدلیل مشکلات عملی است که البته با کنترل نرخ نمونه برداری و یا استفاده از کلیدزنی نرم می توان این پدیده نامطلوب را کنترل نمود. موتور PMSM برخوردار از ماهیتی بشدت غیرخطی است. تلهانسهای مرحله ساخت (در صورت استفاده از فناوری ساخت نه چندان سطح بالا) نیز بصورت نامعینی به خصوصیات غیرخطی فوق اضافه میگردند. همچنین افزایش هزینه ساخت معمولاً مانع از اندازه گیری دقیق مشخصات موتور، جهت استفاده در فاز طراحی کنترل کننده میگردد. استهلاک و تغییر شرایط محیطی نیز از عوامل بروز نامعینی و اغتشاش در سیستم موتور میباشد. با استناد به جمیع نکات مورد اشاره، بدیهی است که روش کنترلی مدلغزشی پیشنهاد مناسبی برای توسعه استراتژیهای کارآمد حوزه کنترل سرعت درایو PMSM خواهد بود.

روش کنترلی مدلغزشی بر این واقعیات بدیهی استوار است که اولاً کنترل مطلوب یک سیستم غیرخطی نامعین مرتبه یک بمراتب ساده تر از کنترل یک سیستم غیرخطی نامعین مرتبه n است (جستجوی یک قانون کنترلی مناسب علیرغم وجود نامعینی و اغتشاشات پارامتر چندان دشوار نیست) و ثانیاً پایداری یک سیستم مرتبه یک را براحتی میتوان تضمین کرد. سیستم غیرخطی نامعین تک ورودی و تک خروجی مرتبه n زیر را در نظر بگیرید

$$\dot{x} = f(x) + b(x)u \quad (1-5)$$

که در آن u ورودی کنترلی، x خروجی و $\underline{X} = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ بردار حالت می باشد. توابع اسکالر $f(\underline{X})$ و $b(\underline{X})$ دقیقاً معلوم نبوده ولی عدم قطعیت آنها محدود به توابع معلومی از بردار متغیر حالت $\underline{X}$ است. هدف کنترل، تعیین یک قانون کنترل پسخوری $u = u(\underline{X})$ است بطوریکه سیستم حلقه بسته قادر به ردیابی بردار حالت مطلوب $\underline{X}_d = (x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)})^T$ باشد. به بیان دیگر، بردار خطای ردیابی $\underline{E} = \underline{X} - \underline{X}_d = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$ به صفر همگرا گردد که در آن $e = x - x_d$ خطای ردیابی حالت مطلوب x_d است. اساس کار در روش کنترل مدلغزشی، تعریف یک تابع اسکالر $S(\underline{X}, t)$ در فضای n بعدی متشکل از خطای ردیابی e و مشتقات مختلف آن تا مرتبه $n-1$ بصورت زیر است

$$S(\underline{X}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e = e^{(n-1)} + C_{n-1}^1 \lambda e^{(n-2)} + \dots + \lambda^{n-1} e = \sum_{i=0}^{n-1} C_{n-1}^i \cdot \lambda^i \cdot e^{(n-1-i)} \quad (2-5)$$

که در آن $\frac{d}{dt}$ اپراتور مشتق، λ یک ثابت مثبت، $\left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1}$ بسط آشنای دوجمله ای، $e^{(n-1-i)}$ مشتق مرتبه $(n-1-i)$ خطای ردیابی e ، و بالاخره C_{n-1}^i کمیت آشنای ترکیب بوده و برابر $\binom{n-1}{i} = \frac{(n-1)!}{i!(n-1-i)!}$ است. حال $S(\underline{X}, t) = 0$ یک سطح وابسته به زمان در فضای n بعدی (معروف به سطح لغزش) را نمایش میدهد. این سطح بیانگر یک معادله دیفرانسیل خطی است که پاسخ یکتای آن $\underline{E} = \underline{0}$ برای $t \geq 0$ است مشروط بر آنکه $\underline{E}(0) = \underline{0}$ (بعبارت دیگر $\underline{X}(0) = \underline{X}_d(0)$) باشد و در غیر اینصورت نیز خطا بطور نمایی به صفر همگرا میگردد. بدیهی است هر چه λ بزرگتر باشد سرعت همگرایی نمایی بیشتر و البته به همان نسبت انرژی مصرفی سیستم نیز قاعداً بیشتر خواهد بود و بالعکس. لذا مسأله کنترل مورد نظر (ردیابی بردار حالت مطلوب) معادل با قراردادن تابع اسکالر $S(\underline{X}, t)$ در صفر است (یا باقی ماندن بردار حالت بر روی سطح لغزش برای $t \geq 0$). برای اینکار کافی است که

قانون کنترل u را چنان انتخاب کنیم که خارج از سطح لغزش، شرط لغزش $\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^2 \leq -\eta |S|$ را برقرار نماید که در آن η یک ثابت مثبت است. شرط لغزش فوق بیانگر اینست که مربع فاصله از سطح لغزش (یعنی S^2) در امتداد تمامی مسیرهای حالت سیستم کاهش یافته و اختلالات و نامعینیهای دینامیکی، در صورت عدم نقض شرط فوق، تحمل خواهندگردید (تحمل سرراست، ساده و کاملاً توجیه پذیر نامعینیها و اختلالات ضمن تحقق اهداف کنترلی). میتوان نشان داد [۸۸] که حداکثر پس از مدت زمان $t_f = |S(t=0)|/\eta$ ، مسیر حالت به سطح لغزش خواهد رسید (برای این کار کافی است در شرط لغزش مورد اشاره، بجای نامساوی از مساوی استفاده و سپس معادله دیفرانسیل مرتبه اول حاصل را بازای مقدار اولیه $S(t=0) \neq 0$ و مقدار نهایی $S(t_f)=0$ حل کرد). بدلیل ناپیوستگی قانون کنترل حول سطح لغزش (عمل کلیدزنی)، بطور ایده آل ردیابی کامل نیاز به فرکانس کلیدزنی بینهایت دارد. در هر حال این امر در عمل، بدلائل متعدد از جمله: تأخیرهای موجود در سیستم، خطاهای احتمالی در مشاهده حالتها، و محدودیتهای پیاده سازی دیجیتالی امکانپذیر نبوده و منجر به نوعی نوسان یا سیکل حدی حول سطح لغزش میشود. این نوسان مستلزم فعالیت بالای کنترلی است که می تواند علاوه بر صدمه رساندن به سیستم، دینامیکهای فرکانس بالای نامطلوب سیستم (دینامیکهای مدل نشده) را فعال سازد. برای رفع این مشکل، به روشهای مختلف، قانون کنترل در محل سطح لغزش پیوسته میگردد، از جمله:

۱- تقریب پیوسته از قانون کنترل مدلغزشی حول سطح لغزش: در این روش، یک لایه مرزی

نازک در همسایگی سطح لغزش بصورت $B(t) = \{\underline{X}; |S(\underline{X}, t)| \leq \varphi\}$ تعریف میشود که در داخل

آن قانون کنترل پیوسته میگردد. اعمال این پیوستگی منجر به دقت ردیابی

تضمین شده $\varepsilon = \varphi / \lambda^{n-1}$ بجای ردیابی کامل میگردد.

۲- کنترل مدلغزشی فازی: در موارد متعددی، از ایده کنترل مدلغزشی در طراحی کنترل کننده های فازی استفاده شده است [۸۹]. نتیجه اینکار حذف نوسانات ناخواسته حول سطح لغزش، بدلیل فازی شدن عمل کلیدزنی است ضمن آنکه انعطاف پذیری قواعد فازی میتواند به بهبود عملکرد کنترل کننده کمک نماید.

۳- استفاده از یک کنترل کننده (انعطاف پذیرتر) دیگر در حوالی سطح لغزش.

نکته: تعبیر بیولوژیکی کنترل مدلغزشی: هدف کنترل مدلغزشی، کنترل سیستم مورد نظر در شرایط عدم قطعیت، از طریق هدایت دینامیکهای سیستم به سطح لغزش و نگهداری برروی آن تا رسیدن به نقطه تعادل است. با تعبیر تنش (عاطفه) از میزان انحراف دینامیکهای سیستم از سطح لغزش، عملکرد کنترل مدلغزشی معادل با یک سیستم بیولوژیکی پایدار است که تحول دینامیکی سیستم را در راستای کم کردن تنش دنبال می کند.

مدل دینامیکی فضای حالت موتور PMSM در فرم کاهش یافته (در راستای پی ریزی ساختار کنترل کننده سرعت) به صورت زیر خواهد بود.

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = w \\ \frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (T - T_l - B \cdot w) = \frac{1}{J} \cdot (T_{dem} - T_l - B \cdot w) \end{cases} \quad (3-5)$$

سیستم کاهش یافته فوق از دید متغیر حالت w از مرتبه یک و از دید متغیر حالت θ از مرتبه دو است.

$$T_{dem} = T + \Delta T \quad \text{that in which} \quad -2T_{max} \leq \Delta T \leq 2T_{max} \quad (4-5)$$

که در آن T_{max} نماد ماکزیمم گشتاور مجاز قابل تولید موتور و ΔT نماد نامعینی مورد اشاره است.

در ادامه، روند توسعه و تست کنترل کننده مدلغزشی مورد نظر مختصراً تشریح میگردد. در اولین مرحله و با توجه به اهداف کنترلی مورد نظر حوزه کاربرد، بردار حالت مورد علاقه، بردار حالت مطلوب، و بالاخره بردار خطای ردیابی بصورت زیر تعریف میشوند

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \overset{\Delta}{=} \begin{bmatrix} w \\ \dot{w} \end{bmatrix}, \quad \underline{X}_d = \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \end{bmatrix} \overset{\Delta}{=} \begin{bmatrix} w_{dem} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \overset{\Delta}{=} \underline{X} - \underline{X}_d = \begin{bmatrix} w - w_{dem} \\ \dot{w} \end{bmatrix} \quad (5-5)$$

که در آن e_1 مدل کننده خطای ردیابی سرعت (هدف اولیه) و e_2 نیز معرف تغییرات سرعت و بنوعی ریپل سرعت (یکی از اهداف ثانویه مورد نظر حوزه کاربرد) است. حال، با توجه به مدل دینامیکی فضای حالت مندرج در (5-3) و انجام محاسبات لازم، معادلات دیفرانسیل حاکم بر بردار خطای ردیابی به صورت زیر خواهند بود

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{w} - \dot{w}_{dem} = e_2 - \dot{w}_{dem} \\ \dot{e}_2 &= \ddot{w} = \frac{1}{J} \cdot (\dot{T} - \dot{T}_l - B \cdot \dot{w}) = \frac{1}{J} \cdot (u - \dot{T}_l - B \cdot e_2) \end{aligned} \quad (5-6)$$

در ارتباط با معادلات اخیر یک نکته قابل تامل است. و آن، حضور (اجباری) یک انتگرالگیر در خروجی بلوک کنترل کننده سرعت است (چرا که $u = \dot{T}_{dem}$ یا $T_{dem} = \int u dt$). البته این مسأله از قبل نیز قابل پیش بینی بود چرا که متغیرهای حالت مورد علاقه (و به تبع آن معادلات دیفرانسیل حاکم بر بردار خطای ردیابی) دارای یک مرتبه دیفرانسیلی افزون بر بردار حالت اولیه (شامل θ و w) هستند. در هر حال، حضور بلوک انتگرال گیر مورد اشاره در خروجی کنترل کننده سرعت مدلغزشی باعث مستهلک شدن نوسانات معمولاً شدید حوالی سطح لغزش متغیر کنترلی جدید u بهنگام استخراج اطلاعات

گشتاور درخواستی T_{dem} خواهد شد چرا که $T_{dem} = \int u dt$.

در مرحله بعد، سطح لغزش را بصورت زیر تعریف میکنیم

$$S(x_1, x_2) \equiv S(e_1, e_2) = e_1 + c \cdot e_2 = 0 \quad (5-7)$$

که در آن ثابت c ، در نقش یک ضریب وزنی، وظیفه مصالحه بین اهداف اولیه $w = w_{dem}$ و ثانویه $\dot{w} = 0$ را بعهدده دارد. حال، با ترکیب (۵-۵) و (۷-۵) و انجام محاسبات لازم، تابع انتقال سیستم حلقه بسته در صورت باقیماندن بر روی سطح لغزش) برابر خواهد شد با

$$T(s) = \frac{W(s)}{W_{dem}(s)} = \frac{1}{1 + cs} \quad (۸-۵)$$

که در آن، پارامتر مثبت وزنی c نقش ثابت زمانی سیستم حلقه بسته را نیز بعهدده داشته و معکوس آن پهنای باند سیستم حلقه بسته را کنترل میکند (بعبارت دیگر، سیستم حلقه بسته منتهی به یک فیلتر پائین گذر عمل میکند). از این منظر، انتخاب مقدار مناسب برای پارامتر c ، از یکطرف با توجه به نوع مصالحه مد نظر طراح بین اهداف اولیه و ثانویه، و از طرف دیگر با توجه به نقش آن بعنوان ثابت زمانی (یا بطور معکوس پهنای باند) سیستم معادل حلقه بسته بایستی انجام پذیرد. قطعاً مقادیر کوچکتر پارامتر c مطلوبتر خواهند بود (از جهت ثابت زمانی کوچکتر و لذا سرعت ردیابی بیشتر) مضاف بر اینکه، بدلیل مشکلات عملی موجود در حوزه کنترل سرعت موتور PMSM، همواره (حداقل اندکی) رپیل سرعت وجود داشته $(\dot{w} \neq 0)$ و لذا (حتی در صورت باقیماندن بر سطح لغزش) منطقاً هیچوقت ردیابی ایده آل سرعت نخواهیم داشت $(w \neq w_{dem})$ ولی اندازه خطای ردیابی سرعت توسط انتخاب مقادیر کوچکتر پارامتر c عملاً در سطح قابل قبولی کنترل خواهد شد.

نکته: میتوان نشان داد که برای فرمانهای سرعت پله ای (که متداولترین فرم فرمان در کاربردهای متنوع کنترل سرعت موتور PMSM است) و در صورت باقی ماندن بر سطح لغزش، سرعت موتور بطور نمایی و با ثابت زمانی $\tau = c$ به سمت فرمان سرعت ورودی میل و پس از گذشت پنج ثابت زمانی، خطای ماندگار ردیابی سرعت تقریباً ناچیز خواهد بود (البته به زمان فوق بایستی زمان لازم برای قرارگیری بردار خطای ردیابی بر روی سطح لغزش نیز اضافه گردد). در هر حال لازم بذکر است که سیستم حلقه بسته درجه یک فعلی (با فرض قرار داشتن بر روی سطح لغزش) تنها قادر به ردیابی

فرمانهای سرعت پله‌ای بوده و برای فرمانهای قویتر از پله (بطور مثال فرمانهای: شیب و سهمی) خطای ماندگار ردیابی (بصورت محدود و یا حتی نامحدود) خواهیم داشت چرا که سیستم حلقه بسته فعلی عملاً از نوع یک است

$$T(s) = \frac{1}{1+cs} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \Big/_{H(s)=1} \Rightarrow G(s) = \frac{1}{cs} \quad (9-5)$$

که در آن $G(s)$ تابع تبدیل مسیر پیشرو در تحقق فیدبک واحد منفی سیستم حلقه بسته مورد اشاره است. راه حل ساده مشکل فوق گرفتن انتگرال از فرمان ورودی سرعت به میزان لازم قبل از اعمال به سیستم کنترل سرعت است که البته به بهای افزایش مرتبه دینامیکی سیستم و مشکلات متعاقب آن منجر خواهد شد.

۲-۲-۵ جستجوی قانون کنترل مد لغزشی ناپیوسته

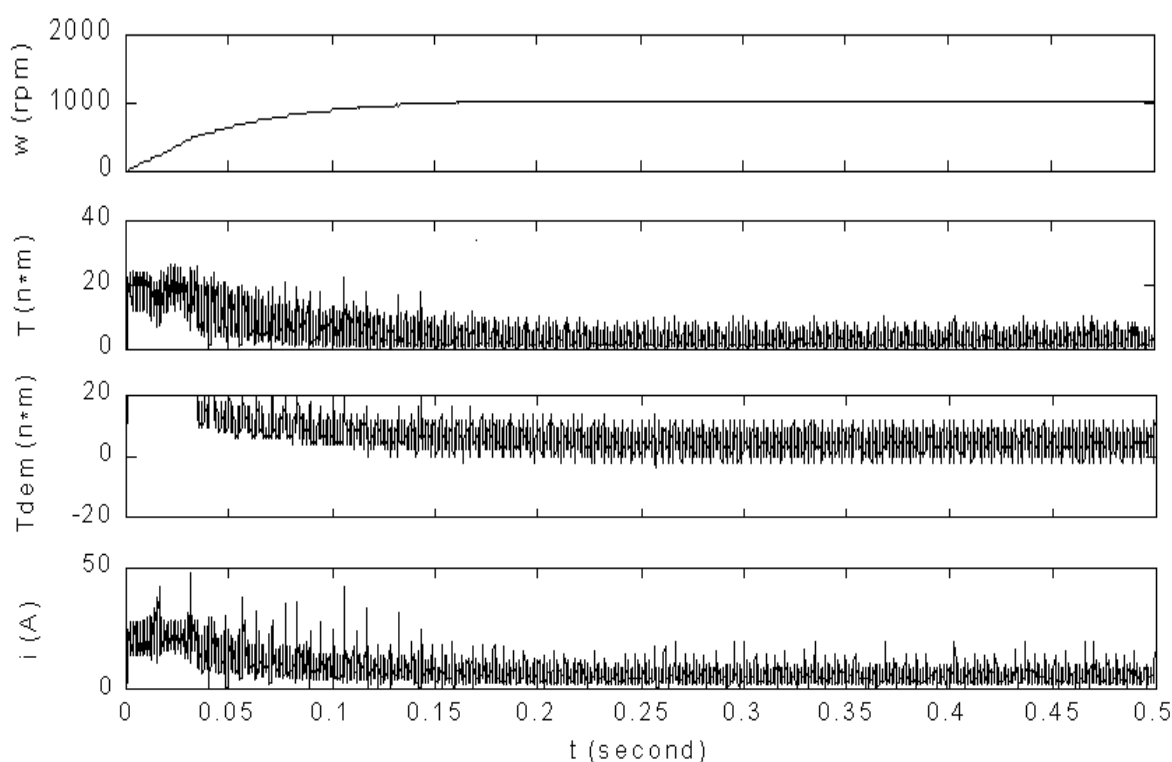
ساده ترین قالب ممکن پیشنهادی برای قانون کنترل u , سازگار با مدل فضای حالت سیستم, از جهت انتقال بردار حالت سیستم به سطح لغزش عبارتست از

$$u = -k_b \cdot \text{sign}(S) \quad (10-5)$$

که در آن sign نماد تابع علامت است. حال لازم است پارامتر k_b چنان انتخاب شود که علیرغم وجود نامعینی و اختلالات، شرط لغزش ساده شده $S\dot{S} < 0$ [۸۸] برقرار بماند. با توجه به (۱۰-۵) و با ترکیب (۶-۵) و (۷-۵) داریم

$$\begin{aligned} S\dot{S} < 0 &\Rightarrow S \cdot (\dot{e}_1 + c \cdot \dot{e}_2) < 0 \Rightarrow S \cdot (\dot{w} - \dot{w}_{dem} + \frac{c}{J} \cdot u - \frac{c}{J} \cdot \dot{T}_l - \frac{c}{J} \cdot B \cdot \dot{w}) < 0 \\ &\Rightarrow \begin{cases} k_b > \frac{J}{c} \dot{w}_{dem} + \dot{T}_l + (B - \frac{J}{c})\dot{w} & ; \text{ for } S < 0 \\ k_b > -\frac{J}{c} \dot{w}_{dem} - \dot{T}_l - (B - \frac{J}{c})\dot{w} & ; \text{ for } S > 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (11-5)$$

نمونه ای از نتایج شبیه سازی، مربوط به ردیابی سیگنال فرمان $w_{dem} = 1000 \text{ rpm}$ و به ازای مقادیر پارامترهای $k_b = 20000$ و $c = 0.05$ ، در شکل (۱-۵) آورده شده است. پاسخ مانای سرعت دارای ریبیل کم حول مقدار درخواستی است که این مورد از جمله خواص مطلوب قانون کنترل مدلغزشی ناپیوسته است. در هر حال، مشخصه دیاگرام فاز مندرج در شکل (۲-۵) گویای نوسانات نامطلوب حول سطح لغزش (با فرکانس و دامنه نوسان قابل ملاحظه) است. هرچند دامنه نوسانات حول سطح لغزش با مقدار پارامتر k_b رابطه مستقیم دارد ولی روش مناسبتر کنترل دامنه نوسانات، کاهش گین کنترل کننده در حوالی سطح لغزش است که تحقق این امر با استفاده از یک قانون کنترل پیوسته (بجای کلیدزنی سخت) حول سطح لغزش میسر است.



شکل ۱-۵: نتایج شبیه سازی کنترل مدلغزشی ناپیوسته برای فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور بر دقیقه

۵-۲-۳ کنترل کننده خطی سازی پسخوردی

اگر در ساده ترین انتخاب ممکن و مطابق با الگوی متداول کنترل سرعت موتور از گشتاور کل تولیدی موتور T به عنوان متغیر کنترلی ورودی سیستم تحت کنترل (یا خروجی بلوک کنترل کننده سرعت) استفاده کنیم با توجه به معادله مکانیکی حاکم بر موتور خواهیم داشت

$$\dot{y} = \dot{w} = \frac{1}{J} \cdot (T - T_l - B \cdot w) = \frac{1}{J} \cdot (u - T_l - B \cdot y) \quad (۱۲-۵)$$

که در آن $u = T \approx T_{dem}^{\Delta}$ نماد متغیر ورودی سیستم تحت کنترل (یا خروجی بلوک کنترل کننده سرعت) است. همانطور که مشاهده میشود عملیات مشتقگیری از خروجی تا ظهور ورودی، که لازمه رویکرد خطی سازی پسخوری ورودی-خروجی است، بسیار راحت و سراسر است. ورودی کنترلی u را بصورت زیر در نظر میگیریم

$$u = T = J \cdot z + T_l + B \cdot y \quad (۱۳-۵)$$

که در آن z نماد ورودی کنترلی جدید است. با ترکیب (۳۲-۳) و (۳۳-۳) داریم

$$\dot{y} = z \quad (۱۴-۵)$$

حال اگر ورودی کنترلی جدید z را بصورت زیر در نظر بگیریم

$$z = \begin{cases} -k_1 \cdot (y - y_{dem}) - k_2 \cdot \int_{t_0}^t (y - y_{dem}) \cdot dt & ; \text{ if } y_{dem} = cte \\ \dot{y}_{dem} - k_1 \cdot (y - y_{dem}) - k_2 \cdot \int_{t_0}^t (y - y_{dem}) \cdot dt & ; \text{ if } y_{dem} \neq cte \end{cases} \quad (۱۵-۵)$$

سیستم حلقه بسته خطی شده به صورت زیر خواهد شد

$$\dot{e} + k_1 \cdot e + k_2 \cdot \int_{t_0}^t e \cdot dt = 0 \quad \text{or} \quad \ddot{e} + k_1 \cdot \dot{e} + k_2 \cdot e = 0 \quad (۱۶-۵)$$

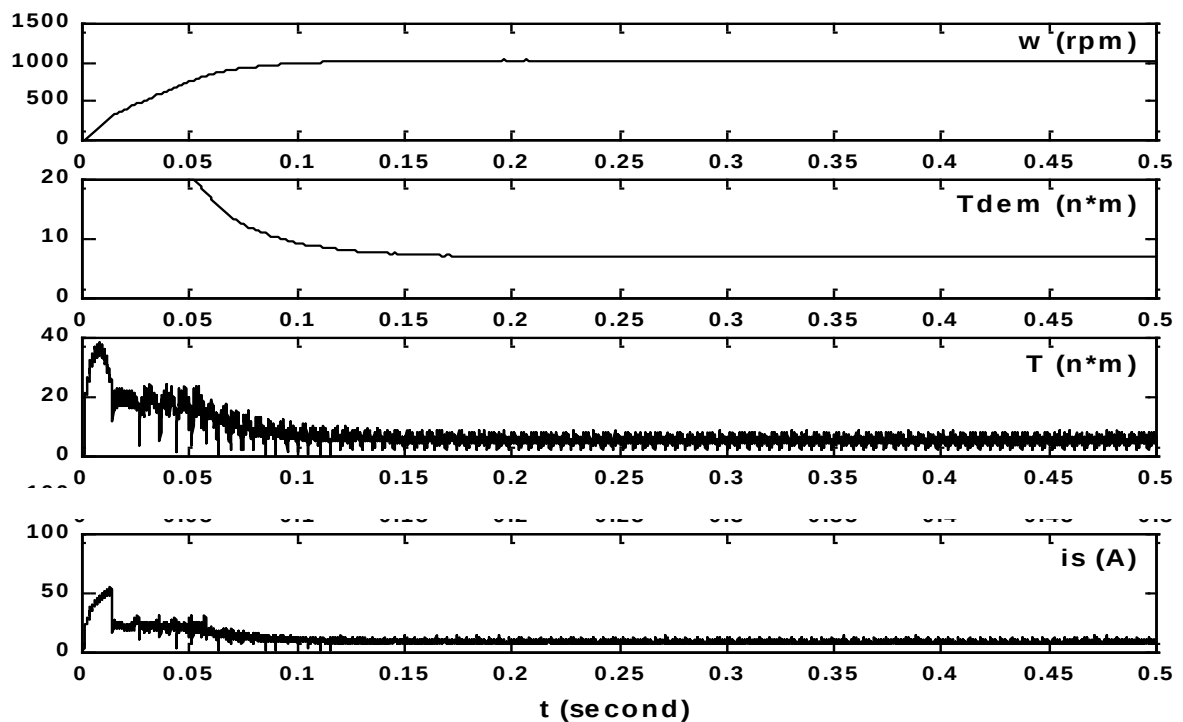
به دلیل آنکه سیستم اصلی مرتبه اول بوده و با یک بار مشتق گیری به ورودی رسیده ایم سیستم فاقد دینامیک داخلی خواهد بود.

که در آن $e = y - y_{dem} = w - w_{dem}$ خطای ردیابی سرعت است. جمله انتگرالی موجود در (۵-۱۵)، یک جمله کمکی برای تضمین پایداری و تأمین خطای ماندگار قابل قبول، علیرغم حضور: اغتشاش، دینامیکهای مدل نشده، تغییرات پارامتر، اثر مخرب جملات غیرخطی است. با توجه به معادله مشخصه (۵-۱۶)، شرط لازم و کافی پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته خطی شده، مثبت بودن پارامترهای k_1 و k_2 است. بدیهی است که بسته به مقادیر متنوع پایدار پارامترهای فوق، رفتارهای متنوع شامل: میرایی بحرانی، فرومیرایی و فرامیرایی را شاهد خواهیم بود که با توجه به هدف ردیابی مورد نظر، طبعاً بهترین گزینه، رفتار فرومیرایی با کمی فراجاهش است. از طرف دیگر، با توجه به روابط اخیر، پرواضح است که تأثیر عمده پارامتر k_2 در تضمین پایداری و تأمین خطای ماندگار کم و قابل قبول می باشد و وظیفه کنترل کیفیت و سرعت ردیابی نیز عمدتاً با پارامتر k_1 است.

