

عَلَامَةُ الْإِسْلَامِ



پروژه کارشناسی ارشد

طراحی و شبیه سازی کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر
سرعت با استفاده از شبکه عصبی

استاد راهنما: دکتر علی دستفان

استاد مشاور: دکتر مصطفی محمدیان

دانشجو: علی نقدی نژاد

شهریور ۱۳۸۴

تقدیم به: پدر و مادر عزیز و مهربانم که
همواره مشوق و راهنمایم بوده‌اند

تقدیر و تشکر:

بجاست که از زحمات بی‌شائبه استاد ارجمند جناب آقای دکتر دستفان و همچنین از راهنمایی‌های استاد مشاور محترم جناب آقای دکتر محمدیان که همواره مورد لطف و عنایت بیدریغ این عزیزان قرار داشته‌ام، تشکر و قدردانی نمایم.

چکیده:

مقدار دقیق سرعت یکی از پارامترهای مهم در کنترل موتور القایی می باشد. ساده ترین روش اندازه گیری سرعت بوسیله حسگر سرعت از روی محور موتور می باشد. اما بکارگیری حسگر سرعت در محرکه الکتریکی باعث افزایش قیمت، کاهش قابلیت اطمینان سیستم و ناتوانی عملکرد محرکه الکتریکی در محیطهای کاری نامساعد می شود و عاملی برای ورود اغتشاش و نویز به سیستم نیز می باشد. بنابراین سعی می شود که با حذف حسگر سرعت و جایگزینی آن با یک تخمینگر سرعت از مواجه شدن با مشکلات فوق اجتناب گردد.

شبکه های عصبی به عنوان ابزارهای قدرتمند در تخمین وقایع مختلف، امروزه یکی از مباحث پرکاربرد علوم مهندسی است. این مقوله برای دستیابی بشر به سیستم های هوشمند بسیار مورد توجه قرار گرفته است. موتورهای القایی نیز به خاطر پیچیدگیهایی که در رفتار آنها وجود دارد دارای مدل ریاضی دقیقی نیستند تا بتوان از آنها در طراحی کنترل کننده ها استفاده نمود. اما شبکه های عصبی از آنجایی که از روی اطلاعات آماری شکل می گیرند، می توانند رفتار سیستم را آن گونه که هست یاد گرفته و کنترل کنند. در این پایان نامه، ابتدا کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی ۱/۵ کیلووات طراحی و شبیه سازی گردید و عملکرد آن در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت.

در ادامه روشهای مختلف تخمین سرعت، نظیر شبکه عصبی و تخمینگر تطبیقی با مدل مرجع (MRAS) برای تعیین مقدار سرعت در موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت بررسی و شبیه سازی شده است. شبکه عصبی در دو حالت همزمان و غیرهمزمان آموزش داده شده است. سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصله، عملکرد قابل اطمینان این روشهای تخمین سرعت موتور القایی را نشان می دهند.

کلمات کلیدی: موتور القایی، کنترلر برداری، شبکه عصبی، تخمینگر سرعت

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه.....	۱
فصل دوم: مدل دینامیکی موتور القایی.....	۵
۱-۲ مقدمه.....	۶
۲-۲ ساختار ماشین های القایی سه فاز.....	۶
۳-۲ معادله های ولتاژ در متغیرهای ماشین القایی.....	۸
۴-۲ معادله گشتاور در متغیرهای ماشین.....	۱۱
۵-۲ معادله های تبدیل برای مدارهای روتور.....	۱۲
۶-۲ معادله های ولتاژ در متغیرهای دستگاه مرجع اختیاری.....	۱۴
۷-۲ معادله گشتاور در متغیرهای دستگاه مرجع اختیاری.....	۱۷
۸-۲ معادلات فضای حالت.....	۱۸
۹-۲ تحلیل حالت دائمی.....	۱۹
۱۰-۲ خلاصه:.....	۲۱
فصل سوم: روشهای کنترل موتور القایی.....	۲۲
۱-۳ مقدمه.....	۲۳
۲-۳ روشهای کنترل موتور القایی.....	۲۳
۳-۳ کنترل اسکالر و انواع روشهای آن.....	۲۴
۱-۳-۳ کنترل ولتاژ استاتور.....	۲۵
۲-۳-۳ کنترل ولتاژ رتور.....	۲۶
۳-۳-۳ کنترل فرکانس استاتور.....	۲۶
۴-۳-۳ کنترل فرکانس و ولتاژ استاتور.....	۲۷
۵-۳-۳ کنترل حلقه بسته.....	۲۸
۴-۳ کنترل برداری.....	۲۹
۱-۴-۳ شباهتهای موتور DC و موتور القایی در حالت کنترل برداری.....	۲۹
۲-۴-۳ نحوه اجرای کنترل برداری موتور القایی.....	۳۱