۴-۲-۵ بررسی کارایی متفاوت ضرایب کنترل کننده خطی ساز پسخوری پیشنهادی

عمده تأثیر ضریب k_1 در کنترل سرعت و کیفیت ردیابی و عمده تأثیر ضریب k_2 در تضمین پایداری و تأمین خطای ماندگار قابل قبول است. از طرف دیگر، با صفر شدن ضریب k_2 ، سیستم حلقه بسته خطی شده (۵-۱۶) از مرتبه اول و در غیر این صورت و بسته به مقادیر متنوع پایدار ضرایب k_1 و k_2 ، از مرتبه دوم فرومیرا، فرامیرا، و یا میرای بحرانی خواهد شد. البته بدیهی و قابل انتظار است که بدلائل متعدد از جمله: طبیعت به شدت غیرخطی موتور فرآیند خطی سازی کنترل کننده بطور کامل محقق نگردد و لذا رفتار سیستم حلقه بسته واقعی منطبق بر رفتار سیستم حلقه بسته خطی شده (۵-۱۶) نباشد. با اینحال، انتظار تشابه رفتاری قابل قبول میرود که نتایج شبیه سازی مؤید این مسأله هستند. نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده خطی ساز پسخوری پیشنهادی با ضرایب $k_1 = 20$ و $k_2 = 0$ ،

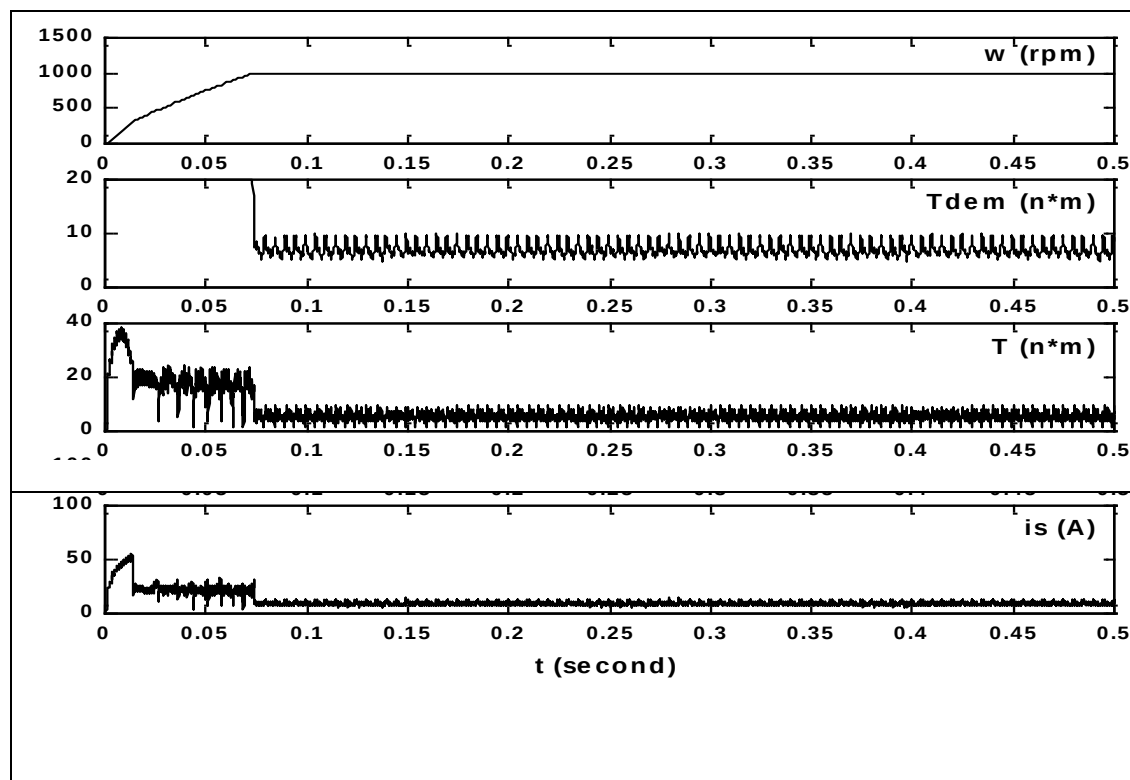
جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و همراهی با گشتاور بار ۵ نیوتن-متر در شکل (۵)-۲ آورده شده است. از موارد قابل توجه در شکل فوق، عدم صفر شدن خطای ماندگار و نیز تشابه رفتاری بین سیستم حلقه بسته واقعی و سیستم خطی شده (از منظر مرتبه یکسان) است که هر دو مورد قابل انتظارند.



شکل ۵-۲: نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت خطی ساز پسخوری با ضرایب $k_1 = 20$ و $k_2 = 0$ جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن-متر

تحلیل ساده پایداری سیستم حلقه بسته خطی شده (۵-۱۶) نشان میدهد که بخش حقیقی جفت قطبهای آن در $-k_1/2$ قرار دارد و طبعاً از جهت افزایش سرعت ردیابی لازم است از مقادیر بزرگتر k_1 استفاده شود. میتوان انتظار کم شدن خطای ماندگار ردیابی سرعت را با افزایش مناسب ضریب k_1 ، علیرغم صفر بودن ضریب k_2 داشت. در هر حال، اینکار به قیمت افزایش تلاش کنترلی (گشتاور درخواستی) و دامنه ریبیل آن تمام خواهد شد که نتایج شبیه سازی مؤید این مسأله هستند. نمونه

نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده خطی ساز پسخوری پیشنهادی با ضرایب $k_1 = 2000$ و $k_2 = 0$ ، با همان شرایط اجرای قبلی، در شکل (۳-۵) آورده شده است.

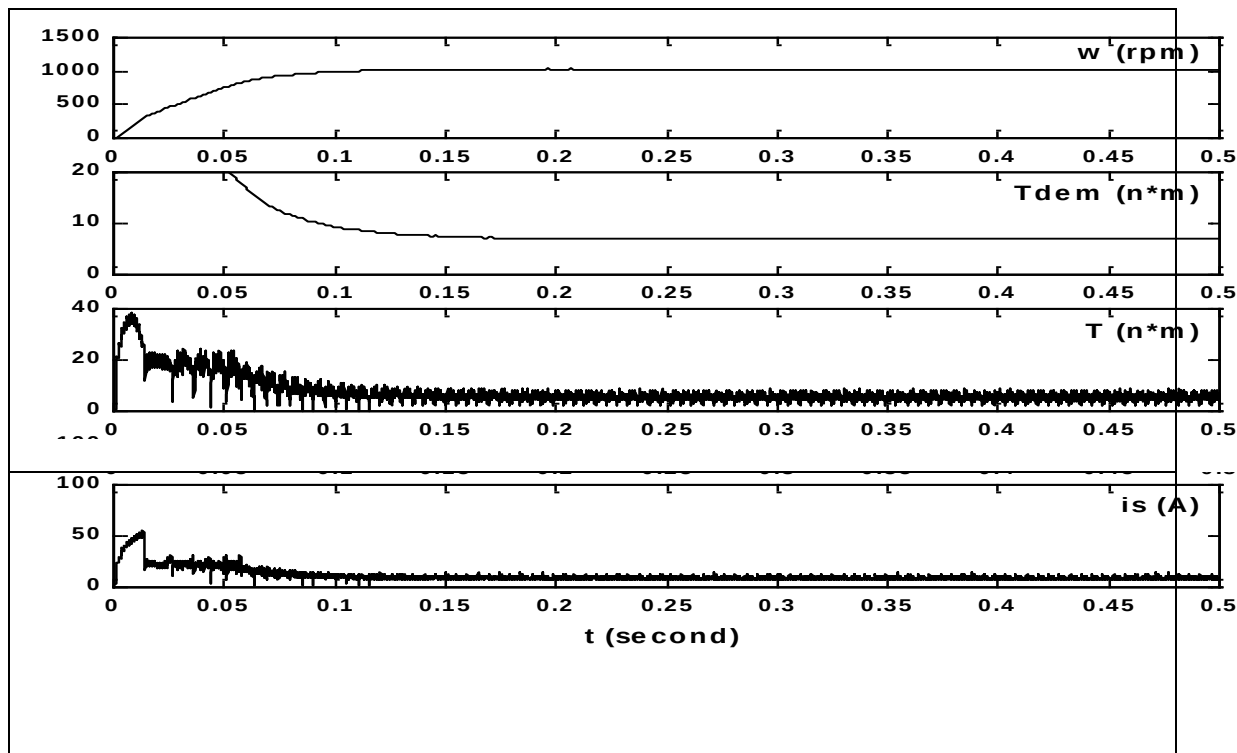


شکل ۳-۵: نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت خطی ساز پسخوری با ضرایب $k_1 = 2000$ و $k_2 = 0$ جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن-متر

همانطور که انتظار می رفت هرچند افزایش شدید ضریب k_1 باعث کاهش قابل توجه خطای ماندگار و نیز افزایش سرعت ردیابی، در مقایسه با نتایج مندرج در شکل (۲-۵) شده است ولی در مقابل ریزل قابل ملاحظه‌ای را، بویژه در متغیرهای گشتاور درخواستی/ تولیدی شاهد هستیم. ضمناً کماکان رفتار سیستم حلقه بسته واقعی مشابه رفتار سیستم خطی شده تحلیلی و از مرتبه اول است.

نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده خطی ساز پسخوری پیشنهادی با ضرایب $k_1 = 50$ و $k_2 = 100$ ، با همان شرایط اجرای قبلی، در شکل (۴-۵) آورده شده است. همانطور که انتظار میرفت

به علت استفاده مناسب از ضریب k_2 ، و علیرغم مقدار کم ضریب k_1 ، خطای ماندگار صفر همراه با سرعت و کیفیت مطلوب ردیابی و نیز دامنه کم ریپل تأمین گردیده است.



شکل ۵-۴: نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت خطی ساز پسخوری با ضرایب $k_1 = 50$ و $k_2 = 100$ جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن-متر

۵-۲-۵ کنترل هوشمند سرعت موتور PMSM مبتنی بر مکانیسم یادگیری عاطفی مغز

از جمله مشکلات مشترک مطرح در حوزه طراحی/تحلیل عملکرد عمده روشهای کنترل کلاسیک (جدا از مشکلات خاص هر حوزه) نیاز به وجود مدلی حتی المقدور دقیق از فرآیند تحت بررسی است. این مسأله، در خصوص موتور PMSM، به دلیل ماهیت به شدت غیرخطی آن بیشتر نمایان می شود. از طرف دیگر، امروزه کارایی قابل قبول روشهای هوشمند در حوزه های مختلف کاربردی به اثبات رسیده است. حال، با توجه به چالشهای جدی فراوی کاربرد گسترده موتور PMSM (که بخشی از آن در فاز طراحی و مابقی بایستی در فاز کنترل و با توسعه استراتژیهای کارآمد کنترلی رفع گردد و نیز

عدم کارایی مناسب استراتژیهای متنوع حوزه کنترل کلاسیک)، به نظر میرسد که استمداد از ابزارها و ایده های هوشمند، بویژه با توجه به مزایای ارزشمندشان، چاره ساز باشد.

در این تحقیق، با استناد به مدل ارائه شده در [۸۷] از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز انسان، یک استراتژی کنترلی هوشمند برای بلوک کنترل کننده سرعت توسعه یافته است که عملکردی مشابه با یک کنترل کننده PID خود-تنظیم دارد. از این منظر، حداقل ارزش ساختار هوشمند پیشنهادی (علاوه بر ویژگیهای کلی و ارزشمند مورد اشاره ساختارهای هوشمند)، حجم کم عملیات آماده سازی آن در قیاس با عملیات پرحجم و زمانبر خارج-خط آماده سازی یک کنترل کننده PID خود-تنظیم است چرا که ویژگی خود-تنظیمی آن برپایه کارکرد یک مکانیسم یادگیری عاطفی و بصورت روی-خط محقق میشود. ضمناً، ساختار هوشمند توسعه یافته دارای ویژگیهای منحصر بفردی است که در بخش شبیه سازی تحقیق بدانها اشاره و مختصراً توجیه شده اند.

به موازات پیشرفتهای کسب شده در حوزه فناوری، سیستمهای کنترل نیز پیشرفته تر و پیچیده تر شده و به تبع آن، روشهای کنترل آنها نیز دچار پیچیدگی بیشتری گردیده اند. ازجمله تبعات این پیچیدگی، دشواری فرآیند مدلسازی سیستمها است بطوریکه در مواردی، دست یافتن به یک مدل تحلیلی مناسب، نیاز به ماهها و حتی سالها وقت و صرف هزینه های بسیار دارد. مشکل دیگری که پیش روی طراحان سیستم قرار دارد طراحی و توسعه روشهای کنترلی مناسب این سیستمها است چرا که روشهای مبتنی بر مدل، ناکارآمدی خود را در حوزه کنترل سیستمهای پیچیده (حداقل در عمل) نشان داده اند. از طرف دیگر، طراحی کنترل کننده های کلاسیک پیچیده تر تقریباً مستقل از سیستم و مدل آن، از جمله: کنترل کننده های مقاوم و تطبیقی نیز نیاز به صرف زمان و ملزومات بسیار دارند. از اینرو طی سالهای اخیر، استقبال چشمگیری از حضور ابزارهای هوشمند شامل: سیستمهای فازی، شبکههای عصبی، الگوریتمهای تکاملی-ژنتیکی و روشهای یادگیری تقویتی-عاطفی در حوزههای مدلسازی/طراحی سیستمهای کنترل شده است.

از جمله مهمترین موارد مد نظر به هنگام طرح و توسعه ساختارهای هوشمند عبارتند از: جستجوی مکانیسمهای آموزش ساختارهای هوشمند پیشنهادی و نیز تضمین پایداری کل سیستم. خوشبختانه، به موازات توسعه و کاربرد ساختارهای هوشمند، روشهای آموزش آنها نیز توسعه قابل قبولی یافته اند بطوریکه امروزه گستره متنوعی از روشهای آموزش ساختارهای هوشمند (در قالبهای کلاسیک و هوشمند) در دسترس قرار دارند [۹۰]. مهمترین مشکل پیشرو در خصوص آموزش ساختار (کنترل کننده) هوشمند، عدم دسترسی به اطلاعات خطا در خروجی بلوک هوشمند است چرا که با توجه به هدف یا اهداف مد نظر حوزه کاربرد، تنها به اطلاعات خطا در خروجی فرآیند (بصورت کمی/ کیفی و موجود در همه زمانها یا پاره‌ای از اوقات) دسترسی داریم. بر این اساس، بدیهی ترین راه حل جهت توسعه مکانیسمهای آموزش ساختارهای کنترلی هوشمند، تفسیر خطای موجود در خروجی فرآیند برحسب خطای معادل در خروجی بلوک کنترل کننده هوشمند است. در این راستا، تاکنون چهار لم متنوع آموزشی ساختارهای کنترلی هوشمند توسعه یافته اند که عبارتند از: لم آموزشی فرآیند معکوس، لم آموزشی از طریق فرآیند، لم آموزشی از طریق مدل، و بالاخره لم آموزشی تقویتی-عاطفی. در اولین لم آموزشی، ساختار کنترلی سعی در فراگیری معکوس رفتار فرآیند تحت کنترل را دارد بطوریکه با اعمال خروجی مطلوب آتی به ورودی ساختار هوشمند آموزش یافته، ورودی مطلوب (جهت تحریک فرآیند برای دنبال کردن خروجی مطلوب) در خروجی بلوک هوشمند ظاهر خواهد شد. در دومین لم آموزشی، خطای خروجی فرآیند از طریق فرآیند تحت کنترل به خطای معادل در خروجی بلوک کنترلی هوشمند تبدیل میشود که لازمه اینکار، اعمال ساده سازهایی ضروری (بدلیل معمولاً عدم دسترسی به مدل خارج-خط مناسبی از فرآیند تحت کنترل) است که به نوبه خود باعث دور شدن از رفتار بهینه میشود. در سومین لم آموزشی (و با هدف رفع مشکل مورد اشاره در لم آموزشی قبلی)، از یک مدل آموزش یافته روی-خط فرآیند، جهت انتقال خطای خروجی فرآیند به خطای معادل در خروجی بلوک هوشمند و همچنین همراهی با شرایط کاری متغیر سود جسته میشود. ضمناً لازم بذکر است که مدل مورد استناد جهت آموزش رفتار فرآیند معمولاً از نوع هوشمند

است. در چهارمین لم آموزشی، با استناد به اطلاعات تقریبی (کیفی) مرتبط با عملکرد سیستم و بدون نیاز به شناختی از دینامیک فرآیند تحت کنترل، ساختار کنترلی هوشمند آموزش می یابد. روش یادگیری تقویتی - عاطفی برگرفته از نتایج تحقیقاتی گسترده دانشمندان بر روی مکانیسم یادگیری حیوانات و انسان است. بررسی فرآیند یادگیری در انسان و سایر موجودات از دیرباز مورد توجه محققان حوزه‌های مهندسی و به ویژه روانشناسی بوده است. در حوزه روانشناسی، یادگیری تقویتی - عاطفی به عنوان یکی از اصلی ترین و پرکاربردترین شیوه های تربیتی انسان و سایر موجودات مطرح می باشد. از جمله جلوه های برجسته این مکانیسم یادگیری عبارتند از:

۱- کلی ترین روش آموزش سیستمهای هوشمند است زیرا به کمترین اطلاعات از دینامیک سیستم تحت بررسی جهت پیاده سازی، در مقایسه با سایر مکانیسمهای یادگیری نیاز دارد.

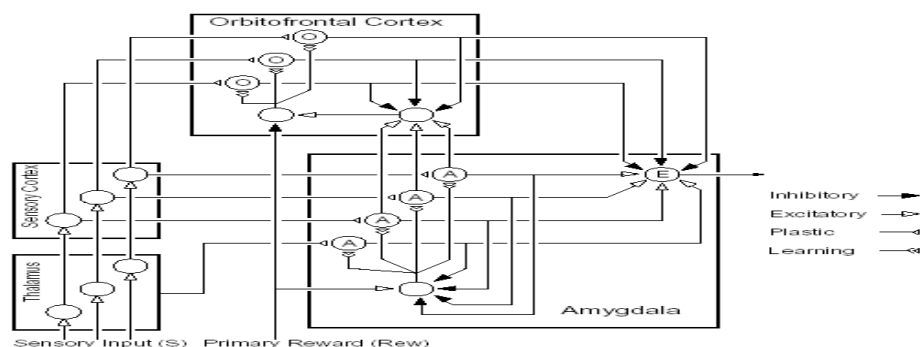
۲- علیرغم سادگی نسبی ساختاری، بسیار مؤثر بوده به طوریکه حیوان و انسان برپایه این مکانیسم، قادر به فراگیری کارهای حتی بسیار پیچیده و دشوار می باشند.

۳- لازم به ذکر است که لمهای آموزش ساختارهای هوشمند به سه گروه: یادگیری بدون سرپرستی، یادگیری با سرپرستی، و یادگیری تقویتی - عاطفی تقسیم میشوند. در یادگیری بدون سرپرستی به ناظر (معلم) خارج از سیستم آموزشی جهت هدایت روند یادگیری نیازی نیست حال آنکه در یادگیری با سرپرستی و یادگیری تقویتی - عاطفی، وجود ناظری خارج از سیستم آموزشی، جهت تولید اطلاعات آموزشی و هدایت روند آموزش ضروری است. در هر حال، اطلاعات آموزشی بکار رفته در مکانیسم یادگیری تقویتی - عاطفی از نوع ارزیابی شده و نادقیق (کیفی) هستند تا آموزنده و دقیق که در مکانیسمهای یادگیری با سرپرستی وجود دارند. نکته دیگر آنکه اطلاعات آموزشی فوق الذکر بعضاً تنها پس از مدت طولانی فراهم گردیده و طبعاً لزوم اعمال روشهای پیشبین را در درون مکانیسم یادگیری تقویتی - عاطفی ضروری می سازند.

در مقایسه با دیگر روشهای آموزش ساختارهای هوشمند، عمده ترین عیب مکانیسم یادگیری تقویتی - عاطفی سرعت کم همگرایی آنست که در بعضی از کاربردها میتواند مسأله ساز گردد. مسأله بررسی و تضمین پایداری کل سیستم تحت کنترل، مبتنی بر مکانیسم یادگیری تقویتی - عاطفی، نیز از جمله موضوعات مهم و جذابی است که اخیراً مورد توجه محققین قرار گرفته است [۹۱]. با توجه به موفقیت‌های کسب شده از کاربرد مدل‌های تقویتی - عاطفی در حوزه کنترل [۹۲-۹۶]، هدف اصلی این تحقیق، استناد به یک مدل محاسباتی ارائه شده در [۸۷] از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز، جهت توسعه یک ساختار هوشمند جدید کنترلی برای موتور PMSM است که در ادامه به آن پرداخته خواهد شد.

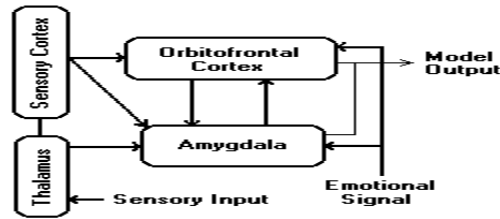
۵-۲-۶ توسعه يك مدل محاسباتی از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز

طبیعت جاندار و در رأس آن انسان (به عنوان تکامل یافته ترین و هوشمندترین مخلوق خداوند) سرشار از شگفتی و هوشمندی است که همواره مورد توجه و منشأ الهام محققین حوزه های فیزیولوژی و روانشناختی، جهت توسعه ایده ها / ابزارها و ساختارهای هوشمند بوده است. در این راستا، آرزوی کماکان دست نیافتنی محققین، امکان خلق موجودی مصنوعی با تواناییهای مشابه انسان بوده و هست. فرآیند تصمیم گیری در مغز انسان منحصر به محاسبه و منطق (انجام شده توسط قشر فوقانی مغز) نبوده بلکه عواطف (که منشأ آن در مخچه و مغز میانی است) نیز در تصمیم گیریهای انسانی دخیل هستند.

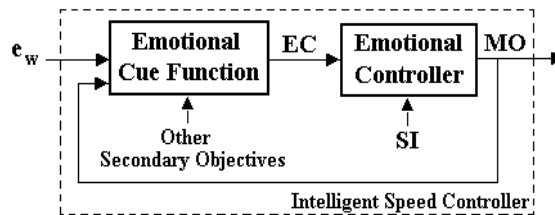


شکل ۵-۸: تشریح گرافیکی جزئیات مدل محاسباتی پیشنهادی از سیستم یادگیری عاطفی مغز [۸۷]

در سالهای اخیر، توسعه مدل‌های محاسباتی از عملکرد بخش‌هایی از مغز که وظیفه پردازش عاطفی را برعهده دارند مورد توجه محققین قرار گرفته است. در [۸۷]، مدل محاسباتی جدیدی از عملکرد بخش پردازش عاطفه‌های مغز، شامل واحدهای: آمیگدالا، قشر اربیتوفرانتال، تالاموس و بالاخره پوسته حسی ارائه شده است (شکل (۵-۸)). با توجه به مدل فوق و بر طبق نظریه‌های جدید، سیستم آمیگدالا- اربیتوفرانتال در دو مرحله فرآیند یادگیری را انجام میدهد. ابتدا سیگنال‌های تحریک ورودی ارزیابی شده و در مرحله بعد، از ارزیابی انجام گرفته به عنوان ضرایب تقویت کننده در پاسخ متأثر از تحریک استفاده میشود. آمیگدالا به عنوان یکی از ساختارهای اولیه مغز میباشد که بصورت نسبتاً یکنواخت در ساختارهای مقیاس بزرگ، میان گونه‌های مختلف جانداران وجود دارد. آمیگدالا یک شبکه کوچک در قسمت بادامی شکل گیجگاهی است که وظیفه ارزیابی عاطفی محرک‌ها را بر عهده داشته که این ارزیابی‌ها، در خصوص: حالات و واکنش‌های عاطفی، سیگنال‌های توجه و همچنین حافظه بلند مدت مورد استفاده قرار میگیرند. تعدادی از محرک‌های ذاتی از جمله: گرسنگی، درد، بعضی از بوها و غیره، میتوانند آمیگدالا را تحریک کرده و پاسخ آمیگدالا به این تحریک‌ها در بخش یادگیری مورد استفاده قرار میگیرد. تحقیقات انجام گرفته توسط دانشمندان نشان میدهد که حیواناتی که از ناحیه آمیگدالا دچار صدمه شده اند در یادگیری مشکل دارند و این گواه این ادعا است که یادگیری در بخش آمیگدالا انجام می پذیرد. از طرف دیگر، قشر اربیتوفرانتال، به عنوان اصلاح کننده پاسخها و عکس العمل‌های نامناسب آمیگدالا ایفای نقش میکند. آزمایشات متعدد انجام گرفته بر روی بیماران دارای اربیتوفرانتال صدمه دیده نشان داده است که این بیماران قادر به تطابق خود با شرایط جدید نیستند (بعبارت دیگر، یادگیری‌های قبلی مانع از درک و متعاقباً پاسخ مناسب به شرایط جدید میشود).



شکل ۵-۹: نمایش بلوکی مدل محاسباتی ارائه شده از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز [۸۷]



شکل ۵-۱۰: نمایش بلوکی کنترل کننده هوشمند سرعت پیشنهادی (برگرفته از مدل محاسباتی ارائه شده از مکانیسم یادگیری عاطفی مغز)

با صرفنظر از جزئیات، طرح شماتیکی سیستم یادگیری عاطفی مغز در شکل (۵-۹) نشان داده شده است که در ادامه، جهت تشریح مدل محاسباتی پیشنهادی از سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا - اربیتوفرانتال مورد استفاده قرار میگیرد. خروجی مدل محاسباتی MO (پاسخ سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا - اربیتوفرانتال به تحریک ورودی SI و سیگنال عاطفی پاداش / جزاء EC) برابر است با

$$MO = AO - OCO \quad (۵-۱۷)$$

که در آن AO و OCO به ترتیب خروجی واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال بوده و برابرند با

$$\begin{aligned} AO &= G_a \cdot SI \\ OCO &= G_{oc} \cdot SI \end{aligned} \quad (۵-۱۸)$$

که در آن G_a و G_{oc} به ترتیب گین معادل واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال هستند. قانون یادگیری در واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال به ترتیب عبارتند از

$$\begin{aligned}\Delta G_a &= k_1 \cdot \max(0, EC - AO) \geq 0 \\ \Delta G_{oc} &= k_2 \cdot (MO - EC)\end{aligned}\quad (۱۹-۵)$$

که در آن k_1 و k_2 به ترتیب نرخ یادگیری در واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال هستند. همانطور که از رابطه اخیر مشخص است؛ بدلیل استفاده از عملگر $\max$ ، گین واحد آمیگدالا محکوم به تغییرات یکنوای افزایشی است و البته این موضوع منطبق بر واقعیت فیزیولوژی مورد اشاره در پاراگراف قبلی است که بر طبق آن، واحد آمیگدالا قادر به فراموشی آنچه قبلاً یاد گرفته نیست. بعبارت دیگر، شرایط مطلوب کاری (که در مقادیر بزرگ سیگنال عاطفی EC انعکاس می یابد) به تدریج منجر به افزایش گین واحد آمیگدالا به سقف فیزیکی آن خواهد شد. حال چنانچه به دلایلی شرایط مطلوب فوق در آینده نامطلوب شوند (با مقدار کوچک سیگنال عاطفی EC) واحد آمیگدالا قادر به تشخیص این مسأله و اصلاح پاسخ خود نبوده و عملاً مشابه شرایط مطلوب پاسخ خواهد داد. در هر حال، گین واحد اربیتوفرانتال مجاز به تغییرات مثبت/ منفی بوده تا بتواند در قبال پاسخهای نامناسب واحد آمیگدالا اصلاح مناسب را انجام دهد.

۷-۲-۵ پیشنهاد يك ساختار هوشمند جديد برای بلوك كنترل كننده سرعت

موتور PMSM

از ترکیب (۱۷-۵) و (۱۸-۵) داریم

$$MO = (G_a - G_{oc}) \cdot SI \equiv G(SI, EC, \dots) \cdot SI \quad (۲۰-۵)$$

به عبارت دیگر، خروجی سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا- اربیتوفرانتال برابر است با حاصلضرب یک گین متغیر G (وابسته به عوامل متعدد از جمله: سیگنال عاطفی EC ، تحریک ورودی SI ، و غیره) در تحریک ورودی SI . با استناد به توضیحات ارائه در خصوص ارزش و کارایی کنترل کننده PID خود-تنظیم در حوزه کنترل سرعت موتور PMSM، سراسر ترین پیشنهاد مناسب برای فرموله بندی سیگنال تحریک SI ، یک قالب PID گونه است.

$$SI = k_P \cdot e_w + K_I \cdot \int_0^t e_w dt + K_D \cdot \dot{e}_w \quad (21-5)$$

که در آن $e_w = w_{dem} - w$ خطای ردیابی سرعت سیستم حلقه بسته است. البته همانطور که قبلاً اشاره شد؛ بدلائل متعدد از جمله: نویز ادوات اندازه گیری و نیز ضرورت کلیدزنی بعضاً شدید در مدار مبدل موتور، عامل مشتقگیر عملاً باعث بدتر شدن عملکرد سیستم گشته به طوریکه در بهترین حالت، کنترل کننده سرعت PID عملکردی بهتر از کنترل کننده سرعت PI نخواهد داشت. لذا تنها دو گزینه مناسب P و PI برای سیگنال تحریک SI باقی خواهند ماند. سیگنال عاطفی EC نیز در حالت کلی بایستی گویای میزان مطلوبیت عملکرد کنترل کننده سرعت و سیستم حلقه بسته باشد. لذا می توان، بدون از دست دادن کلیت، EC را برحسب یک ترکیب وزنی از اهداف اولیه/ ثانویه مطرح حوزه کاربرد (شامل: ردیابی مطلوب سرعت، تلاش کنترلی مینیمم یا معادلاً راندمان ماکزیمم، رپیل گشتاور کمینه، و غیره) نوشت.

$$EC = a_{ec1} \cdot e_w + a_{ec2} \cdot MO + \text{other terms (for other secondary objectives)} \quad (22-5)$$

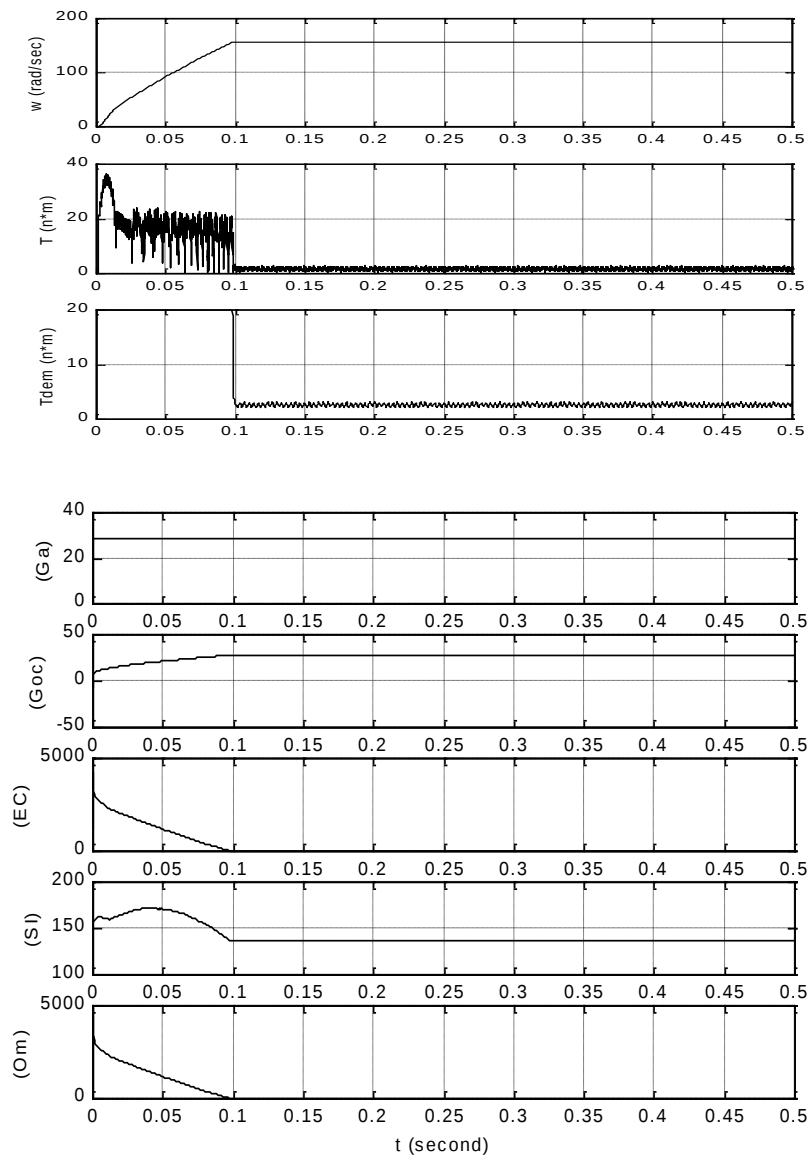
همانطور که در بخشهای قبلی این فصل مکرراً اشاره شد و رابطه اخیر نیز مؤید آن است؛ از مزایای بارز ساختارهای هوشمند در مقایسه با ساختارهای کلاسیک در حوزه کنترل سرعت موتور $PMSM$ ، راحتی تعبیه اهداف ثانویه مد نظر در قالب ساختار هوشمند است. در خاتمه لازم بذکر است که کنترل کننده سرعت پیشنهادی مندرج در شکل (5-10) (مبتنی بر مدل محاسباتی ارائه شده از سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا- اربیتوفرانثال) دارای ویژگیهای منحصر بفردی است که در بخش شبیه سازی به آنها اشاره خواهند شد.

۵-۲-۸ نتایج شبیه سازی (تست کنترل کننده هوشمند سرعت پیشنهادی)

در این زیربخش و از جهت تست کارایی کنترل کننده هوشمند توسعه یافته (و به ویژه شناسایی ویژگیهای منحصر بفرد آن)، ساختار حلقه بسته کنترل سرعت شبیه سازی گردیده است. ضمناً در

بلوک کنترل کننده سرعت از دو استراتژی کنترلی استفاده شده است که عبارتند از: کنترل کننده

PID با ضرایب ثابت و کنترل کننده هوشمند عاطفی توسعه یافته در زیربخش قبلی.



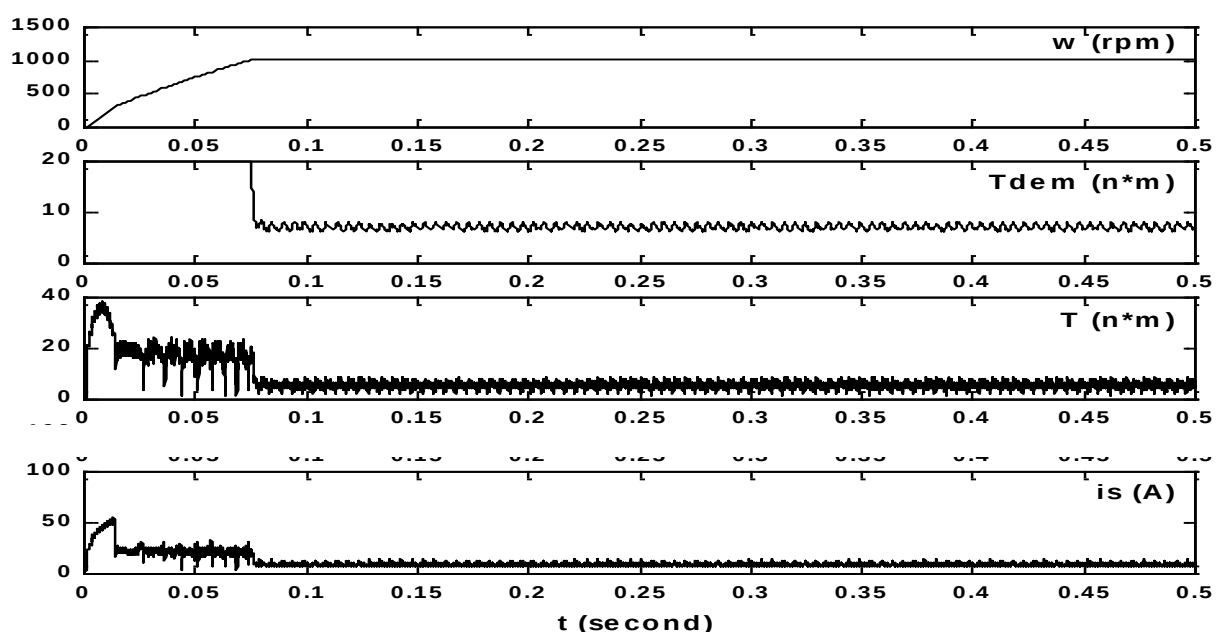
شکل ۵-۱۱: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۱ نیوتن-متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 1, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

یک نمونه از نتایج شبیه سازی استراتژی کنترل عاطفی توسعه یافته، در پاسخ به فرمان ورودی سرعت

۱۵۰۰ دور بر دقیقه و گشتاور بار ۱ نیوتن-متر، در شکل (۵-۱۱) آورده شده است که در آن

پارامترهای کنترل کننده سرعت عاطفی عبارتند از: $k_p = 1, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01$ و

$k_2 = 0.01$. شکل فوق، به ترتیب (از بالا به پائین) حاوی شکل موجهای: سرعت w ، گشتاورهای تولیدی T و درخواستی T_{dem} ، پارامترهای گین G_a و G_{oc} ، سیگنال عاطفی EC و تحریک SI ، و بالاخره خروجی کنترل کننده سرعت عاطفی MO است. مقایسه نتیجه اخیر با نتایج مشابه کنترل کننده PID، مندرج در شکل (۵-۱۲) گویای عملکرد بهتر کنترل کننده عاطفی توسعه یافته (با لحاظ معیارهای متنوع رفتاری بخشهای گذرا و ماندگار پاسخ) است.



شکل ۵-۱۲ نمونه نتایج مربوط به اعمال کنترل کننده سرعت PID جهت ردیابی فرمان سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور بار ۵ نیوتن-متر

فصل ششم

پایداری کنترل کننده عاطفی پیشنهادی

۶-۱ مقدمه

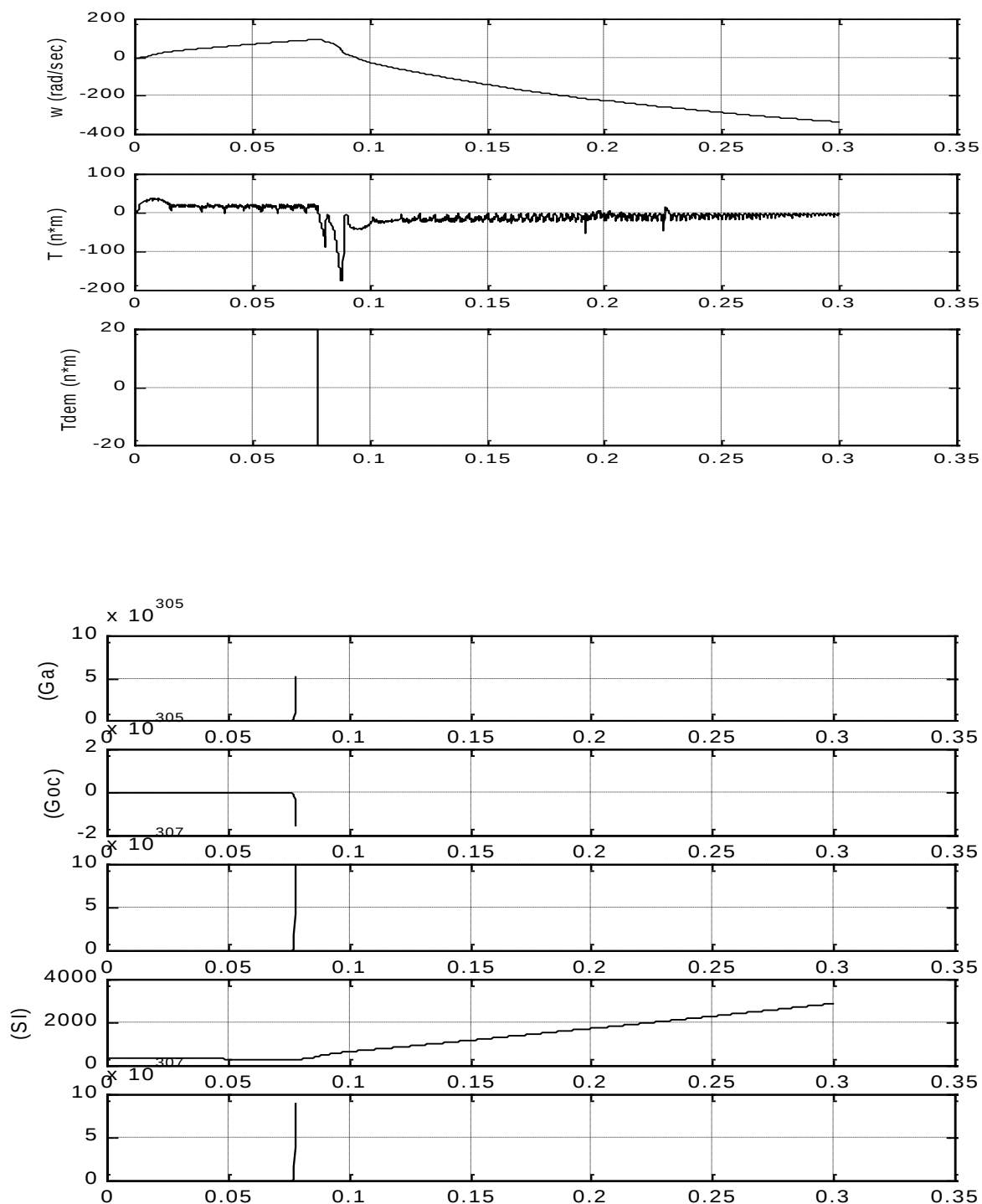
در این فصل هدف بررسی مهمترین مشخصه عملکردی سیستم کنترل عاطفی پیشنهادی یعنی مبحث پایداری سیستم حلقه بسته می باشد. در تمام سیستم های کنترل حلقه بسته صرفنظر از نوع ساختار آنها اعم از خطی یا غیر خطی، کلاسیک یا هوشمند دو وجه اساسی باید مد نظر طراح قرار گیرند. مهمترین عامل یا به عبارت دیگر شرط لازم یعنی پایداری و در کنار آن بحث عملکرد مناسب و خوب سیستم. زیرا هیچ سیستم کنترلی ناپایدار در واقعیت قابل تحقق نبوده و لذا ارزش عملی ندارد. با در نظر گرفتن این واقعیت در بخش بعدی سعی در ارائه بحث پایداری کنترل کننده پیشنهادی از لحاظ کمی و کیفی شده است.

۶-۲ بررسی پایداری کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی

بررسی های انجام گرفته نشان می دهند برای مقادیر نامناسب پارامترهای سیگنالهای تحریک SI و عاطفی EC ، بویژه در محدوده سرعتهای متوسط به بالا، سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM ناپایدار میشود (نماد ناپایداری سیستم حلقه بسته، همان مشخصه سیستمهای بیولوژیکی ناپایدار، یعنی افزایش یکنوای سیگنال عاطفی EC است). هرچند، با توجه به ماهیت رفتاری بشدت غیرخطی موتور PMSM، اثر مخرب ساختار نامطلوب سیگنال عاطفی EC و نیز ضرایب نامناسب آن بر رفتار پایدار سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM قابل انتظار است ولی در خصوص سیگنال تحریک SI (یا معادلاً ساختار کنترلی PI) مشکل گزارش شده تعجب برانگیز است (بررسی های متعدد انجام شده نشان می دهند که تغییرات وسیع ضرایب کنترل کننده سرعت PI فاقد مکانیسم تنظیم ضرایب، صرفاً به خوب یا بد شدن کیفیت رفتار سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM منتهی میشود در حالیکه رفتار آن کماکان پایدار است). چند نمونه متفاوت از نتایج شبیه سازی منعکس کننده مشکل فوق در شکل های (۶-۱) الی (۶-۳) نشان داده شده اند که در آن، شکل های (۶-۱) و (۶-۲) منعکس کننده اثر نامطلوب پارامترهای نامناسب سیگنال عاطفی EC و

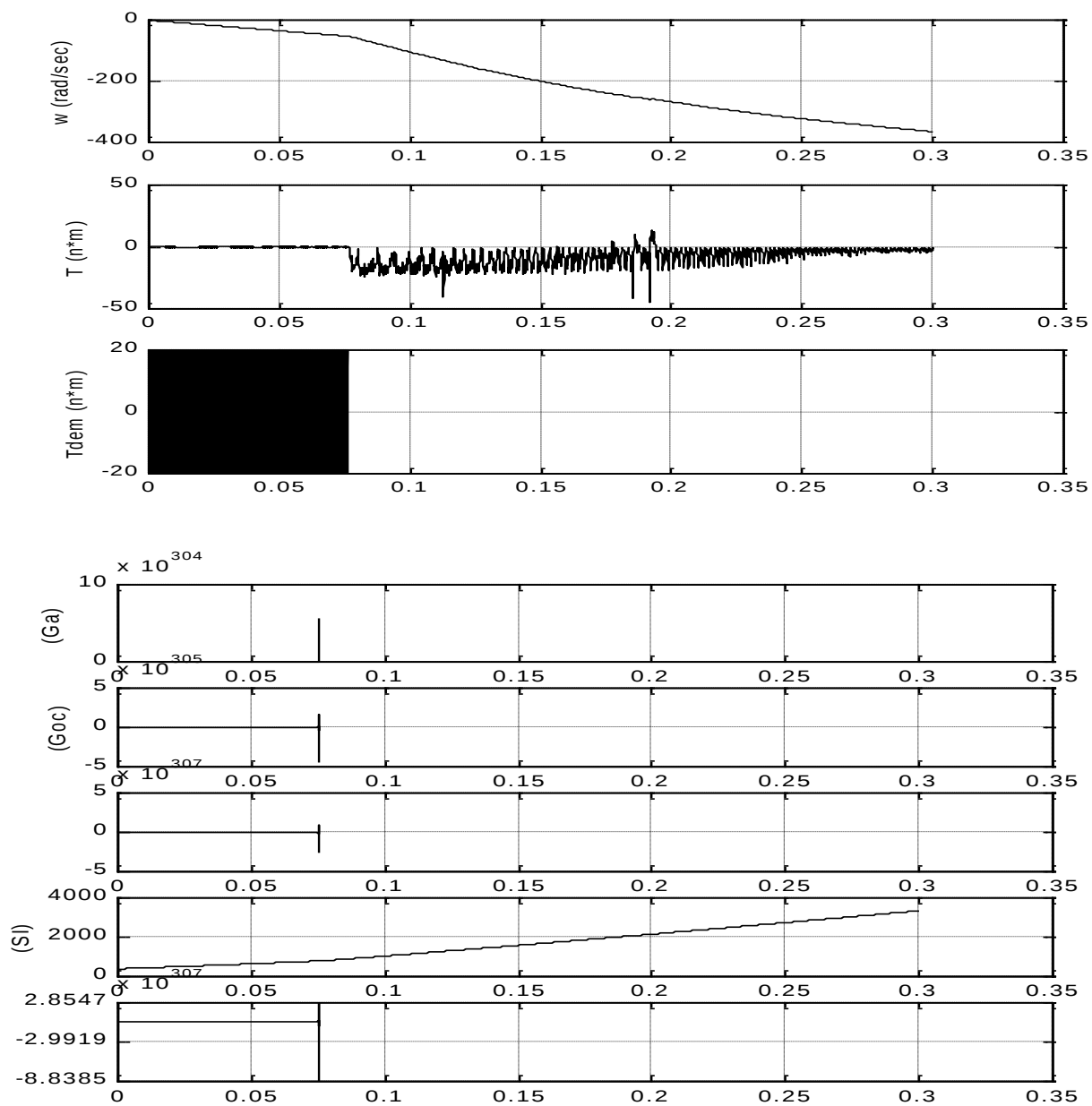
شکل (۳-۶) منعکس کننده اثر نامطلوب پارامترهای نامناسب سیگنال تحریک SI , در بروز ناپایداری در سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM مورد بررسی است. ضمناً، علت ارائه دو شکل در خصوص تأثیر نامطلوب پارامترهای نامناسب سیگنال عاطفی EC بر رفتار سیستم حلقه بسته، تفاوت مکانیسم ناپایداری بروز کرده است که در ادامه تشریح خواهند گردید. لازم بذکر است که در تمام نتایج شبیه سازی مورد اشاره، سرعت ω از ابتدا و یا پس از لحظاتی سقوط نموده و رفتار یکنوای کاهشی از خود بروز میدهد که علت آن، عدم تولید گشتاور مفید قابل توجه T ، علیرغم حضور گشتاور بار T_l مخالف صفر است. (در عمل آنچه در این موارد اتفاق میافتد عدم توانایی موتور در راه اندازی گشتاور بار تا رسیدن به سرعت درخواستی است).

ریشه یابی مشکل مورد اشاره به نتایج جالبی در خصوص محدوده رفتار پایدار کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی (از منظر پارامترهای متعدد آن) و نیز دیگر قابلیتهای منحصر بفرد آن منجر شده است که در ادامه بدان پرداخته میشود.



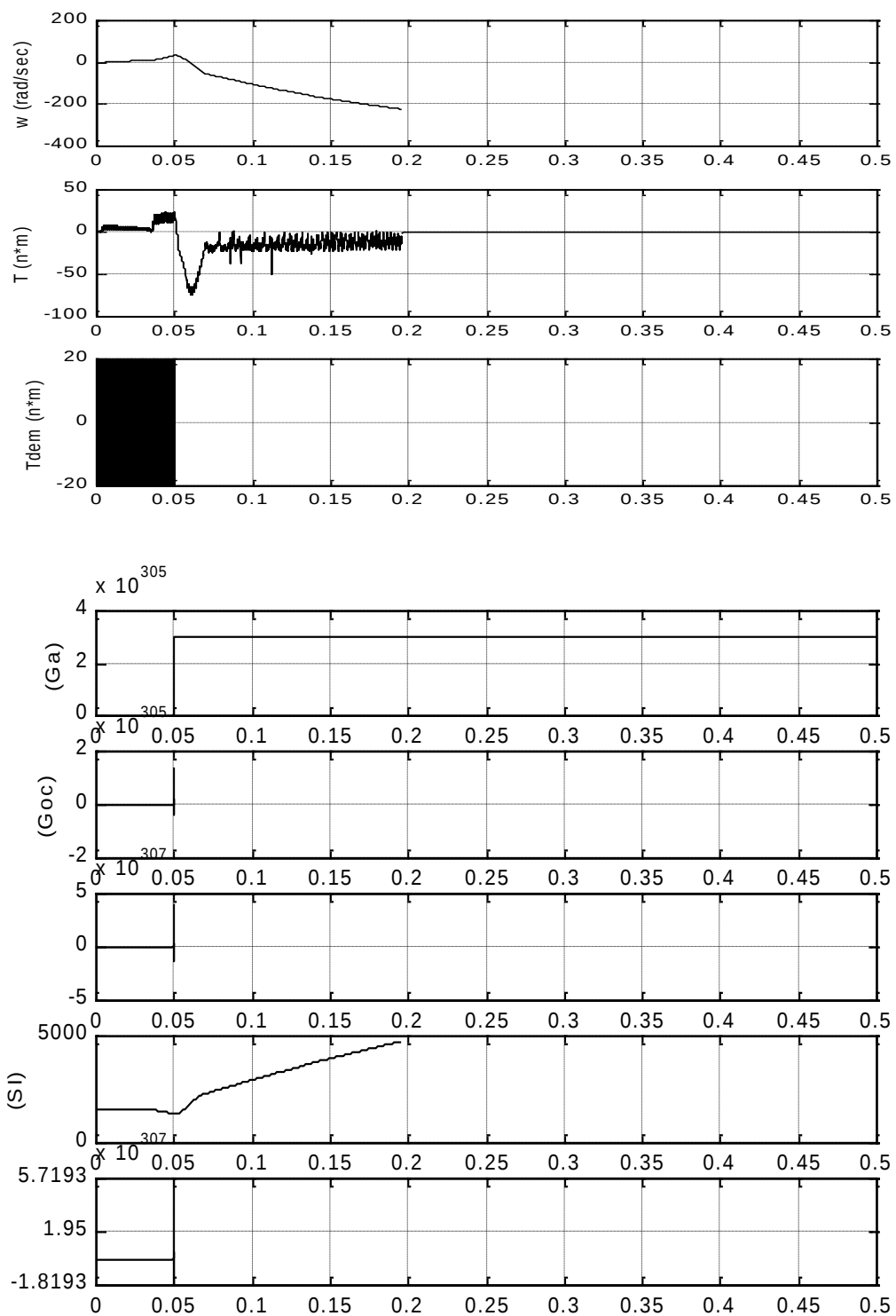
شکل ۶-۱: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

(پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 1.1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$).



شکل ۶-۲: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

(پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.3, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)



شکل ۳-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

(پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 10, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

قبل از هر چیز لازمست به چند نکته در خصوص کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی (با توجه به ماهیت رفتاری موتور PMSM و نیز با استناد به ساختار و روابط ریاضی حاکم بر کنترل کننده عاطفی) اشاره شود:

۱- ماهیت رفتاری مورد انتظار از سیگنالهای مختلف کنترل کننده عاطفی در شرایط پایداری سیستم حلقه بسته:

سیگنال عاطفی EC قاعداً بایستی رفتاری کاهشی و البته همگرا به یک سطح کمینه داشته باشد. G_a گین واحد آمیگدالا دارای یک رفتار تقریباً ناگهانی افزایشی و سپس تثبیت در حداکثر سطح مجازش است. G_{oc} گین واحد اربیتوفرائتال دارای یک رفتار همگرای افزایشی/کاهشی (و احتمالاً با کمی نوسان) است. و بالاخره، سیگنال تحریک SI برخوردار از یک رفتار همگرای کاهشی تا حصول همگرایی در سیگنالهای EC و G_{oc} و سپس افزایش بسیار جزئی بدلیل جمله انتگرالی است. نتایج شبیه سازی پایدار ارائه شده قبلی و بعدی گواه صحت مطالب فوق هستند. جالب است که نقطه زمانی تثبیت همگرایی تمام سیگنالهای فوق تقریباً مصادف با زمان ختم حداکثر گشتاور درخواستی است. لازم بذکر است که تقریباً در تمام استراتژیهای کنترل سرعت موتور PMSM (با استناد به نتایج شبیه سازیهای ارائه شده قبلی و فعلی)، گشتاور درخواستی/تولیدی ابتدا در حداکثر سطح مجاز خود قرار گرفته تا سیستم با حداکثر سرعت ممکنه به حوالی سرعت مورد نظر برسد و پس از

آن سطح گشتاور درخواستی/تولیدی به سطح کمینه مورد نیازش یعنی $T_{dem} \approx T_e$ $\Rightarrow \frac{dw}{dt} \approx 0$

$= T_l + B\omega$ تقلیل می یابد.

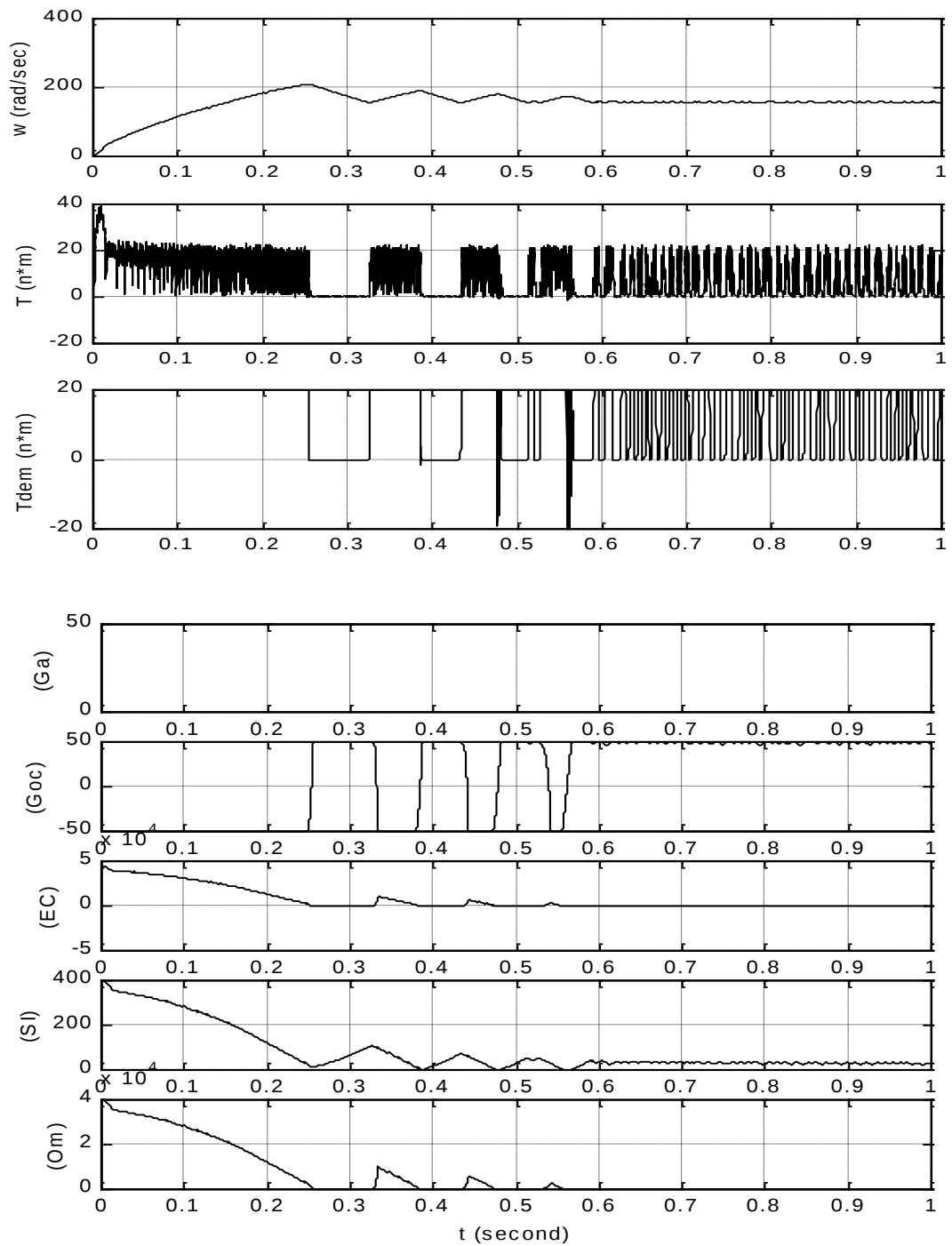
۲- رفتار سیگنال عاطفی EC در سیستمهای بیولوژیکی پایدار ماهیتاً از نوع کاهشی همگراست (مگر در برخورد با شرایط جدید و لزوم تجدید نظر در فرآیند همگرایی). جهت همراهی با این واقعیت بیولوژیکی قطعاً لازمست علامت ضرایب سیگنال EC به درستی انتخاب شوند. بر این اساس و با توجه به ماهیت رفتاری مورد انتظار از سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM، بدیهی است که علامت ضرایب a_{ec1} و a_{ec2} در (۲۲-۵) بایستی مثبت انتخاب شوند (بطور کلی، علامت ضرایب اهداف اولیه / ثانویه ای که بایستی مینیمم شوند مثبت و علامت ضرایب اهداف اولیه / ثانویهای که بایستی ماکزیمم شوند منفی انتخاب میشوند). ضمناً با توجه به ساختار پیشنهادی در (۲۲-۵) برای سیگنال عاطفی EC ، بدیهی است که بایستی انتظار حداقل خطای ماندگار سرعتی را داشته باشیم که البته نتایج شبیه سازی نیز مؤید آن هستند.