۳۲	 جهت یابی شار ۳-۴-۳
۳۴	 کنترل برداری مستقیم ۴-۴-۳
۳۶	 معایب کنترل برداری مستقیم ۱-۴-۴-۳
۳۶	 کنترل برداری غیر مستقیم ۵-۴-۳
۴۳	 خلاصه: ۵-۳
۴۴	 فصل چهارم: شبکه‌های عصبی
۴۵	 مقدمه ۱-۴
۴۶	 مدل نرون ۲-۴
۴۷	 توابع انتقال ۱-۲-۴
۴۹	 نرون با ورودی برداری ۲-۲-۴
۵۰	 ساختار شبکه عصبی ۳-۴
۵۰	 یک لایه از نرون‌ها ۱-۳-۴
۵۱	 لایه‌های چندگانه از نرون ها ۲-۳-۴
۵۲	 شبکه پرسپترون ۴-۴
۵۳	 مدل نرون پرسپترون ۱-۴-۴
۵۴	 قوانین یادگیری ۲-۴-۴
۵۵	 یادگیری پرسپترون ۳-۴-۴
۵۵	 مزایا و محدودیتها ۴-۴-۴
۵۶	 شبکه پس انتشار ۵-۴
۵۶	 مدل نرون ۱-۵-۴
۵۸	 شبکه پیش خورد ۲-۵-۴
۵۸	 خلاصه: ۸-۴
۵۹	 فصل پنجم: روشهای تخمین سرعت موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت
۶۰	 مقدمه ۱-۵
۶۰	 روشهای کنترل سرعت موتور القایی بدون استفاده از انکدر ۲-۵
۶۱	 کنترل حلقه باز سرعت ۱-۲-۵
۶۱	 کنترل حلقه باز بر مبنای استفاده از معادلات موتور ۱-۱-۲-۵
۶۱	 کنترل حلقه باز بر مبنای ساختار فیزیکی موتور ۲-۱-۲-۵

۶۲.....	۲-۲-۵ کنترل حلقه بسته با تخمین سرعت
۶۲.....	۳-۵ انواع روشهای تخمین سرعت موتور القایی
۶۲.....	۱-۳-۵ تخمینگر معمولی سرعت
۶۴.....	۲-۳-۵ سیستم تطبیقی با مدل مرجع
۶۸.....	۳-۳-۵ رویتگر لیونبرگر
۶۹.....	۴-۳-۵ روش فیلتر کالمن
۷۱.....	۵-۳-۵ تخمین سرعت با استفاده از شبکه های عصبی
۷۴.....	۱-۵-۳-۵ شبکه عصبی با آموزش همزمان
۷۶.....	۲-۵-۳-۵ شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان
۷۷.....	۶-۳-۵ تخمین سرعت بر اساس هارمونیک های ناشی از شیار روتور
۷۹.....	۴-۵ ارزیابی و مقایسه روشهای مختلف کنترل برداری بدون حسگر
۷۹.....	۱-۴-۵ عملکرد حالت گذرا (عملکرد دینامیکی)
۷۹.....	۲-۴-۵ عملکرد حالت دائم (میزان خطا در حالت دائم)
۸۰.....	۳-۴-۵ حساسیت به تغییر پارامترها
۸۰.....	۴-۴-۵ حساسیت نسبت به نویز
۸۰.....	۵-۴-۵ جنبه اقتصادی طرح
۸۱.....	۶-۴-۵ پیچیدگی طراحی
۸۱.....	۷-۴-۵ جدول مقایسه
۸۲.....	۶-۵ خلاصه:
۸۳.....	فصل ششم: شبیه سازی
۸۴.....	۱-۶ مقدمه
۸۴.....	۲-۶ شبیه سازی موتور القایی با کنترل برداری غیر مستقیم
۸۵.....	۱-۲-۶ مشخصات موتور
۸۵.....	۲-۲-۶ بلوک دیاگرام کلی موتور و کنترل برداری غیر مستقیم
۸۶.....	۳-۲-۶ بلوکهای تبدیل مختصات از مرجع ثابت به دوار
۸۷.....	۴-۲-۶ بلوکهای تبدیل مختصات از مرجع دوار به ثابت
۸۸.....	۵-۲-۶ بلوکهای تولیدکننده فرکانس لغزش و شار رتور
۸۹.....	۶-۲-۶ بلوکهای کنترل سرعت و جریانهای استاتور
۹۰.....	۷-۲-۶ بلوک یکسوساز قدرت