۳- نتایج شبیه سازی نشان می دهد که آستانه شروع نوسان و بروز ناپایداری پارامتر a_{ec1} بمراتب بیشتر از a_{ec2} در سیگنال عاطفی EC است که البته امری قابل انتظار است چرا که پارامتر a_{ec1} در خطای سرعت e_w (که پس از گذشت زمان اولیه ناچیز و رسیدن به حوالی سرعت درخواستی تقریباً ناچیز است) ضرب میشود و پارامتر a_{ec2} در خروجی MO نسبتاً بزرگ. البته توجیه کامل و دقیق این موضوع در ادامه آورده شده است.

۴- علت اصلی بروز ناپایداری رفتاری در سیستم حلقه بسته، وجود فیدبک مثبت ذاتی در دل ساختار کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی است. همانطور که قبلاً در توجیه علت ارائه دو شکل نمونه (۱-۶) و (۲-۶)، در خصوص بررسی اثر نامطلوب پارامترهای نامناسب سیگنال عاطفی EC بر رفتار سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM، ذکر شد و در ادامه نیز (ضمن تحلیل پایداری کنترل کننده عاطفی و جستجوی نواحی پایداری/ ناپایداری پارامترهای آن) بدان اشاره خواهد شد دو نوع ناپایداری در سیستم کنترل حلقه بسته متشکل از کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی داریم که عبارتند از: ناپایداری از نوع واگرایی (متأثر از فیدبک مثبت موجود در حلقه

تنظیم گین G_{oc} و ناپایداری از نوع نوسانی (متأثر از فیدبک منفی ناپایدار موجود در حلقه تنظیم گین G_{oc}). منشأ هر دو نوع ناپایداری، گین G_{oc} واحد اربیتوفرانتال است چرا که گین G_a واحد آمیگدالا ذاتاً مقید به تغییرات یکنوای افزایشی است که آنهم با اعمال محدودگر قابل کنترل است. با اعمال محدودگر به گینهای تطبیقی G_a و G_{oc} (جهت همراهی با شرایط واقعی یک سیستم بیولوژیکی) نتایج جالبی بدست می آید بدین صورت که ناپایداری از نوع واگرایی (بعلت استفاده از مقادیر بزرگ و نامناسب پارامترهای کنترل کننده عاطفی) عملاً حذف و رفتار سیستم حلقه بسته قابل قبولی حاصل شد هرچند بدیهی است که نبایستی انتظار بهترین پاسخ گذرا را در حالت اخیر داشت. عبارت دیگر، محدودگرهای گین مورد استفاده عملاً اثر مخرب فیدبک مثبت موجود در حلقه تنظیم گین G_{oc} را جبران و بنوعی افزایش وسعت حوزه پایداری پارامترهای کنترل کننده عاطفی را بدنبال دارند.

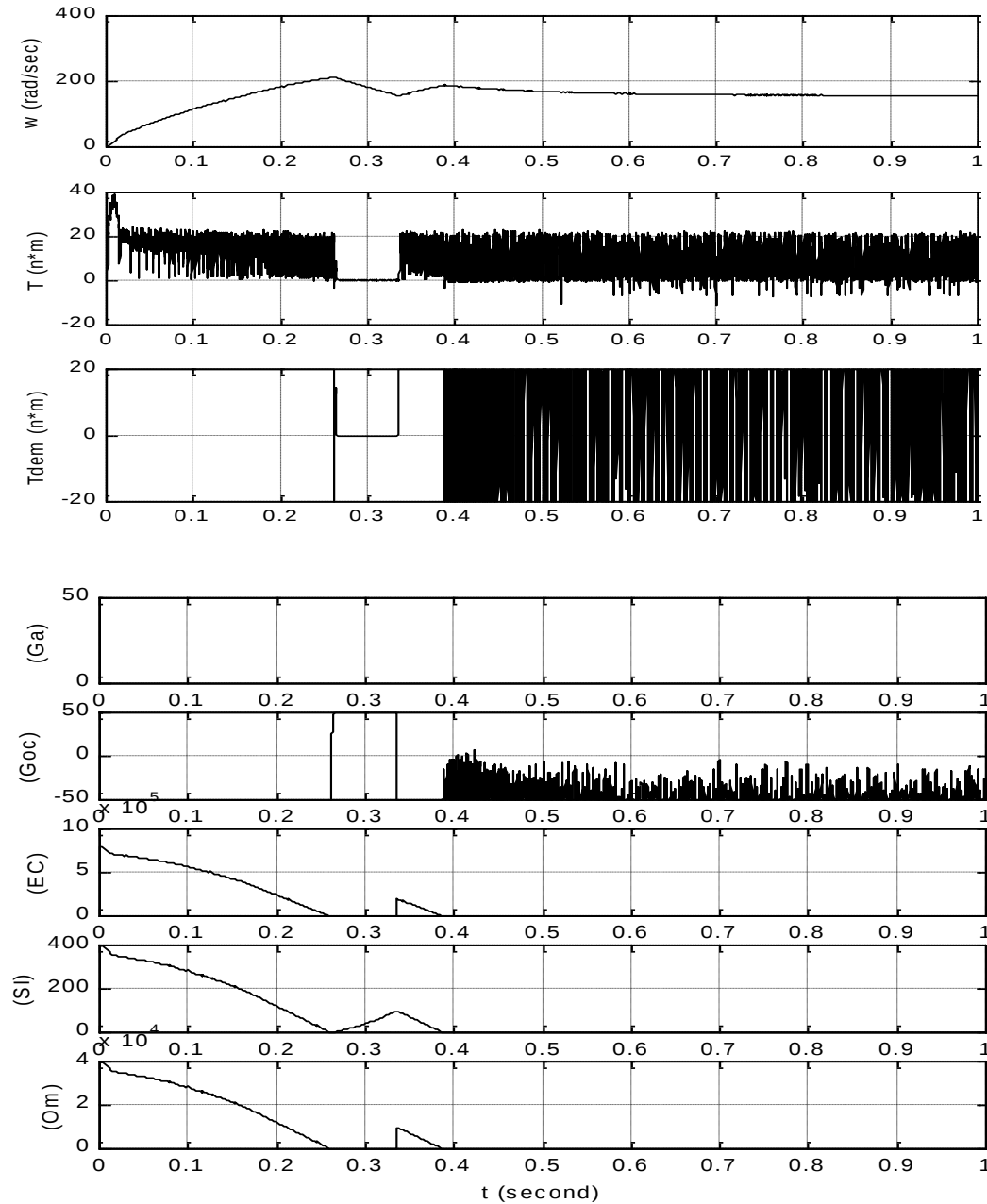
تحت شرایط اجراء مشابه با شکل (۶-۱)، پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی همراه با محدودگرهای گین (با سطوح ± 50) در شکل (۶-۴) نشان داده شده است که گویای توفیق ایده کاربرد محدودگر گین است.



شکل ۶-۴: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-

متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_i = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 1.1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

در شکل (۵-۶)، پاسخ کنترل کننده عاطفی همراه با محدودگر گین، بازای مقدار بمراتب بزرگتر ضریب a_{ec2} سیگنال عاطفی EC نشان داده شده است که مجدداً تأییدکننده توفیق ایده محدودگر گین در حذف ناپایداری از نوع واگرایی و افزایش وسعت حوزه پایداری ضرایب سیگنال عاطفی EC است.

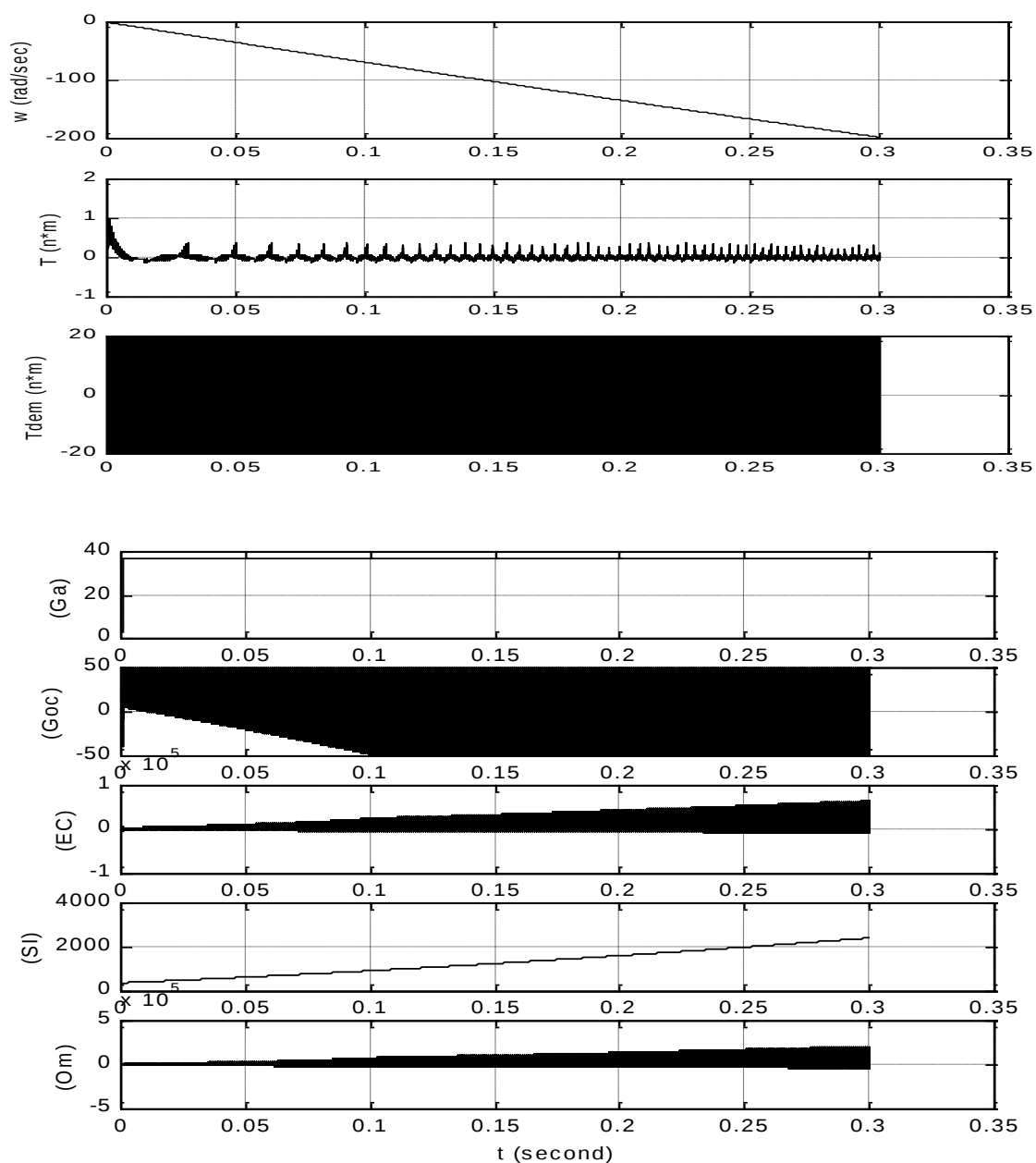


شکل ۵-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-

متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_i = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 20.1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

تحت شرایط اجراء مشابه با شکل (۶-۲)، پاسخ کنترل کننده عاطفی پیشنهادی همراه با محدودگر گین در شکل (۶-۶) نشان داده شده است که در مقایسه با شکل (۶-۲)، هرچند گینهای تطبیقی G_a و G_{oc} در اجرای جدید محدود گردیده اند ولی سیستم حلقه بسته کماکان رفتاری ناپایدار دارد. ناپایداری نوسانی مشاهده شده در نتایج شبیه سازی اخیر، شکل دوم ناپایداری موجود در ساختار کنترل کننده عاطفی پیشنهادی است که بدلیل فرکانس بالا و لذا عدم توانایی دینامیکهای موتور در همراهی با آن (به بیان دیگر، تقریباً صفر بودن گشتاور تولیدی)، نهایتاً منجر به واگرایی سیستم حلقه بسته و عدم توفیق موتور در راه اندازی بار و دستیابی به سرعت درخواستی میشود.

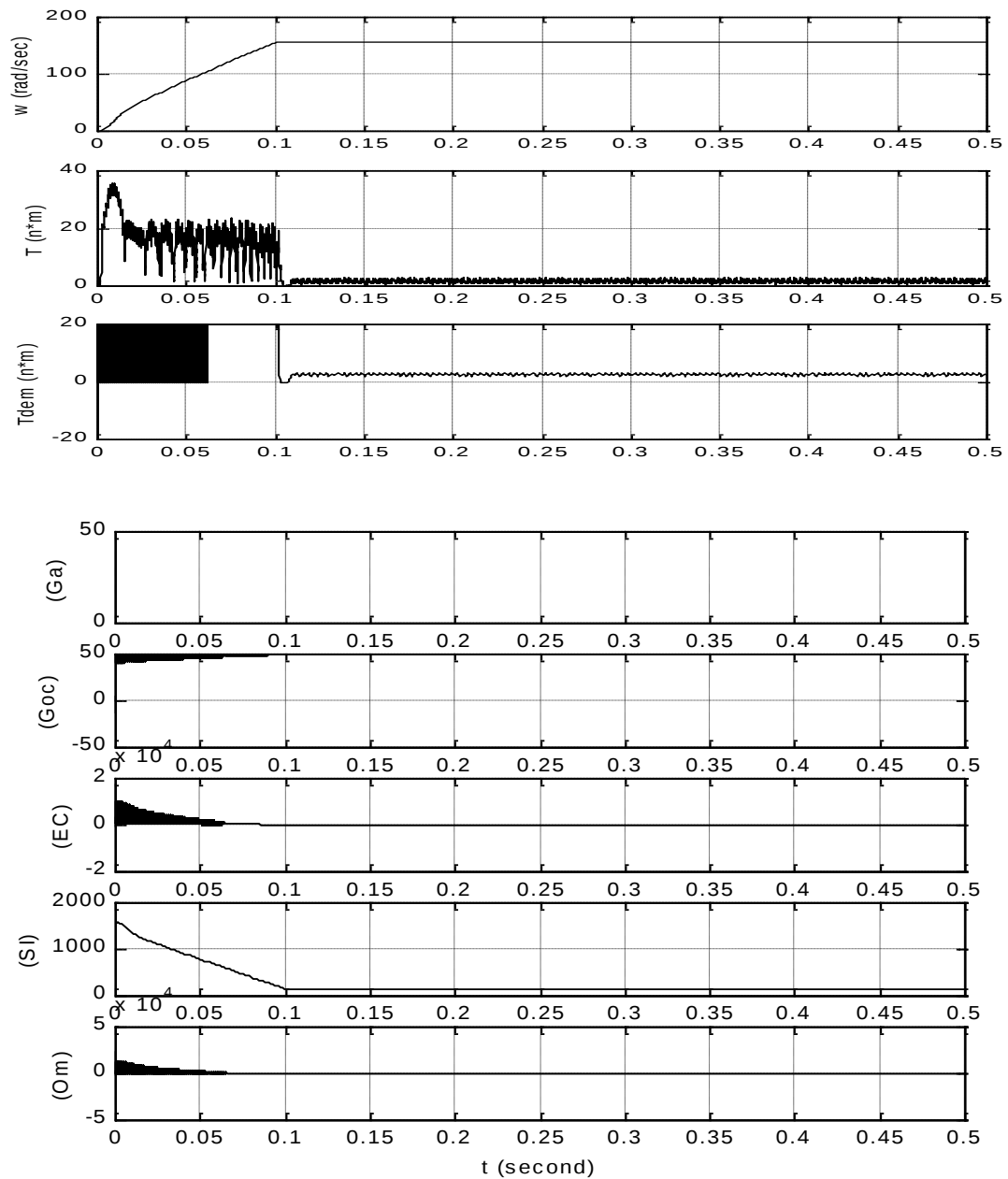
از نکات قابل توجه در شکل (۶-۶)، تثبیت تقریباً آنی گین به مقدار ثابت کمتر از ماکزیمم سطح دیکته شده توسط محدودگر گین اعمالی است. دامنه نوسان فرکانس بالای گین پس از مدت کوتاهی به حداکثر سطح مجازش رسیده و سیگنال تحریک نیز نوسانات فوق را با دامنه یکنوای افزایشی بروز میدهد.



شکل ۶-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{cc1} = 5.5, a_{cc2} = 0.3, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

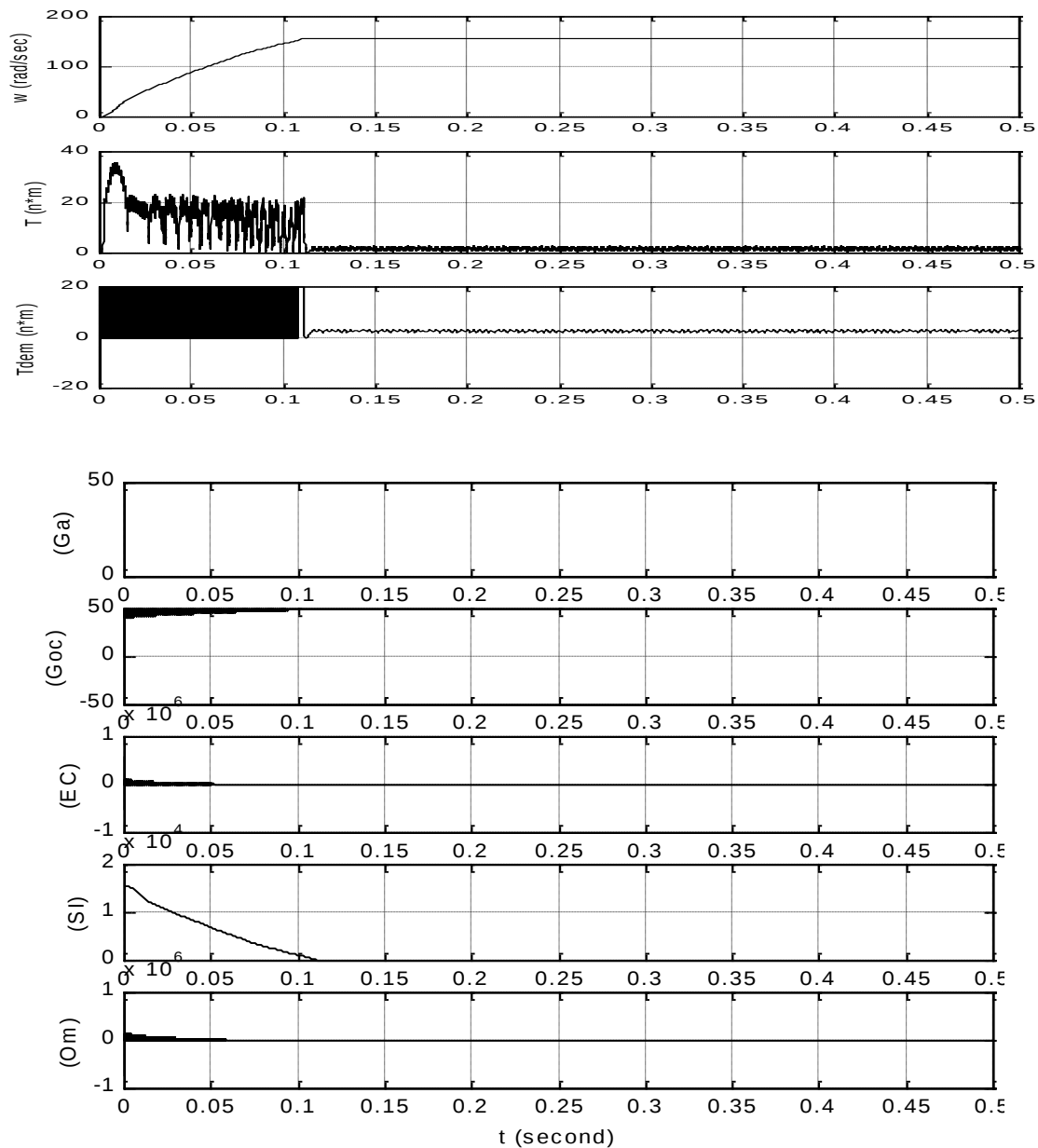
تحت شرایط اجراء مشابه با شكل (۳-۶)، پاسخ کنترل كننده عاطفی پیشنهادی همراه با محدودگر گین در شكل (۷-۶) نشان داده شده است كه مجدداً گویای توفیق ایده کاربرد محدودگر گین، در حذف ناپایداری از نوع واگرایی موجود در ساختار کنترل كننده عاطفی توسعه یافته است.



شكل ۷-۶: پاسخ کنترل كننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن -

متر (پارامترهای کنترل كننده عبارتند از: $k_p = 10, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

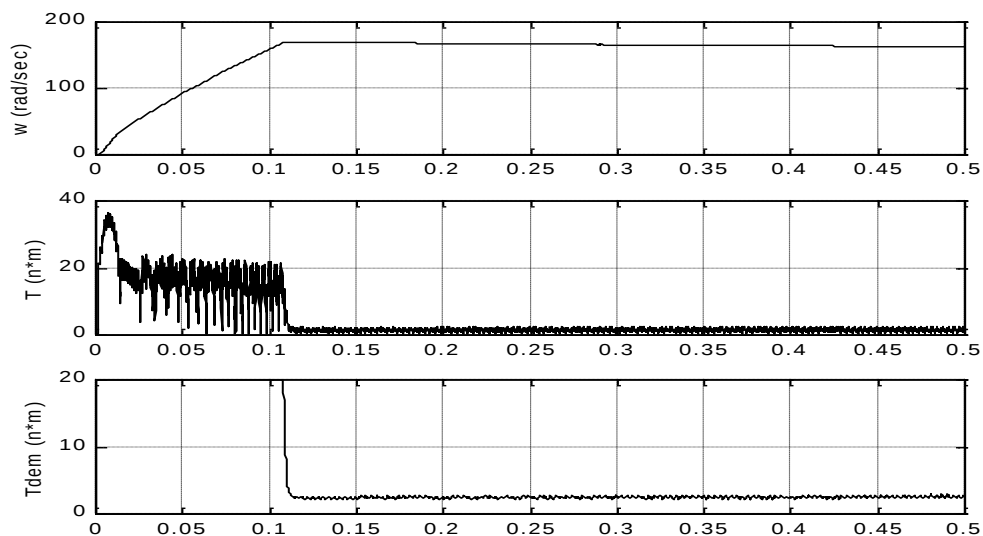
در شکل (۸-۶)، پاسخ کنترل کننده عاطفی همراه با محدودگر گین، بازای مقدار بمراتب بزرگتر پارامتر k_p سیگنال تحریک SI نسبت به اجرای قبلی نشان داده شده است که نشان دهنده کارکرد قابل توجه محدودگرهای گین در توسعه حوزه پایداری ضرایب سیگنال تحریک SI است.



شکل ۸-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-

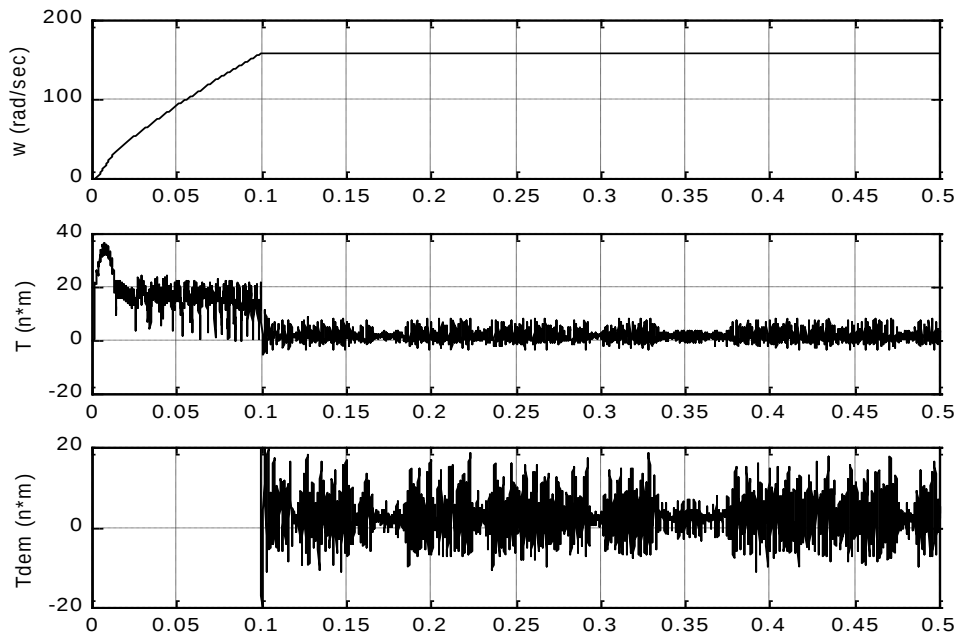
متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 100, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.7, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

علاوه بر حذف ناپایداری از نوع واگرایی و توسعه حوزه پایداری پارامترهای کنترل کننده، محدودگر گین به همراه سایر بخشهای کنترل کننده عاطفی توسعه یافته باعث جبران عملکرد نامطلوب سیستم حلقه بسته ناشی از مقداردهی نامطلوب ضرایب سیگنال تحریک میشود. نتایج شبیه سازی شکلهای (۹-۶) و (۱۰-۶)، که به ترتیب مربوط به پاسخ کنترل کننده سرعت PI فاقد مکانیسم تنظیم با ضرایب k_p و k_I مشابه شکلهای (۷-۶) و (۸-۶) هستند، گواه این مدعی است.



شکل ۹-۶: پاسخ کنترل کننده سرعت PID به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

(پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 10, k_I = 20$)



شکل ۶-۱۰: پاسخ کنترل کننده سرعت PID به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

(پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 100, k_i = 20$)

در ادامه به تحلیل کیفی- کمی پایداری سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMSM، متشکل از کنترل کننده عاطفی توسعه یافته، می پردازیم. همانطور که در قسمتهای گذشته ذکر شد و نتایج شبیه سازی نیز مؤید آن هستند؛ عامل اصلی ناپایداری از نوع نوسانی/ واگرایی، وضعیت رفتاری G_{oc} واحد اربیتوفرانتال است.

با ترکیب (۵-۱۹) و (۵-۲۲) خواهیم داشت

$$\Delta G_{oc} = k_2 \cdot [(1 - a_{ec2}) \cdot MO - a_{ec1} \cdot e_w] \quad (۶-۱)$$

حال با دقت در (۵-۲۰) و (۵-۲۳)، میتوان حضور فیدبک مثبت (عامل بروز ناپایداری از نوع واگرایی) یا منفی (عامل بروز ناپایداری از نوع نوسانی) مورد اشاره در قسمتهای قبلی را درون حلقه تنظیم G_{oc} حس کرد که البته فیدبک مثبت در صورت منفی بودن علامت ضریب $1 - a_{ec2}$ و فیدبک منفی در صورت مثبت بودن علامت ضریب $1 - a_{ec2}$ حاصل خواهد شد.

از طرف دیگر، همانطور که ماهیت رفتاری (۲۰-۵) و (۲۳-۵) نشان میدهد، نرخ نوسانات گین G_{oc} (یا دینامیک G_{oc}) بمراتب بیشتر از دینامیکهای موتور و دیگر بخشهای سیستم حلقه بسته است. لذا می توان در وضعیت سیگنال کوچک فعلی (بررسی تأثیر نوسانات مختصر G_{oc} حول نقطه کار فرضی)، در راستای بررسی شرایط همگرایی/ واگرایی کنترل کننده عاطفی و متعاقباً کل سیستم حلقه بسته، باقی اطلاعات سیستم حلقه بسته و از جمله سیگنالهای e_w و SI (که در ارتباط مستقیم با دینامیکهای کندتر موتور PMSM هستند) را ثابت فرض کرد. فرم سیگنال کوچک (۲۰-۵) برابر است با

$$\delta_{MO} \approx -\delta_{G_{oc}} \cdot SI \quad (۲-۶)$$

همچنین فرم سیگنال کوچک (۲۳-۵) نیز برابر است با

$$\delta_{\Delta G_{oc}} = k_2 \cdot [(1-a_{ec2}) \cdot \delta_{MO} - a_{ec1} \cdot \delta_{e_w}] \stackrel{\delta_{e_w} \approx 0}{\approx} k_2 \cdot (1-a_{ec2}) \cdot \delta_{MO} \quad (۳-۶)$$

با ترکیب دو رابطه اخیر داریم

$$\delta_{\Delta G_{oc}} \approx -k_2 \cdot (1-a_{ec2}) \cdot \delta_{G_{oc}} \cdot SI \quad (۴-۶)$$

تعریف میکنیم $\delta_{G_{oc}} \triangleq y$. پس با تقریب قابل قبولی داریم $\delta_{\Delta G_{oc}} \approx \frac{dy}{dt}$. با بازنویسی (۴-۶) برحسب تعاریف اخیر داریم

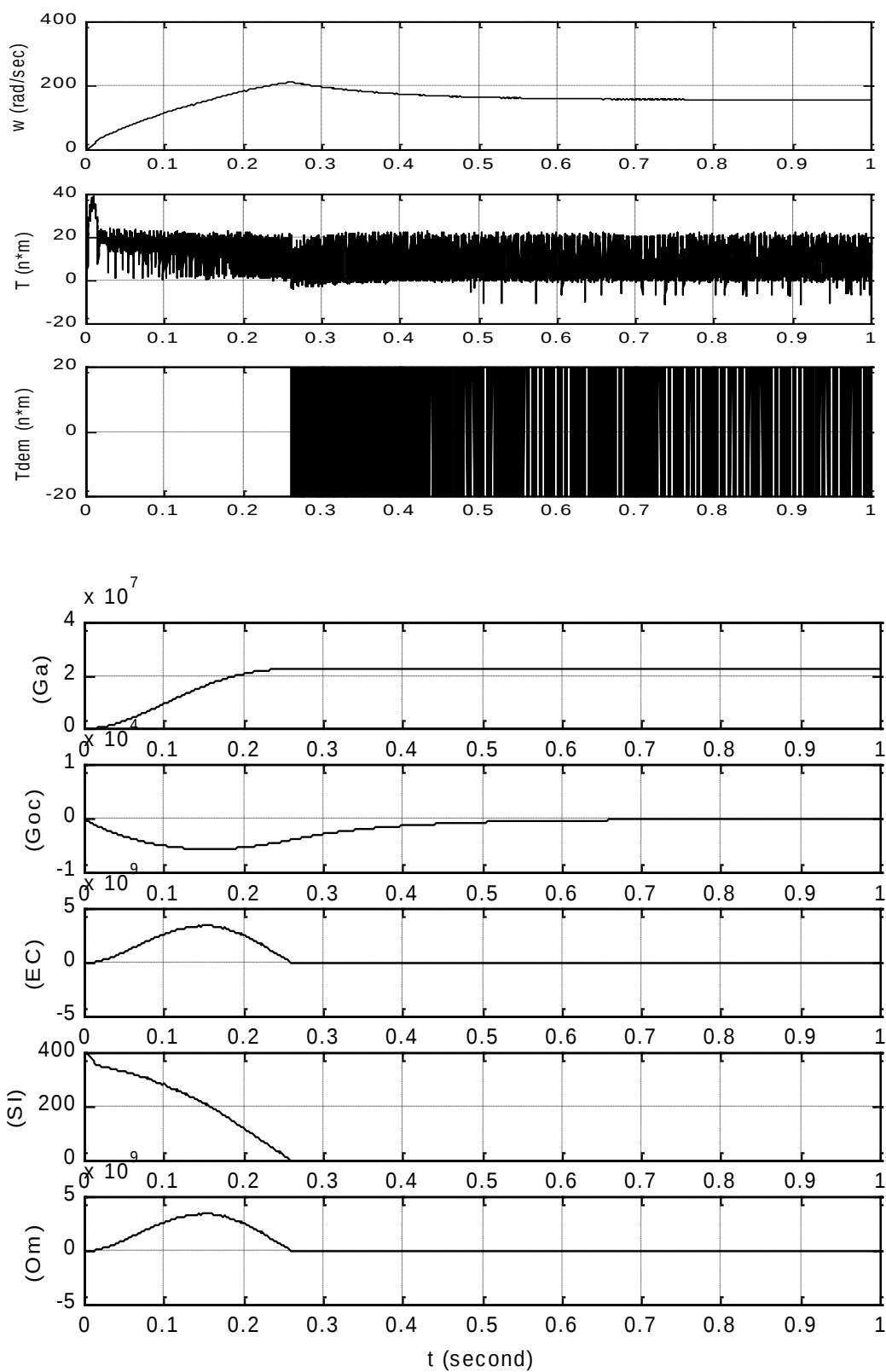
$$\frac{dy}{dt} + k_2 \cdot (1-a_{ec2}) \cdot SI \cdot y = 0 \quad (۵-۶)$$

و بالاخره با گرفتن تبدیل لاپلاس از رابطه اخیر خواهیم داشت

$$Y(s) = \frac{1}{s + k_2 \cdot (1-a_{ec2}) \cdot SI} \quad (۶-۶)$$

که در آن، $Y(s)$ تبدیل لاپلاس تغییرات کوچک گین G_{oc} بوده و SI نیز مقداری ثابت فرض شده است. حال باستناد مدل سیگنال کوچک منتهی و باقی روابط حاکم بر مسأله، موارد زیر در خصوص حوزه پایداری/ ناپایداری سیستم حلقه بسته کنترل سرعت موتور PMS، متشکل از کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی، را میتوان نتیجه گیری نمود:

۱- از نظر تئوری (با رعایت فرضیات اعمالی و نیز فرض عملکرد ایده آل بخشهای مختلف سیستم)، اگر $a_{ec2} \geq 1$ باشد فیدبک موجود در حلقه داخلی تنظیم گین G_{oc} مثبت خواهد شد (بعبارت دیگر، تغییرات G_{oc} و ΔG_{oc} همسو خواهند شد) بطوریکه در حالت $a_{ec2} = 1$ ، دینامیک y دارای قطبی در مبدأ بوده و آماده واگرایی است و در حالت $a_{ec2} > 1$ ، دینامیک y دارای قطب حقیقی ناپایدار بوده و لذا y و متعاقباً سیستم حلقه بسته ناپایدار خواهند شد. تحت شرایط اجرای مشابه با شکل (۶-۱) و البته بازای $a_{ec2} = 1$ ، پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی در شکل (۶-۱۱) نشان داده شده است که گویای همگرایی پاسخ، علیرغم نوسانات شدید سیگنالهای مختلف داخلی سیستم است. نتایج شبیه سازی ارائه شده و بخصوص شکلهای (۶-۱) و (۶-۱۱)، مطابقت خوبی با نتایج اخیر بدست آمده در خصوص بررسی حوزه پایداری/ ناپایداری سیستم حلقه بسته (از منظر ضریب a_{ec2} سیگنال عاطفی EC) دارند. لازم بذکر است که ناپایداری ایجاد شده (بدلیل مثبت شدن فیدبک داخلی حلقه تنظیم گین G_{oc}) با تعبیه محدودگرهای گین G_a و G_{oc} بطور کامل قابل حذف است هرچند نبایستی انتظار عملکرد گذرای چندان مطلوبی از سیستم حلقه بسته را داشت. نتایج شبیه سازی قبلی شکلهای (۶-۴) و (۶-۵) مؤید این موضوع هستند.



شکل ۶-۱۱: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-متر

(پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 1, k_1 = 0.01, k_2 = 0.01$)

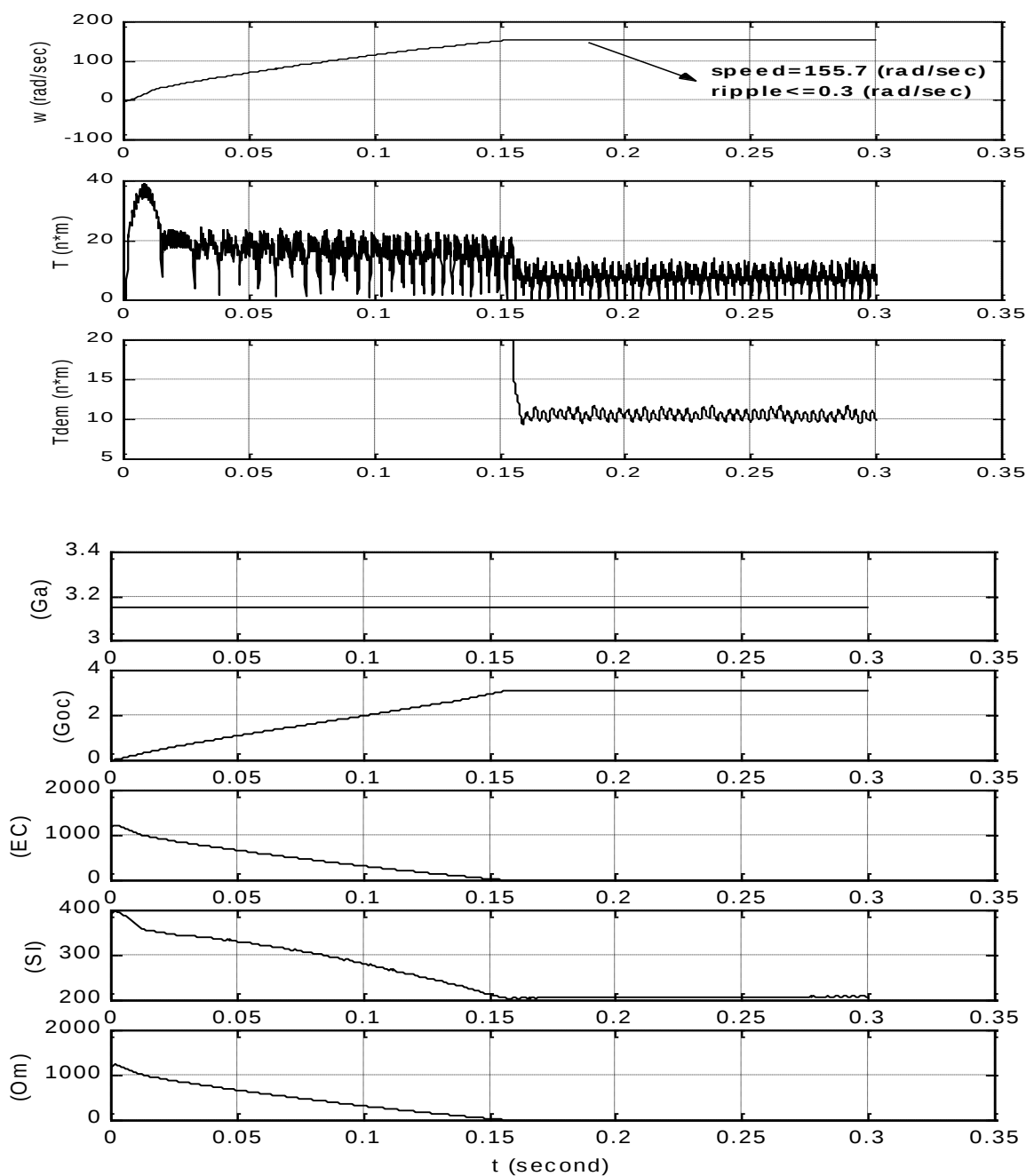
۲- از نظر تئوری، اگر $0 < a_{ec2} < 1$ باشد فیدبک موجود در حلقه داخلی تنظیم گین G_{oc} منفی

شده و خواهیم داشت

$$\left. \begin{aligned} \Delta G_{oc} &\approx k_2 \cdot MO \\ MO &= (G_a - G_{oc}) \cdot SI \end{aligned} \right\} \Rightarrow \Delta G_{oc} \approx k_2 \cdot (G_a - G_{oc}) \cdot SI \quad (7-6)$$

بعبارت دیگر، ΔG_{oc} دارای تغییراتی در خلاف جهت تغییرات G_{oc} و البته با نسبت تقریبی $k_2 \cdot SI$ است. پرواضح است که در صورت بزرگ بودن سیگنال تحریک SI و نیز نامناسب بودن مقدار k_2 ، سیستم حلقه بسته شاهد نوسان فرکانس بالا (با دامنه محدود شده توسط محدودگرهای گین G_a و G_{oc}) خواهد بود که بدلیل دینامیک کند موتور و بلوکهای رگولاتور، قابل ردیابی نبوده و لذا، بدلیل عدم توانایی موتور در تولید گشتاور مفید مورد نیاز، عملاً موتور قدرت راه اندازی بار و دستیابی به سرعت درخواستی را نخواهد داشت. شکلهای (۲-۶) و (۶-۶) گویای وضعیت مورد اشاره (ناپایداری ناشی از حضور نوسان فرکانس بالا در گین G_{oc} و سایر بخشهای کنترل کننده) هستند که بازای مقدار $a_{ec2} = 0.3$ (البته با توجه به سطح سیگنالهای دیگر بخشهای سیستم) حادث شده و توسط محدودگرهای گین G_a و G_{oc} نیز قابل رفع نیست. دو راه حل، در خصوص مقابله با مشکل اخیر (وقوع نوسان فرکانس بالای مزاحم علیرغم منفی بودن فیدبک داخلی کنترل کننده عاطفی) به ذهن میرسد. سراسر ترین راه حل، کاهش ضریب یادگیری k_2 است تا با کنترل بهره حلقه باز، عملاً از بروز نوسان فرکانس بالا در مکانیسم تنظیم گین G_{oc} جلوگیری شود. تحت شرایط اجرای مشابه با شکلهای (۲-۶) و (۶-۶) و البته بازای $k_2 = 0.001$ ، پاسخ کنترل کننده عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین در شکل (۱۲-۶) نشان داده شده است که گویای موفقیت راه حل پیشنهادی در رفع مشکل مورد اشاره است. تنها ایراد راه حل سراسرست فوق، کاهش سرعت یادگیری گین G_{oc} و متعاقباً کاهش سرعت پاسخ سیستم حلقه بسته است که البته با توجه به سطح نسبتاً بالای سیگنالهای موجود در سیستم، چندان نگران کننده نیست. مقایسه شکل (۱۲-۶) با نتایج مشابه مندرج در شکلهای (۲-۶)، (۷-۶) و (۸-۶)

گوپای کاهش جزئی و البته محسوس سرعت پاسخ سیستم حلقه بسته بازای کاهش نرخ یادگیری گین G_{oc} است.



شکل ۶-۱۲: پاسخ کنترل کننده سرعت عاطفی توسعه یافته همراه با محدودگر گین به فرمان ورودی $w_{dem} = 1500 \text{ rpm}$ و گشتاور بار ۷ نیوتن-

متر (پارامترهای کنترل کننده عبارتند از: $k_p = 2.5, k_I = 20, a_{ec1} = 5.5, a_{ec2} = 0.3, k_1 = 0.01, k_2 = 0.001$)

راه حل دوم مشکل فوق، نرمالیزه کردن جمله MO موجود در سیگنال عاطفی EC پیشنهادی است و البته بدیهی است که تنها باعث تغییر و توسعه محدوده همگرایی پارامتر a_{ec2} خواهد شد. برای اینکار کافی است بجای MO از مقدار $MO_n = MO / (T_l + B \cdot w)$ استفاده شود که در آن جمله $T_l + B \cdot w$ همان مقدار ماندگار مورد نیاز گشتاور تولیدی است. لازم بذکر است که کمیت اخیر، علاوه بر کنترل مستقیم سطح تلاش کنترلی (یا گشتاور درخواستی/تولیدی)، می تواند بطور غیرمستقیم رپیل گشتاور تولیدی را نیز کنترل نماید.

۳- بهتر است که مقادیر اولیه گینهای G_a و G_{oc} حتی المقدور مثبت و کوچک انتخاب شوند و در واقع این اجازه به مکانیسم یادگیری عاطفی داده شود تا مقدار آنها را بر طبق اهداف مد نظر تعبیه شده در سیگنال عاطفی EC ، بصورت مناسب تنظیم نماید. ضمناً از آنجا که در لحظه اولیه حرکت بایستی T_{dem} مثبت باشد و نیز با توجه به مثبت بودن سیگنال تحریک SI در لحظات اولیه کار، گزینه صحیح مقداردهی اولیه گینهای G_a و G_{oc} بصورت $G_a(t=0) > G_{oc}(t=0)$ خواهد بود.

دقت شود که تمام بحثهای ارائه شده قبلی و نیز نتیجه گیریهای بندهای ۱ و ۲، به استناد ساختار خاص سیگنال عاطفی EC موجود در (۵-۲۲) انجام گرفته اند. در هر حال، تحلیل کیفی- کمی انجام گرفته از چند منظر زیر ارزشمند است:

۱- تعیین کرانهای پایداری ضرایب ساختار سیگنال عاطفی EC پیشنهادی (از جهت مقداردهی اولیه مناسب و حتی جستجوی مکانیسم های تنظیم مطلوب پارامترهای کنترل کننده عاطفی).

۲- بررسی و مقایسه ساختارهای مختلف پیشنهادی سیگنال عاطفی EC , از منظرهای: قوام کنترل کننده (یا وسعت کران پایداری پارامترهای کنترل کننده), نحوه همراهی با اهداف ثانویه مد نظر, و بالاخره کیفیت رفتار گذرا و ماندگار سیستم حلقه بسته.

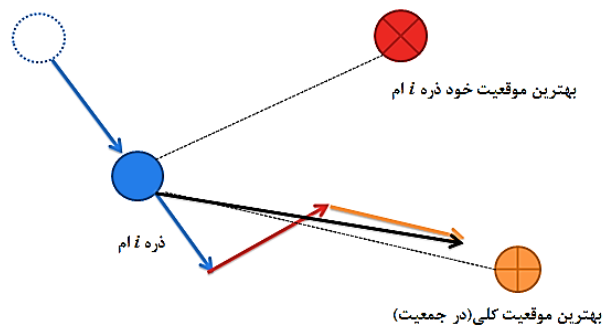
فصل هفتم

بهینه سازی ضرایب کنترل کننده عاطفی

یکی از مسائل مطرح در مورد کنترل عاطفی تنظیم پارامترهای موجود در ساختار کنترل کننده می باشد. پارامترهای کنترل کننده عاطفی نقش اساسی در خروجی آن یا به بیانی دیگر در سیگنال کنترلی دارند. در تمام شبیه سازی های قبلی از روش سعی و خطا برای تنظیم پارامترهای آن استفاده شده است. الگوریتم بهینه سازی پرندگان (PSO)، یک روش بهینه سازی توابع غیر خطی می باشد که از شبیه سازی یک مدل اجتماعی ساده الهام گرفته است. این الگوریتم ارتباط تنگاتنگی با الگوریتم ژنتیک دارد. این تکنیک مانند الگوریتم ژنتیک با یک جمعیت اولیه به عنوان جواب های اولیه شروع می شود و با تغییراتی که در آن ایجاد می کند، جواب بهینه را جستجو می کند. اما برخلاف الگوریتم ژنتیک، عملگرهای تکاملی مانند جهش و تقاطع ندارد. در PSO جواب های احتمالی که همان ذرات یا پرندگان هستند، در فضای مسئله به تعقیب ذرات بهینه می پردازند. نسبت به الگوریتم ژنتیک، PSO به سادگی قابل پیاده سازی می باشد و تعداد پارامترهایی که باید تنظیم شوند، کمتر است. PSO در زمینه های مختلف با موفقیت به کار گرفته شده است. مانند بهینه سازی توابع، آموزش شبکه های عصبی، کنترل فازی. این الگوریتم در چند خط محدود برنامه قابل پیاده سازی است. عملگرهای ریاضی آن خیلی ابتدایی و ساده و به لحاظ محاسباتی بسیار کم هزینه می باشد (از نظر حجم حافظه مورد نیاز و سرعت). در این فصل ما از الگوریتم بهینه سازی پرندگان، برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده عاطفی در کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم استفاده خواهیم کرد، تا عملکرد سیستم کنترل را در ردگیری سرعت مطلوب بهبود بخشیم و مقدار بهینه ای برای پارامترهای قانون کنترل بدست آوریم به طوری انتگرال مجموع مربعات خطای ردگیری سرعت مطلوب کمترین مقدار را داشته باشد.

۲-۷ الگوریتم بهینه سازی ذرات (PSO)

الگوریتم PSO یا الگوریتم بهینه سازی گروه ذرات در سال ۱۹۹۵ توسط جیمز کندی و راسل رابرهارت پیشنهاد شده است [۹۸ و ۹۹]. این الگوریتم بر مبنای عملکرد دسته جمعی گروه‌های حیوانات مانند پرندگان و ماهی‌ها تشکیل شده است. در الگوریتم PSO تعدادی از موجودات وجود دارند که آن‌ها را ذره می‌نامند و در فضای جستجو پخش شده‌اند. هر ذره دارای موقعیت و سرعت می‌باشد. موقعیت هر ذره جوابی برای تابع هدف می‌باشد. سرعت ذره نیز موجب حرکت آن به سوی جواب بهینه برای تابع هدف می‌باشد. در الگوریتم PSO برای رسیدن به جواب بهینه، از اطلاعات هر ذره به صورت محلی استفاده می‌شود. بدین ترتیب که هر ذره با استفاده از ترکیب اطلاعات محل فعلی خود ذره، بهترین موقعیتی که خود ذره قبلاً تجربه کرده و همچنین اطلاعات بهترین موقعیتی که در گروه کل ذرات تجربه شده، جهتی را برای حرکت انتخاب می‌کند و موقعیتش عوض می‌شود. پس از انجام حرکت جمعی ذرات، یک مرحله از الگوریتم به پایان می‌رسد. این مراحل چندین بار تکرار می‌شود تا جواب بهینه حاصل شود [۹۸ و ۹۹ و ۱۰۰]. هر ذره در فضای جستجو برای خود یک موقعیت دارد. موقعیت ذره $\vec{p}^i$ با x^i و سرعت آن را با v^i نمایش می‌دهند. بهترین موقعیتی که ذره $\vec{p}^i$ تا لحظه یا تکرار t تجربه کرده را با $x^{i,best}$ نمایش می‌دهند. همچنین بهترین موقعیتی که در کل گروه تجربه شده است را با x^{gbest} نمایش می‌دهند. در لحظه t ، ذره $\vec{p}^i$ تمایل دارد تا هم کمی در جهت حرکت قبلی خودش حرکت نماید و هم در جهت بهترین موقعیتی خودش تجربه کرده و همچنین در جهت بهترین موقعیتی که در کل گروه ذرات تجربه شده حرکت نماید. شکل (۷-۱) این موضوع را نشان می‌دهد.



شکل ۷-۱: چگونگی تغییر موقعیت هر ذره در هر تکرار.

حرکت ذره i ام در تکرار یا لحظه t به صورت رابطه (۷-۱) و (۷-۲) محاسبه می شود.

$$v^i[t] = w \cdot v^i[t-1] + c_1 \cdot d_1 \cdot (x^{i,best} - x^i[t-1]) + c_2 \cdot d_2 \cdot (x^{gbest} - x^i[t-1]) \quad (۷-۱)$$

$$x^i[t] = x^i[t-1] + v^i[t] \quad (۷-۲)$$

که $v^i[t], x^i[t]$ به ترتیب موقعیت و سرعت ذره i ام در تکرار یا لحظه t ام می باشند. $x^{i,best}$ و x^{gbest} به ترتیب بهترین موقعیتی که خود ذره i ام و بهترین موقعیتی که در بین کل ذرات تا لحظه t ام تجربه شده است، می باشند. ضریب w را ضریب اینرسی ذره می نامند. ضرایب c_1 و c_2 را به ترتیب ضریب یادگیری خودی و ضریب یادگیری عمومی می نامند. ضرایب d_1 و d_2 مقادیری تصادفی بین ۰ تا ۱ در هر تکرار انتخاب می شوند. ضرایب c_1 و c_2 ثابت و برابر با عدد ۲ در نظر گرفته می شوند. ضریب اینرسی w معمولاً برابر با ۱ در نظر گرفته می شود. اما برای هم گرایی بیشتر به جواب اصلی، در هر تکرار این ضریب کمی کاهش داده می شود تا ذره به سمت بهترین موقعیت کشیده شود. برای مثال در هر تکرار w را در عدد ۰.۹۹ ضرب می نمایند. در نهایت بهترین موقعیت در گروه ذرات موجب مقدار بهینه برای تابع هدف می شود.

۷-۳ بهینه سازی ضرایب کنترل کننده عاطفی

با وجود آنکه کنترل کننده عاطفی کارایی خود را در سیستم های مختلف غیر خطی و در بهبود رفتار سیستم تحت کنترل در شرایط متفاوت کاری نشان داده است، با این وجود نتایج شبیه سازی بیانگر ارتباط مستقیم عملکرد مناسب کنترل کننده عاطفی و نحوه انتخاب ضرایب موجود در ساختار کنترل

کننده می باشد. در ساختارهای کنترلی متداول، برای تنظیم ضرایب کنترل کننده عاطفی از روش مبتنی بر سعی و خطا استفاده می شود که روش بسیار زمانبری می باشد، لذا ضروری می باشد برای جبران این نقیصه از روش های بهینه سازی برای تنظیم ضرایب کنترل کننده استفاده شود. همانگونه که در بخش قبلی نیز اشاره گردید روش های بهینه سازی مبتنی بر الگوریتم های تکاملی به دلیل ساختارهای خاص خود می توانند در رسیدن به مقادیر بهینه راهگشا باشند. در این بخش هدف ما استفاده از الگوریتم بهینه سازی گروه ذرات برای دستیابی به مقادیر بهینه ضرایب می باشد.

لازم به ذکر می باشد که در کلیه مباحث برای پی ریزی روابط لازم و مشخص کردن الزامات اولیه مساله بهینه سازی مجدداً معادلات حاکم بر سیستم کنترل کننده عاطفی و موتور PMSM را باز نویسی می نماییم.

در کنترل کننده عاطفی پیشنهادی خروجی مدل محاسباتی MO (پاسخ سیستم یادگیری عاطفی آمیگدالا- اربیتوفرانثال به تحریک ورودی SI و سیگنال عاطفی پاداش/ جزاء EC) برابر است با:

$$MO = AO - OCO \quad (3-7)$$

که در آن AO و OCO به ترتیب خروجی واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانثال بوده و برابرند با

$$\begin{aligned} AO &= G_a \cdot SI \\ OCO &= G_{oc} \cdot SI \end{aligned} \quad (4-7)$$

که در آن G_a و G_{oc} به ترتیب گین معادل واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانثال هستند. قانون یادگیری در واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانثال به ترتیب عبارتند از

$$\begin{aligned} \Delta G_a &= k_1 \cdot \max(0, EC - AO) \geq 0 \\ \Delta G_{oc} &= k_2 \cdot (MO - EC) \end{aligned} \quad (5-7)$$

که در آن k_1 و k_2 به ترتیب نرخ یادگیری در واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانثال هست. پیشنهاد مناسب برای فرموله بندی سیگنال تحریک SI ، یک قالب PID گونه است

$$SI = k_P \cdot e_w + K_I \cdot \int_0^t e_w dt + K_D \cdot \dot{e}_w \quad (6-7)$$

که در آن $e_w = w^{dem} - w$ خطای ردیابی سرعت سیستم حلقه بسته است. برای سیگنال عاطفی نیز ساختار زیر را در نظر می گیریم:

$$EC = a_{ec1} e_w + a_{ec2} MO \quad (7-7)$$

از دسته معادلات فوق واضح می باشد که شش پارامتر آزاد در کنترل کننده عاطفی وجود دارند که هدف رسیدن به مقادیر بهینه این پارامترها از طریق الگوریتم بهینه سازی ذرات می باشد. چون در ساختار کنترل کننده سرعت عاطفی پیشنهادی برای کنترل دور موتور سنکرون مغناطیس دائم از سه کنترل کننده عاطفی مجزا استفاده کرده ایم لذا در حالت کلی ۱۸ پارامتر توسط الگوریتم PSO بهینه یابی خواهند شد.

بردار پارامترهای مجهول را به صورت رابطه (۷-۸) تعریف می کنیم:

$$\theta = [k_{11}, k_{21}, k_{p1}, k_{i1}, a_{ec11}, a_{ec21}, k_{12}, k_{22}, k_{p2}, k_{i2}, a_{ec12}, a_{ec22}, k_{13}, k_{23}, k_{p3}, k_{i3}, a_{ec13}, a_{ec23}]$$

در بردار فوق حدود هر کدام از پارامترها را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$k_{1i} \in [1e-6, 0.1] \quad (9-7)$$

$$k_{2i} \in [1e-6, 0.1] \quad (10-7)$$

$$k_{pi} \in [1, 25] \quad (11-7)$$

$$k_{ii} \in [0.5, 15] \quad (12-7)$$

$$a_{ec1i} \in [1, 20] \quad (13-7)$$

$$a_{ec2i} \in [0.01, 2] \quad (14-7)$$

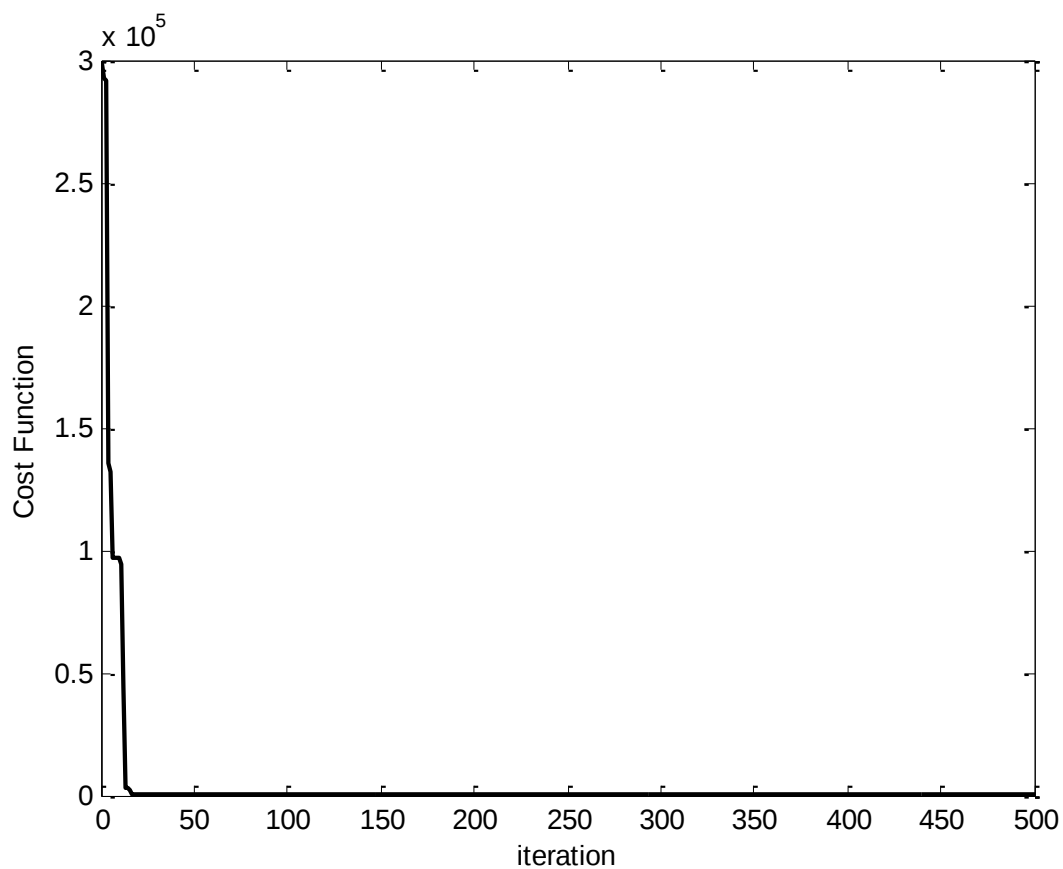
که $i = 1, 2, 3$ می باشد.

تعداد ۲۰ پرنده به صورت بردار θ در نظر می گیریم تابع هزینه ای که می خواهیم مینیمم کنیم انتگرال مجموع مربعات خطا می باشد و هر اجرای الگوریتم شامل ۵۰۰ تکرار می باشد.

جدول (۷-۱): مقادیر بهینه پارامتره بعد از اجراء الگوریتم بهینه سازی

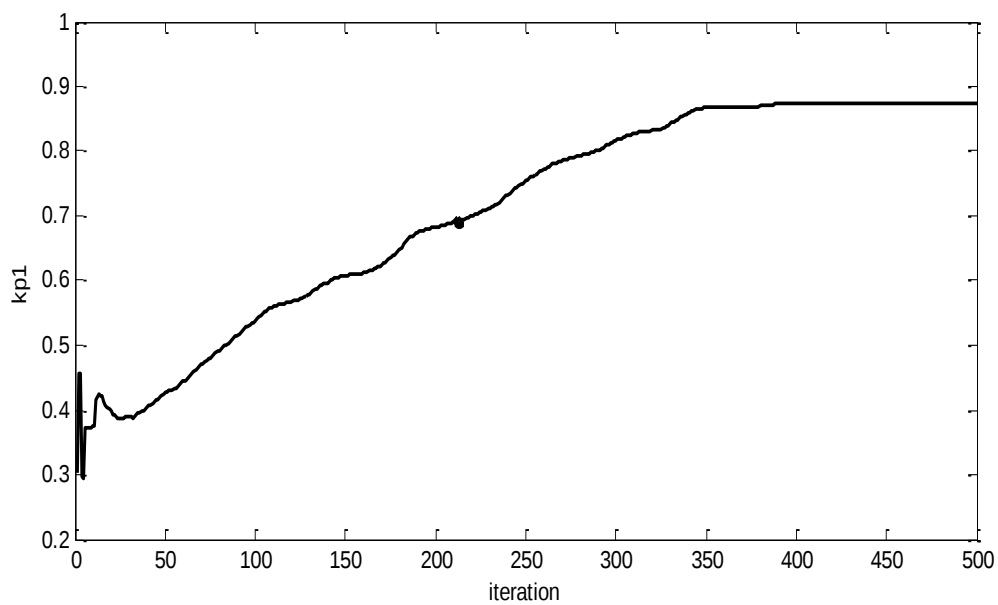
پارامتر	مقدار بهینه
k_{11}	۰.۸۴۸۷
k_{21}	۰.۳۷۶۶
k_{p1}	۰.۸۷۵۳
k_{i1}	۰.۴۷۰۷
a_{ec11}	۱.۸۴۴۹
a_{ec21}	۰.۹۳۲۱
k_{12}	۰.۲۳۵۳
k_{22}	۰.۳۵۴۷
k_{p2}	۰.۹۳۴۵
k_{i2}	۰.۴۰۳۶
a_{ec12}	۰.۸۳۱۰
a_{ec22}	۰.۲۳۸۸
k_{13}	۰.۵۱۷۱
k_{23}	۰.۶۳۴۲
k_{p3}	۱.۰۱۴۱
k_{i3}	۰.۷۰۴۰
a_{ec13}	۲.۳۵۱۲
a_{ec23}	۰.۱۵۹۸

شکل (۲-۷) چگونگی کاهش تابع هزینه را نشان می‌دهد. در شکل (۳-۷) تغییرات پارامتر k_{p1}



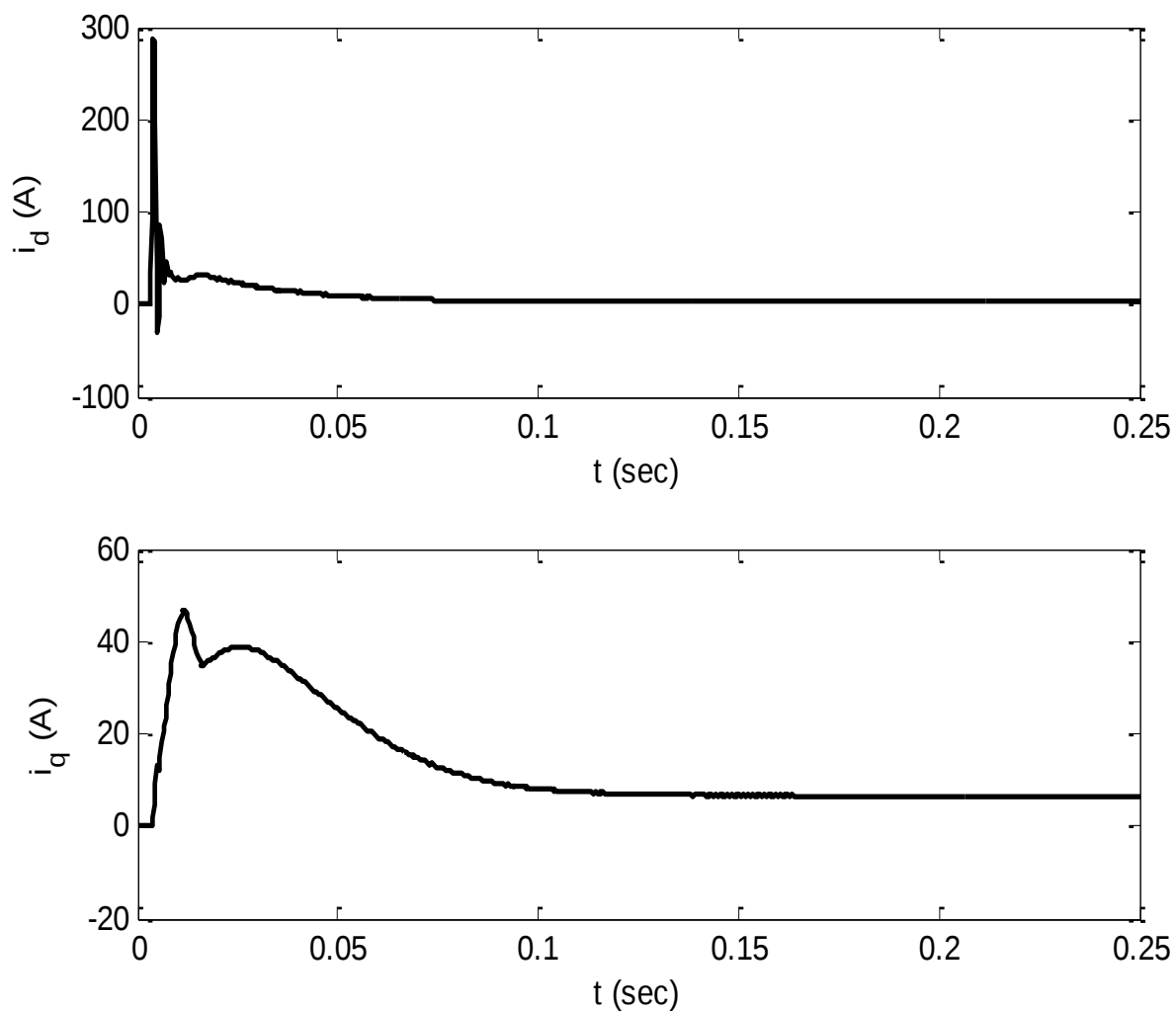
در ۵۰۰ گام شبیه سازی نشان داده شده است.

شکل ۲-۷: چگونگی کاهش تابع هزینه

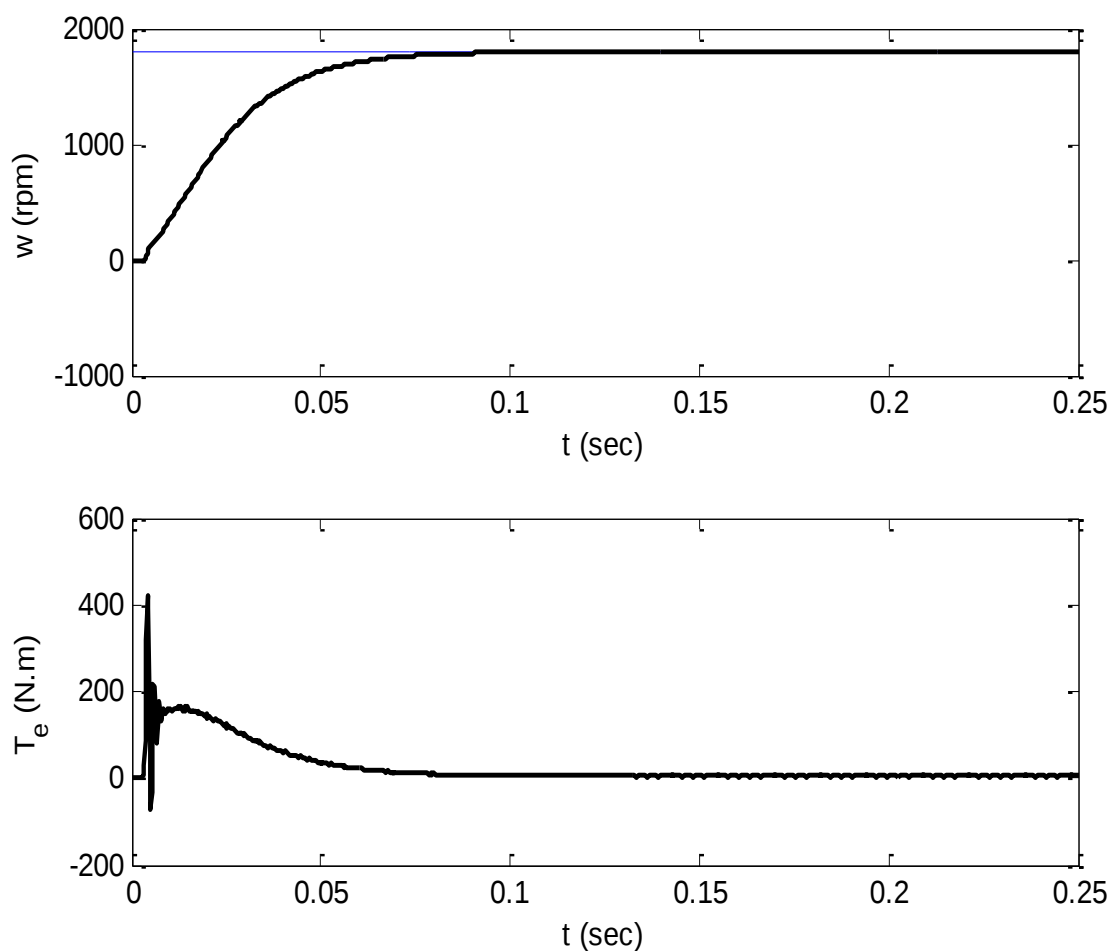


شکل ۳-۷: نحوه تغییرات پارامتر k_{p1} در حین اجرای الگوریتم بهینه سازی

نتایج مربوط به نمودارهای جریان و گشتاور موتور سنکرون مغناطیس دائم و خطای ردیابی سرعت زمانی که کنترل کننده عاطفی با مقادیر بهینه در سیستم حلقه بسته کنترل سرعت قرار می گیرد در شکل های (۴-۷) و (۵-۷) نشان داده شده است.



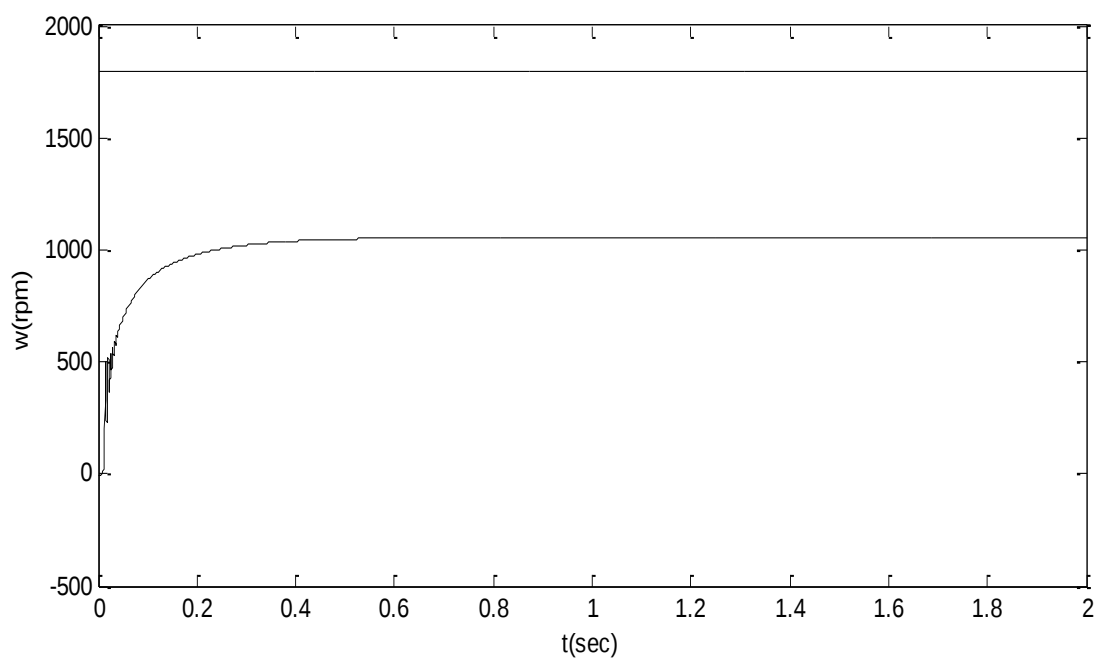
شکل (۴-۷): نمودار جریان های موتور سنکرون مغناطیس دائم با مقادیر بهینه پارمترهای کنترل کننده



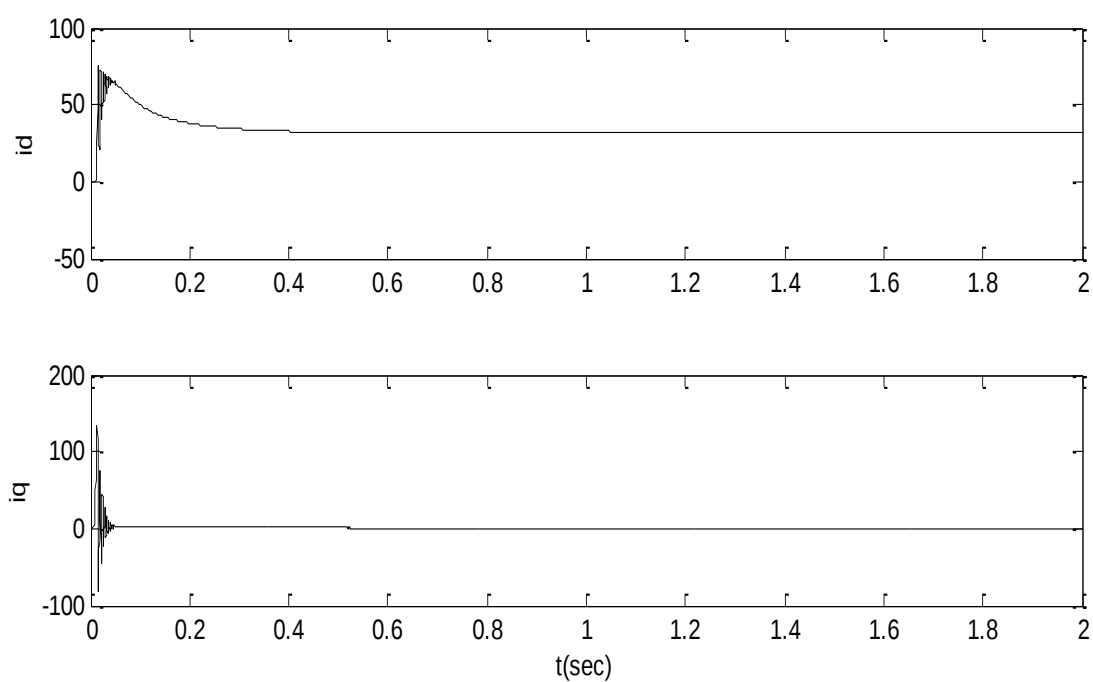
شکل (۷-۵): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش بار ۳ نیوتن متر و با ضرایب بهینه.

از نمودارهای سرعت و گشتاور و جریان مربوط به موتور سنکرون مغناطیس دائم کاملاً واضح می باشد که کنترل کننده عاطفی به شرط تنظیم صحیح ضرایب کنترل کننده به خوبی قادر به ردگیری سرعت مطلوب در حضور اغتشاش بار خارجی روی مقدار مطلوب می باشد.

برای نشان دادن حساسیت کنترل کننده به ضرایب آن بار دیگر خروجی های مربوط به سیستم حلقه بسته زمانی که ضرایب به صورت کاملاً تصادفی انتخاب شوند در شکل های (۷-۶) و (۷-۷) نشان داده شده است.



شکل (۶-۷): نمودار جریان های موتور سنکرون مغناطیس دائم با مقادیر تصادفی پارمترهای کنترل کننده



شکل (۷-۷): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش بار ۳ نیوتن متر و با ضرایب بهینه

از نمودارهای فوق کاملاً واضح می باشد که در صورت عدم تنظیم مناسب پارامترهای کنترل کننده، کنترل کننده عاطفی قادر به ردگیری سرعت مطلوب نخواهد بود و سیستم حلقه بسته دارای خطای قابل توجهی خواهد بود.

فصل هشتم

استفاده از کنترل کننده عاطفی به عنوان نقاد

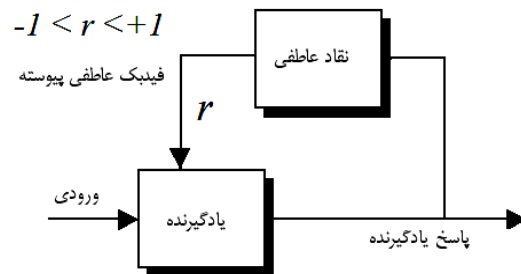
۸-۱ مقدمه

در این فصل روشی نوین بر اساس یادگیری عاطفی در انسان، جهت بهبود عملکرد سیستم کنترل دور موتور سنکرون مغناطیس دائم با در نظر گرفتن شرایط گوناگون و متفاوت کاری در سیستم تحت کنترل ارائه شده است. کنترل کننده فوق شامل یک سیستم عصبی فازی با ورودی تغییرات سرعت و مشتق آن می‌باشد. جهت ارزیابی عملکرد سیستم کنترل از یک نقاد عاطفی استفاده شده است که به وسیله آن سیگنال استرس به منظور آموزش کنترل کننده تولید می‌شود تا بر اساس آن، کنترل کننده پارامترهای خود را در جهت کاهش استرس نقاد اصلاح کند. با مقایسه نتایج شبیه‌سازی، مشاهده می‌شود که استفاده از روش کنترلی فوق پایداری بالای سیستم و همگرایی سریع سرعت در شرایط متفاوت کاری را تضمین می‌نماید.

۸-۲ ساختار کنترل کننده عصبی فازی بر مبنای یادگیری عاطفی

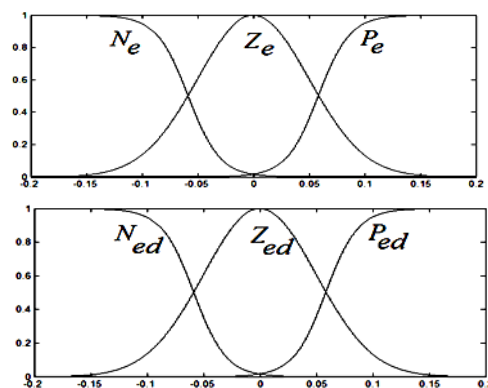
اساس این نوع کنترل کننده بر اساس یادگیری عاطفی است. یادگیری عاطفی که در کنترل سیستم‌ها بکار می‌رود بر مبنای یادگیری انسان می‌باشد. این نوع یادگیری به صورت فازی و پیوسته صورت می‌گیرد و عوامل عاطفی و هیجانی و احساسی نقش به‌سزائی در آن دارند. شکل کلی این نوع یادگیری در شکل (۸-۱) نمایش داده شده است. در این سیستم شخص رفتار خود را چنان تغییر می‌دهد که استرس یا هیجان نقاد عاطفی کم شود به عبارت دیگر یاد گیرنده توسط یک فیدبک عاطفی راهنمایی یا تقویت می‌شود. در این فیدبک، نقاد عاطفی سیگنال استرس I را با ارزیابی خروجی واقعی سیستم با خروجی مطلوب تولید می‌کند. دامنه سیگنال استرس بین -1 و $+1$ است. زمانی که خروجی واقعی نزدیک خروجی مطلوب باشد، هیجان و استرس نقاد کم است یعنی سیگنال I نزدیک صفر است ولی هنگامی که خروجی واقعی و خروجی مطلوب از هم فاصله داشته باشند استرس نقاد زیاد است و

سیگنال r نزدیک $+1$ یا -1 است. در طول آموزش یادگیرنده خود را طوری آموزش می‌دهد تا سیگنال r به سمت صفر نزدیک شود به عبارت دیگر هیجان نقاد را کم می‌کند.



شکل ۸-۱: ساختار یادگیری عاطفی

ساختار کنترل کننده فازی- عصبی بر مبنای قوانین IF-THEN و مدل بکار رفته در این کنترل کننده بر اساس مدل ممدانی می‌باشد.



شکل (۸-۲): توابع عضویت خطا و مشتق آن در کنترل کننده

کنترل کننده فازی - عصبی دارای دو ورودی x_1, x_2 می‌باشد که به ترتیب خطا و مشتق خطا بوده و از پنج لایه تشکیل یافته است.

توابع عضویت سیگموئیدی مربوط به N, P به فرم زیر انتخاب شده اند:

$$\mu_{F_{ji}}(x_i) = \frac{1}{1 + e^{-a_{ji}(x_i - c_{ji})}} \quad (۸-۱)$$

و تابع عضویت گوسین مربوط به Z به فرم:

$$\mu F_{ji}(x_i) = e^{-\left[\frac{x_i - c_{ji}}{\sigma_{ji}}\right]^2} \quad (2-8)$$

انتخاب گردیده اند.

لایه اول: نرمالیزه سازی ورودیها بین $[-1, +1]$ در این لایه صورت می گیرد.

لایه دوم: در این لایه ورودیها مقادیر فازی را بر اساس توابع تعلق به خود می گیرند که این مقادیر بین ۰ و ۱ می باشد.

لایه سوم: هر گره یک ضرب کننده است و خروجی شدت آتش یک قانون را نشان می دهد.

لایه چهارم: هر گره این لایه شدت آتش قانون λ ام را نسبت به مجموع شدت آتش کل قوانین نرمالیزه می باشد.

لایه پنجم: خروجی نهایی است.

عملکرد نقاد عاطفی مشابه بخش عاطفی مغز انسان می باشد به گونه ای که سیگنال آموزش مناسب را جهت آموزش و تنظیم ضرایب کنترل کننده عصبی فازی با توجه به عملکرد سیستم کنترل و ارزیابی آن فراهم می سازد. این ارزیابی توسط تحلیل سیگنالهای خطا و مشتق آن انجام می گیرد. در حالت بسیار ساده می توان بخش نقاد را توسط یک PD تحقق داد، لیکن به خاطر ساختار خطی آن برای استفاده در سیستم های غیر خطی مناسب نمی باشد. در این بخش ما برای طراحی نقاد از طرح نقاد عاطفی استفاده خواهیم کرد. هدف در طراحی کنترل کننده کاهش استرس نقاد (حداقل کردن خروجی آن) می باشد.

۸-۳ آموزش نقاد عاطفی

هدف اصلی در کنترل کننده پیشنهادی تنظیم ضرایب کنترل کننده عصبی فازی در جهت کاهش استرس نقاد می‌باشد، به همین منظور تابع هزینه را به صورت رابطه (۸-۳) تعریف می‌نماییم و هدف را که مینیمم کردن تابع هزینه است مورد بررسی قرار می‌دهیم.

$$E = \frac{1}{2} r^2 \quad (۸-۳)$$

$$\Delta \omega = -\eta \frac{\partial E}{\partial \omega} \quad (۸-۴)$$

در روابط فوق Γ خروجی نقاد، η نرخ یادگیری و ω پارامتر قابل تنظیم کنترل کننده می‌باشد.

با استفاده از قاعده مشتق گیری زنجیره ای خواهیم داشت:

$$\Delta \omega = -\eta \frac{\partial E}{\partial r} \frac{\partial r}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \omega} \quad (۸-۵)$$

که u سیگنال کنترلی می‌باشد. با جایگذاری داریم که:

$$\Delta \omega = -\eta r \frac{\partial r}{\partial y} (+1) \frac{\partial u}{\partial \omega} = -\eta r \left(\frac{\partial r}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \right) \frac{\partial u}{\partial \omega} \quad (۸-۶)$$

با در نظر گرفتن این واقعیت که افزایش خطا باعث افزایش سیگنال استرس خواهد شد و نیز با تعریف

$$e = y_{ref} - y$$

نتیجه می‌شود که:

$$\Delta \omega = \eta r \frac{\partial u}{\partial \omega} \quad (۸-۷)$$

در کنترل کننده عصبی فازی، سیگنال کنترل u برابر است با:

$$u = \frac{\sum_{j=1}^N (a_{0j}) \mu_j}{\sum_{j=1}^N \mu_j} \quad (8-8)$$

حال با ترکیب دو رابطه اخیر خواهیم داشت که:

$$\Delta a_{0j} = \eta r \frac{\partial u}{\partial a_{0j}} = \eta r \frac{\mu_j}{\sum_{j=1}^N \mu_j} \quad (8-9)$$

از رابطه فوق جهت به روز کردن ضرایب کنترل کننده عصبی فازی استفاده خواهیم کرد.

در این بخش توانستیم با استفاده از روش گرادیان نزولی قانون به روز کردن ضرایب کنترل کننده پیشنهادی را استخراج نماییم. حال در بخش بعدی کارایی کنترل کننده عاطفی را برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم مورد ارزیابی قرار خواهیم داد و قوام کنترل کننده را در شرایط متفاوت کاری و در مواجهه با انواع اغتشاشات و عدم قطعیت ها مورد بررسی قرار خواهیم داد.

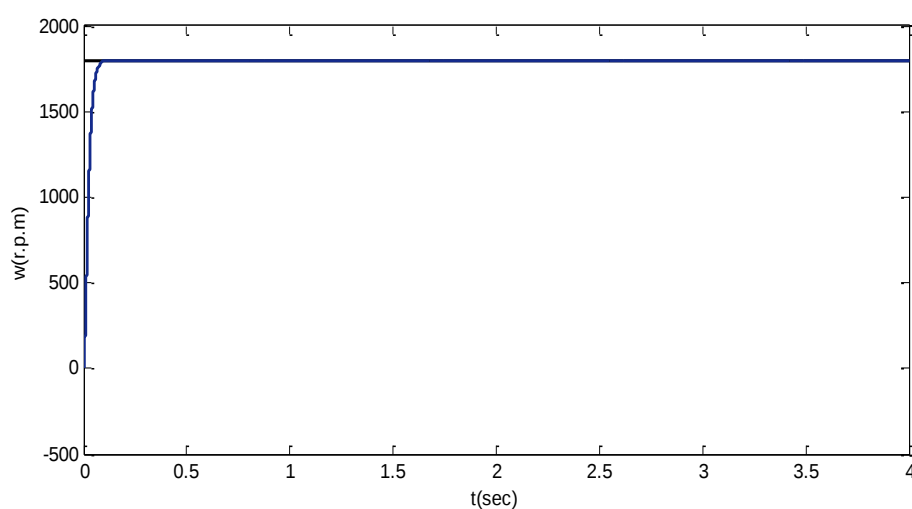
۸-۴ نتایج شبیه سازی

در این بخش به بررسی کارایی کنترل کننده پیشنهادی می پردازیم. برای آنکه توانایی های قابل توجه و در برخی از شرایط منحصر به فرد کنترل کننده پیشنهادی را مشاهده نماییم، شبیه سازی ها را در چندین مرحله و با شرایط متفاوت تکرار کرده ایم که در ادامه به تفصیل به بررسی هر کدام از آنها خواهیم پرداخت.

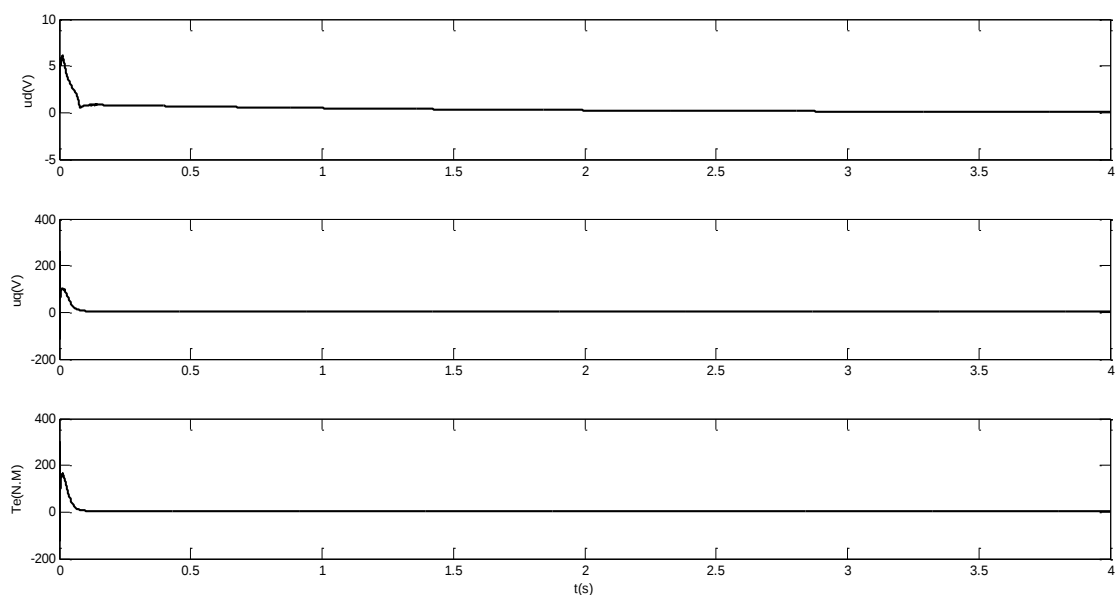
الف) شبیه سازی رد گیری سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه با حضور اغتشاش بار به اندازه ۳

نیوتن متر

در این شبیه سازی موتور از همان ابتدا با بار ۳ نیوتن متر شروع به کار میکند. در شکل (۸-۳) واضح می باشد که کنترل کننده توانسته است در حضور اغتشاش بار سرعت مطلوب را به خوبی ردگیری نماید.



شکل (۸-۳): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش بار ۳ نیوتن متر



شکل (۸-۴): نمودار جریان و گشتاور تولیدی موتور برای سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش بار ۳ نیوتن متر

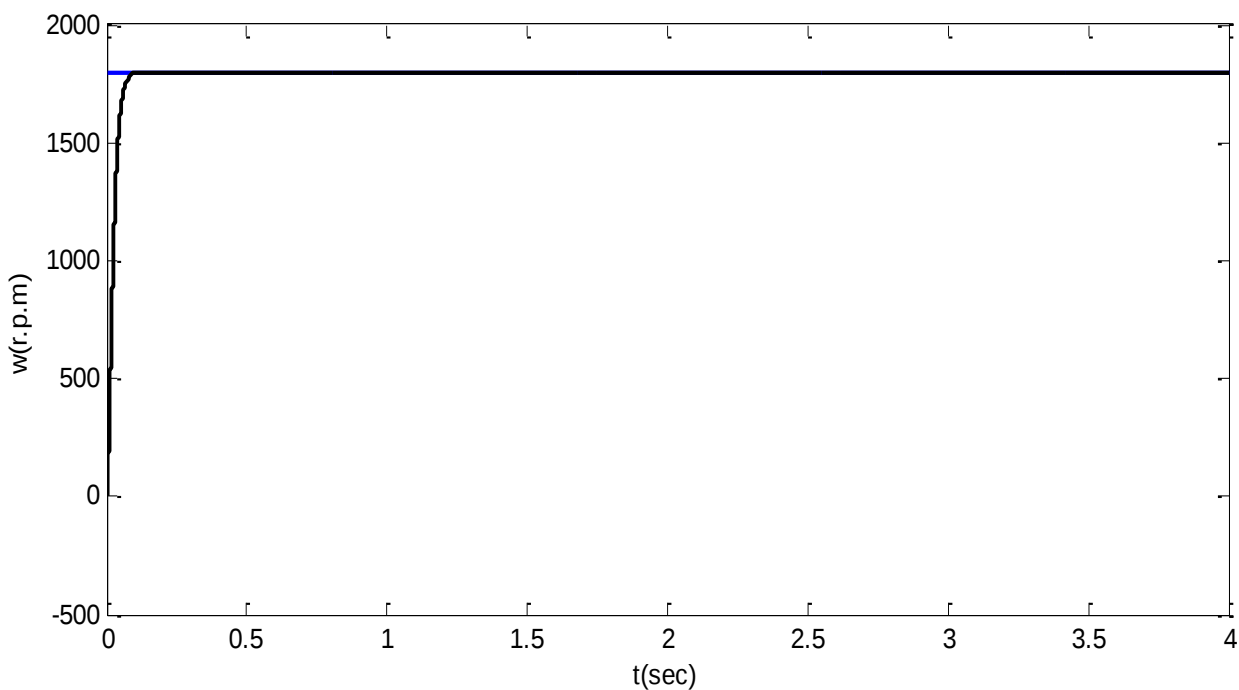
ب) شبیه سازی رد گیری سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه با حضور اغتشاش بار به اندازه ۳ نیوتن

مترو عدم قطعیت پارامتری

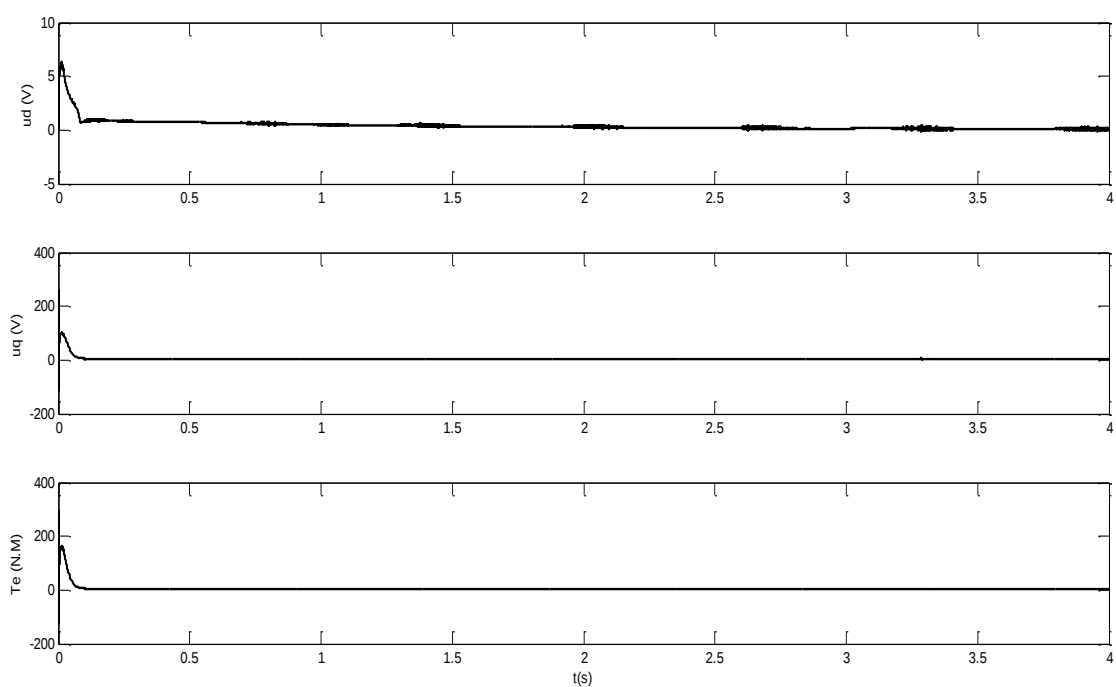
در این بخش شبیه سازی را با در نظر گرفتن اغتشاش بار به اندازه ۳ نیوتن متر و عدم قطعیت پارامتری به صورت :

$$\begin{aligned} R_s &= 1.93 + 0.1 \sin(10 \cdot t); \\ L_d &= 79.57 \cdot 0.001 + 0.02 \sin(10 \cdot t); \\ L_q &= 42.44 \cdot 0.001 + 0.02 \sin(10 \cdot t); \end{aligned}$$

تکرار کرده ایم. نتایج شبیه سازی قوام بالای کنترل کننده را در برابر تغییرات پارامترهای سیستم تحت کنترل به خوبی نشان میدهد.



شکل (۸-۵): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش بار ۳ نیوتن متر و عدم قطعیت پارامتری

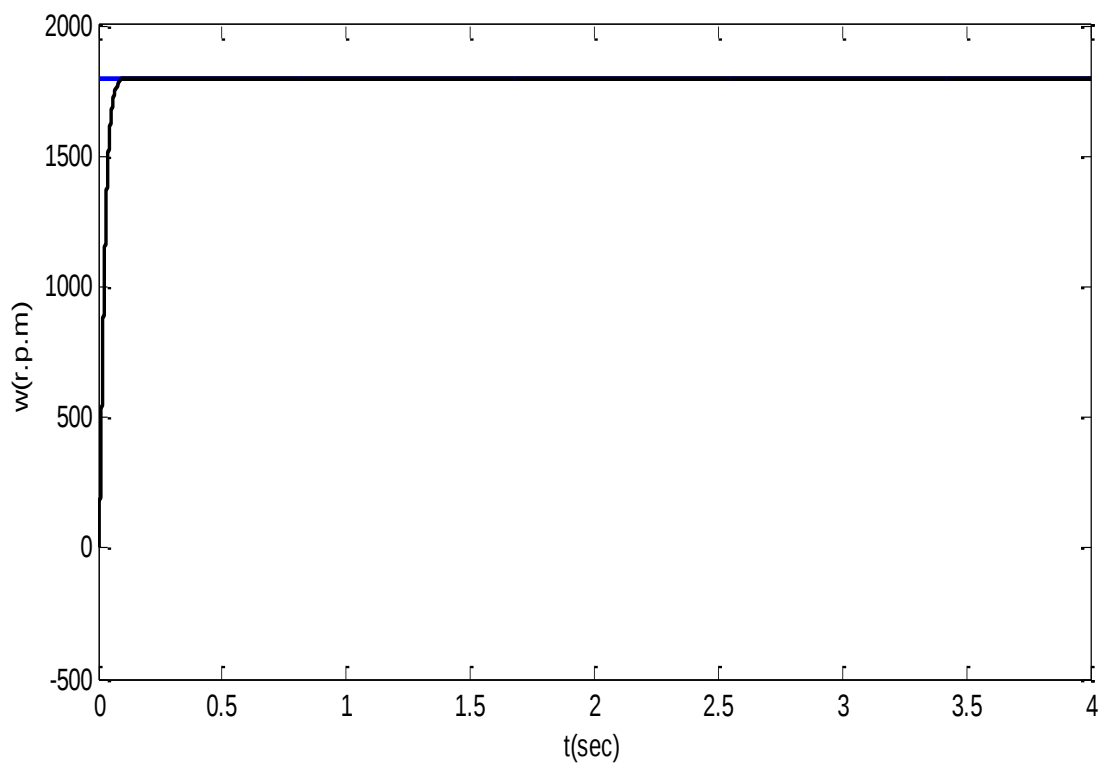


شکل (۸-۶): نمودار جریان و گشتاور تولیدی موتور برای سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با اغتشاش بار ۳ نیوتن متر و عدم قطعیت پارامتری

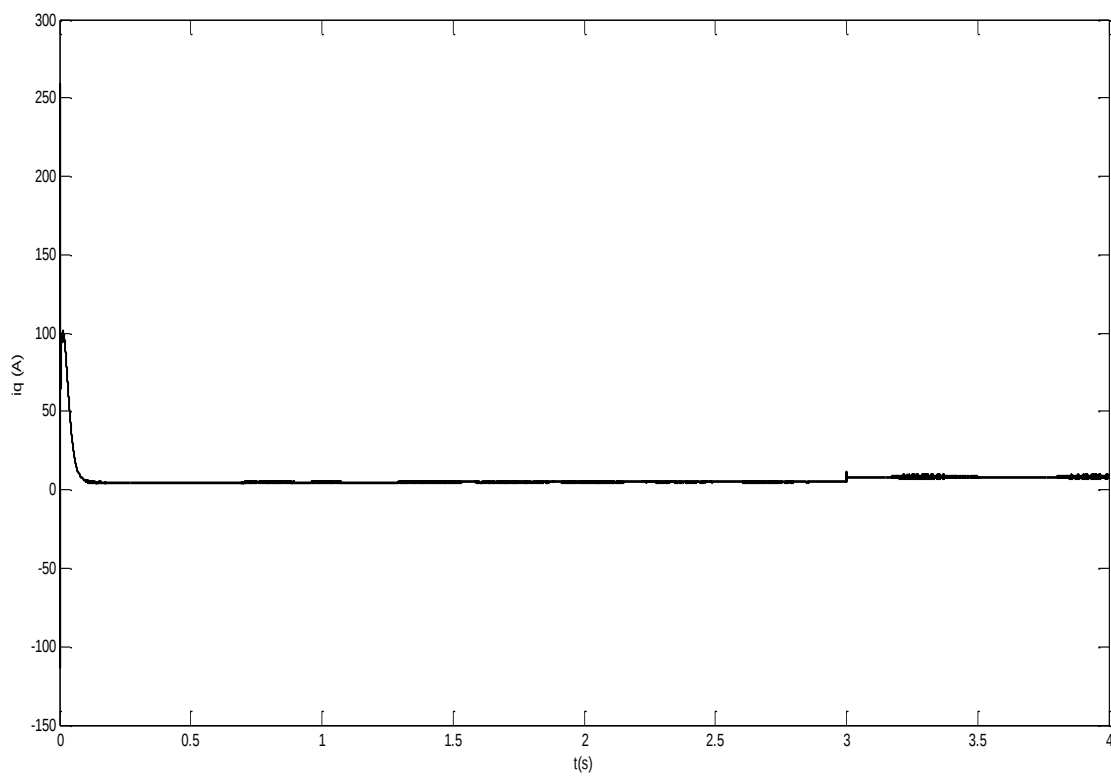
ج) شبیه سازی رد گیری سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه با حضور عدم قطعیت پارامتری و

افزایش گشتاور بار

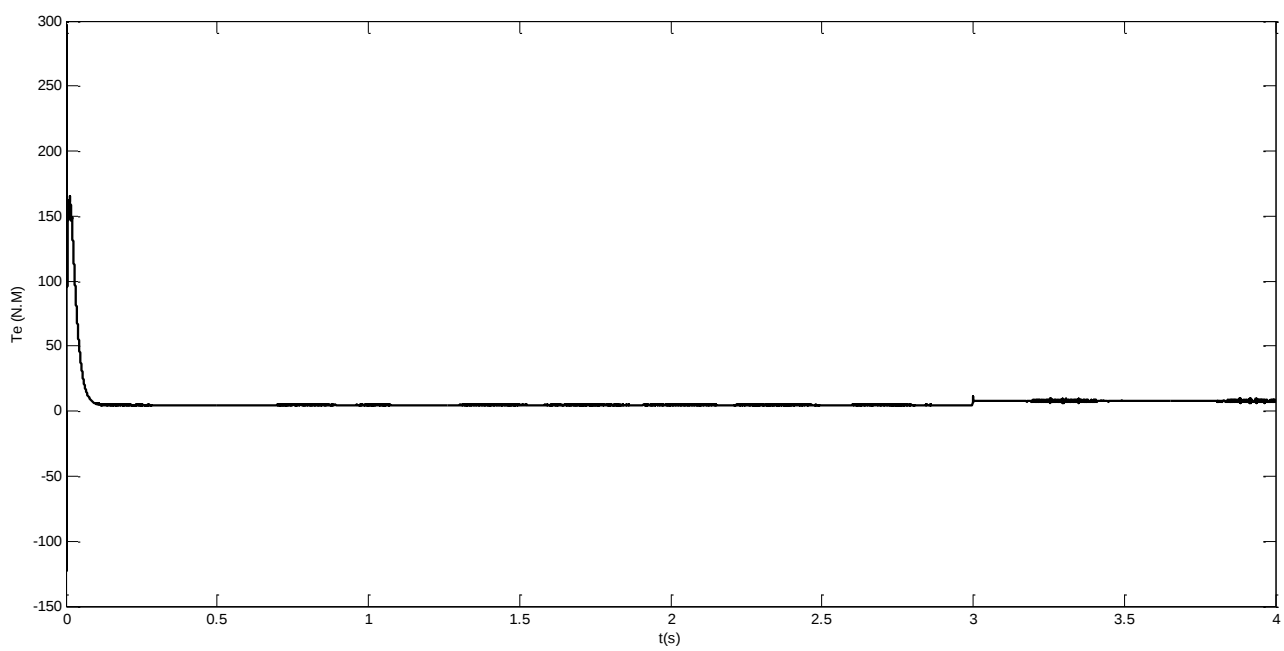
در این قسمت رد گیری سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم زمانی زمانی که در ثانیه ۳ گشتاور باری به اندازه ۳ نیوتن متر بر بار موتور اضافه می شود و با حضور عدم قطعیت پارامتری به همان صورت بند ب مورد بررسی قرار گرفته است.



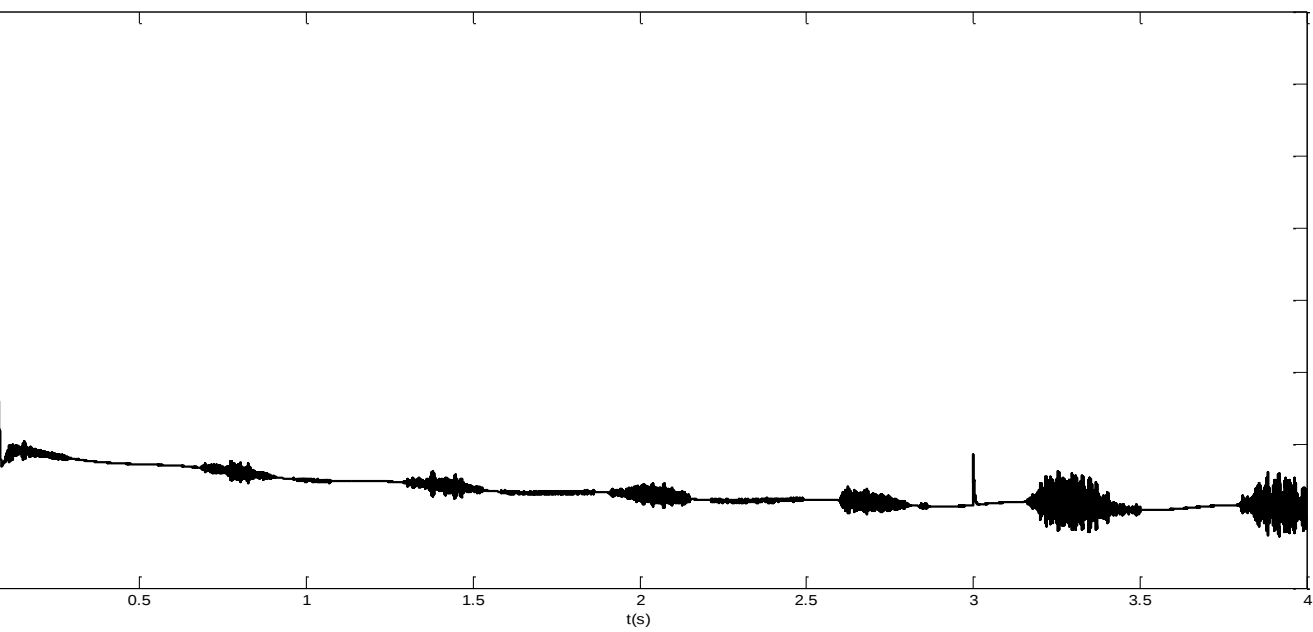
شکل (۸-۷): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه همراه با تغییر در گشتاور بار موتور و عدم قطعیت پارامتری



شکل (۸-۸): نمودار جریان i_q



شکل (۸-۹): نمودار گشتاور تولیدی T_e



شکل (۸-۱۰): نمودار جریان i_d

از نمودار مربوط به گشتاور تولیدی توسط موتور کاملاً واضح می باشد که موتور توانسته است در لحظه ۳ ثانیه به خوبی اضافه گشتاور درخواستی را با افزایش میزان گشتاور تولیدی جبران نماید.

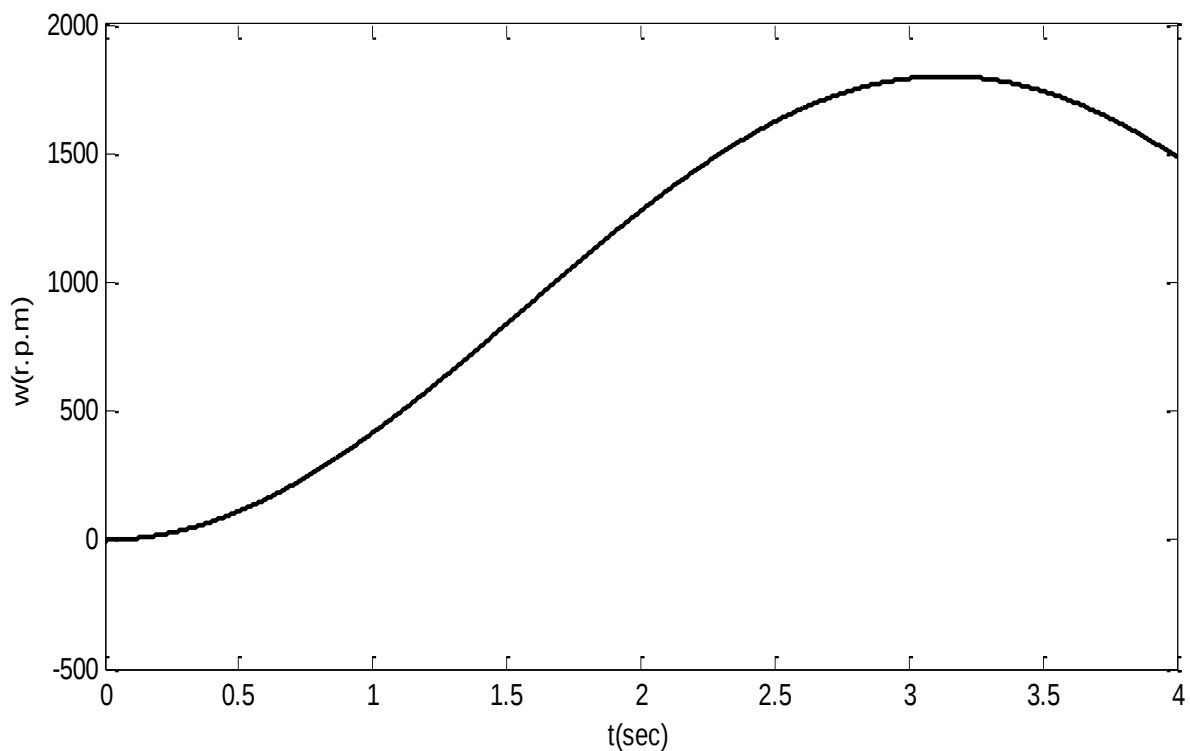
د) شبیه سازی رد گیری سرعت متغیر با حضور عدم قطعیت پارامتری و افزایش گشتاور

در این بخش هدف بررسی عملکرد سیستم کنترل دور موتور سنکرون مغناطیس دائم در حالت سرعت متغیر می باشد. در این بخش فرض کرده ایم که موتور باید سرعت مرجع به فرم

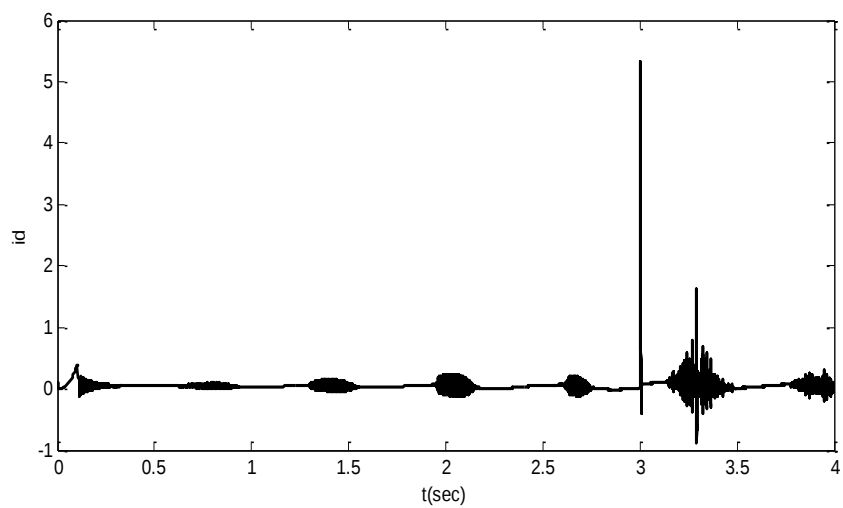
$$w_{ref} = 900 * (u(t) - \cos(t))$$

را رد گیری نماید.

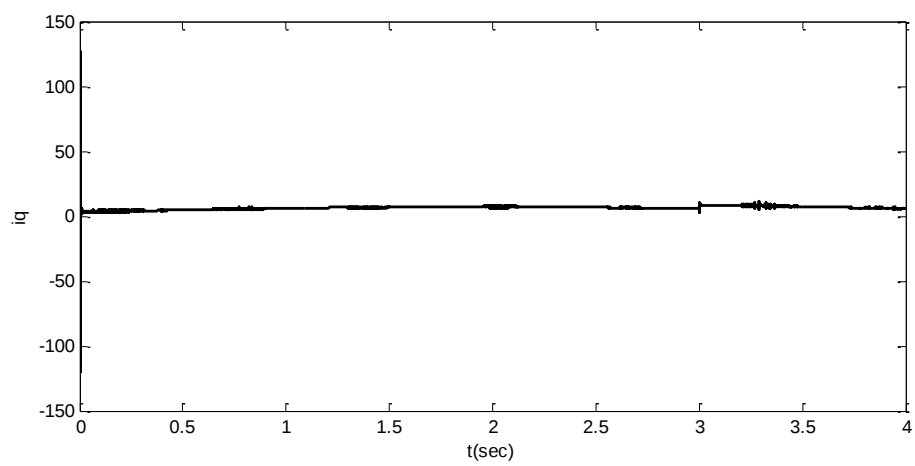
نمودارهای به دست آمده نشان می دهند که کنترل کننده پیشنهادی توانسته است سرعت مرجع مورد نظر را به خوبی رد گیری نماید.



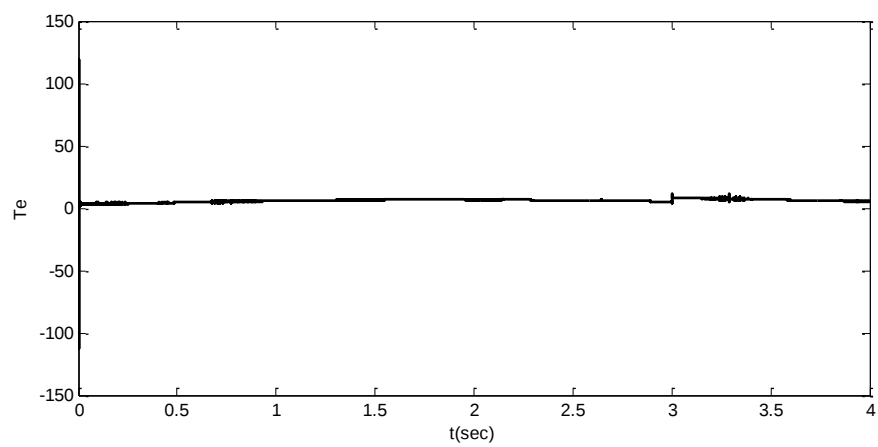
شکل (۸-۱۱): پاسخ کنترل کننده عاطفی به فرمان سرعت مرجع متغیر همراه با تغییر در گشتاور بار موتور و عدم قطعیت پارامتری



شکل (۸-۱۲): نمودار جریان i_d



شکل (۸-۱۳): نمودار جریان i_q



شکل (۸-۱۴): نمودار گشتاور تولیدی T_e

۸-۵ بررسی پایداری کنترل کننده پیشنهادی

چنانچه در بخش قبل نیز اشاره گردید کنترل کننده عاطفی پیشنهادی به خوبی توانایی خود را در شرایط متفاوت کاری نشان داده و از این نظر کنترل کننده ای مطلوب و قابل توجه به شمار می رود. ولی از سویی دیگر برای هر ساختار کنترلی حلقه بسته لزوماً بحث پایداری آن باید مورد بررسی دقیق انجام گیرد تا بتوان با قطعیت در مورد کارآمد بودن آن اظهار نظر نمود. زیرا بررسی عملکرد سیستم کنترل بدون در نظر گرفتن بحث پایداری آن کاری بی اساس می باشد. از این حیث در این بخش هدف مطالعه و بررسی پایداری کنترل کننده پیشنهادی می باشد. در این بخش مجدداً معادلات لازم از بخش کنترل کننده را مورد بررسی قرار داده و پایداری کنترل کننده عاطفی پیشنهادی را مورد بررسی قرار می دهیم.

در این بخش برای سیگنال تحریک فرم زیر در نظر می گیریم:

$$SI = k_p e_\omega + k_d \dot{e}_\omega \quad (۸-۱۰)$$

قبلاً از معادلات کنترل کننده عاطفی داشتیم که:

$$\begin{aligned} MO &= (G_a - G_{oc})SI \\ \Rightarrow MO &= (G_a - G_{oc})(k_p e_\omega + k_d \dot{e}_\omega) \end{aligned} \quad (۸-۱۱)$$

در ساختار پیشنهادی کنترل کننده عاطفی همانگونه که اشاره گردید هدف تنظیم ضرایب کنترل کننده فازی-عصبی به منظور کاهش استرس نقاد می باشد.

تابع گرادیان نزولی را به صورت $E = \frac{1}{2} r_\omega^2$ تعریف می نماییم. همانگونه که قبلاً نیز عنوان شد r_ω همان سیگنال خروجی نقاد عاطفی کنترل کننده سرعت می باشد که هدف کاهش آن می باشد. با این توصیف $r_\omega = MO$ می باشد. گرادیان نزولی طوری پارامترهای فازی-عصبی را تنظیم می کند که E به صفر همگرا شود. یعنی آنکه E کاهش پیدا می کند لذا میتوان نتیجه گرفت که MO محدود خواهد بود.

فرض نماییم که:

$$|MO| < \rho$$

$$MO = (G_a - G_{oc})(k_p e_w + k_d \dot{e}_w) \quad (۱۲-۸)$$

$$\Rightarrow |k_p e_w + k_d \dot{e}_w| < \frac{\rho}{|G_a - G_{oc}|}$$

از طرفی G_a, G_{oc} خروجی توابع sat می باشند بنا بر این محدود می باشند. لذا می توان نتیجه گرفت که $k_p e_w + k_d \dot{e}_w$ نیز محدود می باشد.

حال تعریف می کنیم:

$$y = k_p e_w + k_d \dot{e}_w \quad (۱۳-۸)$$

y محدود است

چون ضرایب k_p, k_d ضرایب مثبت می باشند لذا تمام پاسخهای معادله فوق دارای جواب کراندا خواهند بود پس e_w دارای مقدار محدود خواهد بود.

با استدلال مشابه می توان نتیجه گیری نمود که مقادیر e_{id}, e_{iq} نیز دارای مقادیر محدود می باشند.

حال می خواهیم نشان دهیم که خروجی های کنترل کننده فازی- عصبی نیز محدود هستند.

برای خروجی کنترل کننده فازی- عصبی طبق (۸-۸) داریم:

$$u_{\omega} = \frac{\sum_{j=1}^N (a_{1j}) \mu_{Aj}(e_{\omega}) \mu_{Bj}(\dot{e}_{\omega})}{\sum_{j=1}^N \mu_{Aj}(e_{\omega}) \mu_{Bj}(\dot{e}_{\omega})}$$

که طبق (۸-۱۴) و (۸-۱۵) داریم:

$$u_{\omega} = \theta_{\omega}^T \zeta_{\omega}$$

$$\zeta_{\omega} = \begin{bmatrix} \zeta_{1\omega} \\ \zeta_{2\omega} \\ \vdots \\ \vdots \\ \zeta_{N\omega} \end{bmatrix}, \zeta_{j\omega} = \frac{\mu_{Aj}(e_{\omega}) \mu_{Bj}(\dot{e}_{\omega})}{\sum_{j=1}^N \mu_{Aj}(e_{\omega}) \mu_{Bj}(\dot{e}_{\omega})}, \theta_{\omega} = \begin{bmatrix} a_{11} \\ a_{12} \\ \vdots \\ \vdots \\ a_{1N} \end{bmatrix}$$

از طرفی طبق رابطه (۸-۹) برای قانون به روز کردن ضرایب کنترل کننده فازی- عصبی داریم که:

$$\dot{\theta}_\omega = \eta r_\omega \zeta_\omega$$

در رابطه فوق η ضریب ثابت و r_ω همان خروجی نقاد عاطفی می باشد که طبق تعریف انجام شده برای نقاد همان MO می باشد. طبق مباحث مطرح شده هدف کاهش استرس نقاد می باشد لذا r_ω مقدار محدودی می باشد. از طرفی ζ_ω نیز مربوط به توابع تعلق فازی می باشد که آن هم محدود می باشد.

لذا می توانیم بیان نماییم که خروجی های کنترل کننده های فازی- عصبی نیز دارای مقادیر محدود می باشند.

پس توانستیم اثبات نماییم که کلیه حالتها و سیگنالهای کنترلی محدود می باشند لذا می توان نتیجه گیری نمود که سیستم حلقه بسته نیز پایدار می باشد.

فصل نهم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۹-۱ نتیجه‌گیری

با توجه به ویژگیهای ارزشمند موتورهای سنکرون مغناطیس دائم از لحاظ نسبت توان به وزن و رپیل گشتاور کمتر، نویز صوتی کمتر و کاربردهای خاص آن بویژه در صنایع نظامی مانند زیر دریایی ها و صنایع هوایی، پر واضح می باشد که کنترل سرعت/ موقعیت موتور از جهت کارکرد امن و توأم با اطمینان آن از لحاظ امنیتی اهمیت و جایگاه ویژه ای دارد و لازم است تا با در نظر گرفتن تمهیدات کنترلی مناسب ، دوام عملکرد و قوام پایداری آن در مقابله با شرایط متفاوت کاری تا حد مطلوب تضمین گردد.

از سویی دیگر ، موتور سنکرون مغناطیس دائم دارای معادلات دینامیکی به شدت غیر خطی همراه با اثر متقابل بین دینامیک ها و متغیر با زمان می باشد. به جهت ماهیت به شدت غیر خطی موتور PMSM کارایی روش های متداول کنترل خطی مورد استفاده در صنعت از جمله کنترل کننده PID، بویژه در یک محدوده وسیع کاربرد قطعاً ناکارآمد بوده و لذا تنها روش های کنترل غیر خطی چاره ساز خواهند بود. از سویی دیگر پیاده سازی هر کدام از روشهای غیر خطی علاوه بر پیچیدگی ساختار کنترل کننده دارای محدودیت هایی در پیاده سازی عملی نیز می باشند. لذا با توجه به تواناییهای ارزشمند ابزارهای هوشمند در حوزه کنترل سیستم ها که از آن جمله :

- قابلیت تحقق تقریباً مستقل از سیستم تحت کنترل
- امکان استفاده از دانش بشری در راستای تقلید خبره
- توانایی تطبیق و تعمیم بالا
- قوام (پایداری) قابل ملاحظه نسبت به عدم قطعیت های سیستم از لحاظ ساختاری و نیز تغییرات پارامترهای سیستم تحت کنترل و اغتشاشات خارجی
- وجود گستره قابل ملاحظه ای از روش های آموزش، با قدرت و سرعت همگرایی بالا

- برخورداری از بستری مناسب جهت تحقق فرآیندهای بهینه سازی

با توجه به چالش های جدی فراروی حوزه کنترل موتور PMSM و نیز با عنایت به مشکلات فراروی توسعه و کاربرد روش های متنوع حوزه کنترل کلاسیک، در این تحقیق با الهام گرفتن از شیوه یادگیری عاطفی در انسان، کنترل کننده هوشمند عاطفی طراحی گردید و کارایی کنترل کننده عاطفی پیشنهادی در قیاس با کنترل کننده های کلاسیک مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج شبیه سازی های انجام گرفته به خوبی توانایی کنترل کننده را در کنترل سرعت موتور در شرایط متفاوت کاری و در حضور اغتشاش و عدم قطعیتها نشان می دهد. بررسی های انجام گرفته در متن این تحقیق موید حساسیت کنترل کننده به نحوه مقداردهی ضرایب موجود در کنترل کننده می باشد. لذا برای نیل به بهترین ساختار برای کنترل کننده عاطفی از الگوریتم تکاملی بهینه سازی ذرات برای رسیدن به مقادیر بهینه ضرایب کنترل کننده استفاده شده است. نتایج شبیه سازی های انجام گرفته توانایی قابل ملاحظه کنترل کننده بهینه شده در شرایط مختلف کاری موتور را نشان می دهد..

۹-۲ پیشنهادات

برای ادامه این تحقیق و در راستای تکمیل آن پیشنهادات زیر مطرح می گردند:

۱. استفاده از سایر روش های بهینه سازی برای تنظیم ضرایب کنترل کننده عاطفی مانند الگوریتم رقابت استعماری و سایر الگوریتم های تکاملی.
۲. استفاده از دو ساختار عاطفی مجزا برای تنظیم جداگانه ضرایب سیگنال تحریک
۳. سعی در ارائه یک ساختار غیر خطی حلقه بسته برای کنترل کننده عاطفی و بررسی پایداری سیستم حلقه بسته به کمک ابزارهای مناسب مانند تابع لیاپانوف.

فهرست منابع

- [1] B. K. Bose, "Power electronics and motion control—Technology status and recent trends," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, pp. 902–909, Sept./Oct., 1993.
- [2] T. A. Lipo, "Recent progress in the development of solid state ac motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 105–117, April, 1988.
- [3] W. Leonhard, "Adjustable speed ac drives," *Proceedings of IEEE*, vol. 76, pp. 455–471, April, 1988.
- [4] Vadim Utkin, J. Guldner and Jingxin Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 1st Edition, Taylor & Francis, Philadelphia, 1999.
- [5] B. K. Bose, "Variable frequency drives-technology and applications," *Proc. ISIE 93(Budapest)*, June, 1993, pp 1–18.
- [6] R. Gabriel, W. Leonhard, and C. Nordby, "Field oriented control of standard AC motor using microprocessor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-16, pp. 186–192, 1980.
- [7] L. Harnefors, "Design and analysis of general rotor-flux oriented vector control systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, pp. 383–389, Apr. 2001.
- [8] F. Giulii Capponi, G. De Donato, L. Del Ferraro, O. Honorati, M. C. Harke, and R. D. Lorenz, "AC brushless drive with low-resolution hall-effect sensors for surface-mounted PM machines," *IEEE Trans. Industry Applications* vol. 42, pp. 526–535, 2006.
- [9] Y. Okada, K. Dejima, and T. Ohishi, "Analysis and comparison of PM synchronous motor and induction motor type magnetic bearings," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 31, pp. 1047–1053, 1995.
- [10] Y. Okada, S. Ueno, and T. Ohishi, "Magnetically levitated motor for rotary blood pumps," *Artificial Organs*, vol. 21, pp. 739–745, 1997
- [11] Chen Junfeng. *Permanent Magnet Motor [M]*. Beijing: China Machine Press. 2002.
- [12] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," *Industrial Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, pp. 738–746, 1986.
- [13] B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*: Prentice Hall, 2002.
- [14] M. Aydin, "Axial Flux Mounted Permanent Magnet Disk Motors For Smooth Torque Traction Drive Application," in *Electrical and Computer Engineering*, PhD: University of Wisconsin 2004, pp. 453.
- [15] R. Krishnan, *Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control* Pearson Education, 2001.
- [16] G. S. Lakshmi, S. Kamakshaiah, "Closed loop PI control of PMSM for hybrid electric vehicle using three level diode clamped inverter for optimal efficiency" *Proceedings of the Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, Nagercoil, pp. 754 – 759, 2013.
- [17] Kwangsoo Kim, Jaenam Bae, Won Ho Kim, "Design and comparison between IM and PMSM for hybrid electrical vehicles", *Proceedings of the 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, pp. 1–5, May 2010.
- [18] T. J. McCoy, "Trends in ship electric propulsion," *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Chicago, IL, USA, vol.1, pp. 343–346, 2002.
- [19] K. J. Astrom, and T. Hagglund, "PID Controllers, 2nd Edition", *Instrument Society of America*, 1995.
- [20] Jinghua Zhong, *Mechanical Engineering*, Purdue University (Spring 2006). "PID Controller Tuning: A Short Tutorial". Retrieved 2013-12-04.

- [21] S. Bennett "A brief history of automatic control". IEEE Control Systems Magazine (IEEE), Vol. 16 (3), pp: 17–25, 1996.
- [22] Y. L. Liang, "Controlling fuel annealer using computational verb PID controllers". Proceedings of the 3rd international conference on Anti-Counterfeiting, security, and identification in communication (IEEE), pp: 417–420, 2009.
- [23] A. Dwyer, Handbook of PI and PID controller tuning rules. Book, Imperial College Press, 2006.
- [24] A.U. KESIN, Design of a PID controller circuit employing CDBAs, Int. J. of Electrical Engineering Education, Vol. 43. No. 1, 2006.
- [25] C. EDRAL, A. TOKER, C. ACAR, OTA-C based proportional-Integral-derivative (PID) controller and calculating optimum parameter tolerances. Turkish journal of Elec. Vol. 9. No. 2 2001.
- [26] S S.K. Panda, X.M. Zhu, and P.K. Dash, "Fuzzy Gain Scheduled PI Speed Controller for Switched Reluctance Motor Drive", Proc. of IECON 97Conference, Vol. 3, PP. 989-994, 1997.
- [27] D X.M. Zhu, S.K. Panda, P.K. Dash, and S.H. Tan, "Experimental Investigation of Variable Structural PID Control for Switched Reluctance Motor Drives", Proc. of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, PP. 205-210, 1997.
- [28] F H. Li, Z. Sun, M.-Y. Chow, and F. Sun, "Gain-scheduling-based state feedback integral control for networked control systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 6, pp. 2465–2472, 2011
- [29] G S. Liu, X. P. Liu, and A. El Saddik, "Modeling and dynamic gain-scheduling for networked systems with bounded packet losses," in Proceedings of the IEEE International Workshop on Measurements and Networking, pp. 135–139, Anacapri, Italy, October 2011
- [30] H M. Kermani and A. Sakly, "Stability analysis for a class of switched nonlinear time-delay systems," Systems Science & Control Engineering, vol. 2, no. 1, pp. 80–89, 2014.
- [31] R.K. J Mudi, N.R Pal.: A robust self-tuning scheme for PI and PD type fuzzy controllers. IEEE Trans Fuzzy Syst. 7(1), pp. 2–16, 1999
- [32] R.K. Mudi, C. Dey., T.T. Lee, "An improved auto-tuning scheme for PI controllers", ISA Transactions vol. 47,pp. 45–52, 2008
- [33] LZ.-Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy gain-scheduling of PID controllers," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, 1993.
- [34] R. Bandyopadhyay, D. Patranabis, "A Fuzzy Logic Based PI Autotuner", ISA Transaction, vol. 37, pp. 227-235, 1998
- [35] V. Kumar, P. Gaur "ANN based self tuned PID like adaptive controller design for high performance PMSM position control", Expert Systems with Applications, pp. 7995–8002, 2014.
- [36] X. Jingjing, "Neural network PID controller auto-tuning design and application", Control and Decision Conference, China, pp. 1370 – 1375, 2013.
- [37] Chia-Ju. Wu, "Genetic Tuning of PID Controllers Using a Neural Network Model: A Seesaw Example", Journal of Intelligent and Robotic Systems, vol. 25, pp. 43 – 59, 1999.
- [38] Z. Rongrong, Z. Shiwen, and S. Guohua, "The design of an intelligent controller for use with electric valve-actuators," Industrial Instrumentation Automation, no. 4, pp. 26–28, 2005.

- [39] X. Liu, h.wang, "Permanent Magnet Synchronous Motor Feedback Linearization Vector Control", *Mechatronics and Automatic Control Systems*, vol. 237, pp. 601-608, 2014.
- [40] Youngju Lee, Y.B. Shtessel, "Comparison of a feedback linearization controller and sliding mode controllers for a permanent magnet stepper motor," , pp. 258-263, 28th Southeastern Symposium on System Theory , 1996.
- [41] Z. Run and, L. Yong-he, C. Li-li, "Permanent magnet synchronous motorservo system based on direct feedback linearization control", *Micro motor*,vol.12, pp. 26-30, 2006.
- [42] X. Yi, Q. Bai-da,X. Bao-guo, "Nonlinear control of permanent magnet synchronous motor based on feedback linearization", *Journal of Southern Yangtze University*. Vol.6, pp.1-3, 2007.
- [43] D.C. Lee, G.M. Lee and K.D. Lee, 'DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters using Feedback Linearization', *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36,, pp. 826 - 833, 2000.
- [44] V. Utkin, J. G. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control on Electromechanical Systems*, Taylor and Francis, New York, NY, USA, 1st edition, 1999.
- [45] K. C. Veluvolu and Y. C. Soh, "Multiple sliding mode observers and unknown input estimations for Lipschitz nonlinear systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 21, no. 11, pp. 1322–1340, 2011.
- [46] K. C. Veluvolu and D. Lee, "Sliding mode high-gain observers for a class of uncertain nonlinear systems," *Applied Mathematics Letters*, vol. 24, no. 3, pp. 329–334, 2011.
- [47] Z. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, and X. He, "New sliding-mode observer for position sensor less control of permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 710–719, 2013.
- [48] M. Comanescu, "Cascaded EMF and speed sliding mode observer for the non salient PMSM," in *Proceedings of the 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '10)*, pp. 792–797, Glendale, Ariz, November 2010
- [49] M. Ezzat, J. De Leon, N. Gonzalez, and A. Glumineau, "Observer-controller scheme using high order sliding mode techniques for sensor less speed control of permanent magnet synchronous motor," in *Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC '10)*, pp. 4012–4017, December 2010.
- [50] T. Orłowska-Kowalska and M. Dybkowski, "Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed sensor less induction-motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1296–1308, 2010.
- [51] Y. Guo, H. long, "Self organizing fuzzy sliding mode controller for the position control of a permanent magnet synchronous motor drive", *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 2, pp. 109-118, 2011.
- [52] Z. Yang, H. Yung, "Fuzzy Sliding Mode Control of PMSM Servo System", *MACE '12 Proceedings of the Third International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering*, pp. 3236-3239, 2012.
- [53] D. S. Reay, M. Mirkazemi-Moud, T. C. Green, and B. W. Williams, "Fuzzy Adaptive Systems Applied to the Control of a Switched Reluctance Motor", *IEEE Proc. of International Symposium on Intelligent Control*, PP. 81-86, 1994.
- [54] M. Rodrigues, P.J. Costa Branco, and W. Suemitsu, "Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction by Turn-off Angle Compensation for Permanent Magnet Synchronous

- Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, PP. 711-715, 2001.
- [55] K.M. Rahman, S. Gopalakrishnan, B. Fahimi, A.V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Optimized Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor at all Operational Regimes using Neural Network", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 3, PP. 904-913, 2001.
 - [56] BC. Cavallaro, A. O. DiTommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.4, pp.1153-1160, 2005.
 - [57] P. NKRAUSE, C. WASYNCZUK, O. SUDHOFF," Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", Second Edition IEEE Press, 2002.
 - [58] W. Estes, "Toward a Statistical Theory of Learning", Psychological review , vol. 57, pp. 94-107.
 - [59] M. Minsky,"Theory of Neural Analog Reinforcement System and its Application to the barain model Problem", Ph.D. Thesis, Princeton Univ., 1954.
 - [60] R. Bellman, " Dynamic Programming", Princeton Univ. Press, 1957.
 - [61] R. Bellman, " Markov decision Process", J. Mathematical mechanics, vol.6,pp.679-684, 1957.
 - [62] A. Klopff," Brain Function and adaptive system- a heterostatic Theory", Proc. Int. conf.Syst. Man Cyber. IEEE syst. Man Cyber, 1974.
 - [63] B. Widrow, B. Gupta," Punish / Reward: Learning with a critic in adaptive threshold System ", IEEE Trans. On Syst. Man Cyber". Vol. 3, pp. 455-465, 1973.
 - [64] A. Barto, r. s. Sutton, "Neurolike adaptive Elements That Can solve difficult Learning Control Problems", IEEE Trans. Syst. Man Cyber, vol. 5, pp. 834-846, 1983.
 - [65] R. Sutton, "Temporal Credit Assignment in Reinforcement learning", Ph.D. Thesis, Univ of Massachuset, Amherst.
 - [66] R. Sutton, " Learning to predict by the method of Temporal differences", Machin Learning, Vol.3, pp. 9-44, 1988.
 - [67] R. Sutton, a. Barto." A Temporal differences model of Classical Conditioning", Proc. Ninth Ann. Conf.Cognitive Sci. Society, pp.355-378, 1987.
 - [68] R. J. Williams, "On the Use of Backpropagation in associative Reinforcement Learning", Proc. IEEE Int. Conf. Neural Network, pp. 1263-1270, 1988.
 - [69] R. J. Williams, "Reinforcement Learning in Connectionist Network: A Mathematical Analysis", Technical Report, Institue for Cognitive Sci, Univ. California at San Diego, 1989.
 - [70] C. Wathkins, "Learning from Delayed Rewards", Ph.D. thesis, Cambridge University, 1989.
 - [71] H. R. Berenji, P. khedkar., "Learning and Tuning Fuzzy Logic Controller Through Reinforcements", IEEE Trans. Neural Networks, vol. 3, pp. 724-740, 1992.
 - [72] H. R. Berenji., "A Reinforcement Learning Based Architecture for Fuzzy Logic Controller", Int. J. Approximate Reasoning, vol.6, pp. 267-292, 1992.
 - [73] C. W. Anderson, Learning and Problem Solving with Multilayer Conectionist Systems, Ph.D. Thesis, Univ. Masachusettes, Amherst, 1989.
 - [74] C. Chiang, J. J. Lin, "a Self Learning Fuzzy Controller using Genetic Algorithm with Reinforcements", IEEE Trans.Fuzzy Syst., vol.6, 1997.

- [۷۵] محمدی، مجید ، توسعه سیستمهای فازی عصبی در کنترل هوشمند، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران ۱۳۷۴.
- [۷۶] حاج آقاجانی، سعید، کنترل سیستم صنعتی وارد-لیونارد با استفاده از یادگیری تقویتی، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران ۱۳۷۵.
- [۷۷] لهراسبی، اسفندیار، کنترل زیر شبکه ترافیکی با استفاده از نقاد، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران ۱۳۷۵.
- [۷۸] مرجوی، علی، کنترل هوشمند موتور رلوکتانسی، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران ۱۳۷۷.
- [۷۹] جذبی، سید علی، توسعه روشهای یادگیری تقویتی در کنترل هوشمند و کاربردهای صنعتی و آزمایشگاهی آن، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه تهران ۱۳۷۷.
- [80] C.Lucas, D. Shahmirzadi, and N. Sheikholeslami, Introducing BELBIC: Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller, International Journal of Intelligent Automation and Soft Computing, Vol.10, no. 1, pp. 11-22, 2003.
- [81] L.Custodio, R Ventura, and C. Pinto- Ferrera, Artificial emotions and emotion-based control Systems, Proceeding of Emerging Technologies and Factory Automation, Vol.2, pp. 1415-1420, 1999
- [82] A.R.Damasio. Descartes error: emotion, reson, and the human brain, New York: G.P.Putnam, 1994.
- [83] R.Ventura, and C.pinto Ferreira, Emotion- based control Systems (preliminary report), in the Proceeding of the 1999 IEEE International Symposium on Intelligent Control/ Intelligent Systems and Semiotics, pp. 64-66, 1999.
- [84] M.S.El- Nasr, and J. Yen, Agents, emotional intelligence and fuzzy logic, Proceeding of the 17 Annual Meeting of the North American Fuzzy Information, pp. 301-305, 1998.
- [85] C. Balkenius, and J. Moren, A computational model of emotional conditioning in the brain, workshop on Grounding Emotions in Adaptive Systems, Zurich, 1998.
- [86] J.Moren, Emotion and learning: a computational model of the amygdale, PhD thesis, Lund university, Lund, Sweden, 2002.
- [87] J. Moren, and c. Balkenius, A computational model of emotional learning in the amygdale, In J.A. Mayer, A. Berthoz, D. Floreano, H.L. Roitblat, and S.W. Wilson (Ed). From animals to animats 6, (MIT Press, Cambridge, MA), pp. 383-391, 2000.
- [88] J.-J. E. Slotine, and W. Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice-Hall International Editions, 1991.
- [89] L.X. Wang, "A Course in Fuzzy Systems and Control", Prentice-Hall International Editions, 1997.
- [90] J.S.R. Jang, C.T. Sun, and E. Mizutani, "Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence", Prentice-Hall International Edition, 1997.
- [91] R.M. Kretchmar, P.M. Young, C.W. Anderson, D.C. Hittle, M.L. Anderson, and C.C. Delnero, "Robust Reinforcement Learning Control with Static and Dynamic Stability", Computer Science Department of Colorado State University, Technical Report CS-00-102, May 30, 2001.
- [92] M. Fatourehchi, C. Lucas, and A. Khaki Sedigh, "Reducing Control Effort by means of Emotional Learning", Proc. of 9th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2001), PP. 41/1-41/8, Tehran, Iran, May, 2001.
- [93] M. Fatourehchi, C. Lucas, and A. Khaki Sedigh, "Reduction of Maximum Overshoot by means of Emotional Learning", Proc. of 6th Annual CSI Computer Conference, PP. 460-467, Isfahan, Iran, February, 2001.

- [94] H. Rouhani, et al, "Emotional learning based intelligent speed and position control applied to neurofuzzy model of switched reluctance motor". *Control and Cybernetics*, Vol. 36, 2007.
- [95] H. Dorrah, A. El-Garhy and , "PSO-BELBIC scheme for two-coupled distillation column process", *Journal of Advanced Research*, Vol. 2, pp. 73-83, 2011.
- [96] Milasi, R. M., Lucas, C., Arrabi, B. N., Radwan, T. S., & Rahman, M. A. "Implementation of emotional controller for interior permanent magnet synchronous motor drive". *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 44, 2008.
- [97] R. Abdollahi, R. Farhangi, A. Yarahmadi, "Emotional Learning Based Intelligent Controller for Rotor Flux Oriented Control of Induction Motor", *Journal of Electrical Engineering*, vol.65, pp. 228-234, 2014.
- [98] R. C. Eberhart and J. Kennedy, "A new optimizer using particle swarm theory" , in *Proc. 6th Int. Symp. Micromachine Human Sci.*, Nagoya, Japan, pp. 39–43, 1995.
- [99] J. Kennedy and R. C. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks*, pp. 1942–1948, 1995.
- [100] B.S Umre, A.S Junghare, "Reactive power control using dynamic Particle Swarm Optimization for real power loss minimization'', *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, pp.133-136, 2012.

Abstract

Permanent magnet synchronous machines (PMSM) play an important role in aviation and shipbuilding industry. This type of motor has a high ratio of power to volume which makes it appropriate for use in airplanes and submarines. Therefore, optimal design and operation improvement of this machine is of an active area of research.

PMSM operation depends on various factors such as design parameters and their change over time and load torque. Speed control of PMSM is challenging and needs inputs such as load torque, reference speed and stator currents. The output variables are generated torque, mechanical speed and rotor flux. Conventional methods are not appropriate for designing the speed control system in vast range of operation.

Nowadays, intelligent control systems are capable of designing nonlinear complex systems. In this thesis, intelligent control tools are employed for design and development of PMSM. Different control methods such as classic PID, linearized feedback, sliding mode control method and the novel intelligent method based on Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller (BELBIC) are applied to PMSM and obtained results are analyzed.

Simulation results show that BELBIC method outperforms other methods. Moreover, primary control objectives such as speed and position control are met. Secondary control goals such as minimization of torque ripple are simultaneously achieved.

As BELBIC controller sound operation is sensitive to accurate values of controller parameters, Particle Swarm Optimization (PSO) is used to optimally find these values. BELBIC acting as a critic which minimizes the stress caused by neuro-fuzzy controller and thus proves to be a prominent intelligent nonlinear controller with adjustable parameters.

Keywords:

Emotional Controller, Emotional Cue, Intelligent Control, Permanent Magnet Synchronous Motor.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Design of Optimal Intelligent Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor

Adel Mohamadi Jahandizi

Supervisor:

Dr. Mohamad Hadad Zarif

September 2014