۹۱	۸-۲-۶ بلوک اینورتر
۹۳	۹-۲-۶ تعیین ضرایب کنترل کننده ها
۹۳	۱۰-۲-۶ نتایج حاصل از شبیه سازی
۹۴	۱-۱۰-۲-۶ پاسخ موتور در سرعت نامی
۹۶	۲-۱۰-۲-۶ پاسخ موتور به تغییر پله ای در سرعت مرجع
۹۸	۳-۱۰-۲-۶ پاسخ موتور به تغییر پله ای در بار
۱۰۰	۴-۱۰-۲-۶ تغییرات اینرسی موتور
	۳- شبیه سازی تخمین سرعت موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از تخمینگر تطبیقی با مدل مرجع (MRAS)
۱۰۳	۱-۳-۶ پاسخ موتور در سرعت نامی
۱۰۵	۲-۳-۶ پاسخ موتور به تغییر پلهای در سرعت مرجع
۱۰۷	۳-۳-۶ پاسخ موتور به تغییر پله ای در بار
۱۰۹	۴-۳-۶ تغییرات مقاومت روتور
۱۱۱	۵-۳-۶ تغییرات اینرسی موتور
۱۱۳	۴-۶ شبیه سازی تخمین سرعت موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از شبکه عصبی با آموزش غیر همزمان
۱۱۵	۱-۴-۶ طراحی شبکه عصبی غیر همزمان
۱۱۶	۲-۴-۶ نتایج حاصل از شبیه سازی موتور القایی با تخمینگر عصبی با آموزش غیر همزمان
۱۱۹	۱-۲-۴-۶ پاسخ موتور در سرعت نامی
۱۲۱	۲-۲-۴-۶ پاسخ موتور به تغییر پله ای در سرعت مرجع
۱۲۲	۳-۲-۴-۶ پاسخ موتور به تغییر پلهای در بار
	۵-۶ شبیه سازی موتور القایی کنترل برداری غیر مستقیم با استفاده از تخمینگر عصبی سرعت با آموزش همزمان
۱۲۵	۱-۵-۶ انتخاب زمان نمونه برداری مناسب
۱۲۷	۲-۵-۶ نتایج حاصل از شبیه سازی
۱۲۹	۱-۲-۵-۶ تغییرات مقاومت روتور
۱۳۱	۲-۲-۵-۶ پاسخ موتور در سرعت نامی
۱۳۳	۳-۲-۵-۶ پاسخ موتور به تغییر پلهای در سرعت مرجع
۱۳۵	۴-۲-۵-۶ پاسخ موتور به تغییر پلهای در بار

۱۳۷.....	۶-۶ خلاصه:
۱۳۹	فصل هفتم: نتیجه گیری.....
۱۴۱.....	مراجع:.....

فهرست اشکال

شکل ۱-۲- ماشین القایی متقارن ۲ قطب، ۳ فاز با اتصال ستاره	۸
شکل ۲-۲- دستگاه مرجع ساکن (abc) و دوفاز (dq)	۱۴
شکل ۳-۲- مدارهای معادل یک ماشین القایی متقارن سه فاز در دستگاه مرجع اختیاری	۱۷
شکل ۵-۲- مدار معادل حالت دائمی یک ماشین القایی متقارن	۱۹
شکل ۶-۲- مدار معادل حالت دائمی یک ماشین القایی متقارن	۲۰
شکل ۱-۳- مدل مداری موتور القایی	۲۴
شکل ۲-۳- کنترل سرعت با مقاومت رتور	۲۶
شکل ۳-۳- مدار تولید کننده فرکانس و ولتاژ متغیر	۲۷
شکل ۵-۳- تبدیل متغیرها برای کنترل برداری موتورهای القایی	۲۹
شکل ۶-۳- موتور القایی با بلوک کنترل	۳۰
شکل ۷-۳- مدار معادل موتور DC	۳۰
شکل ۸-۳- نحوه اجرای کنترل برداری	۳۱
شکل ۹-۳- مدار معادل موتور القایی در دستگاه مرجع ساکن dq (الف) محور d (ب) محور q	۳۳
شکل ۱۰-۳- بلوک دیاگرام کنترل برداری مستقیم	۳۵
شکل ۱۱-۳- دیاگرام برداری متغیرها در کنترل برداری غیر مستقیم	۳۷
شکل ۱۲-۳- تبدیل از مرجع سه فاز به مرجع دو فاز	۳۹
شکل ۱۳-۳- تبدیل از مرجع ساکن به مرجع دوار	۳۹
شکل ۱۴-۳- بلوک تولید کننده شار رتور	۳۹
شکل ۱۵-۳- بلوک تولید کننده فرکانس لغزش	۴۰
شکل ۱۶-۳- بلوک کنترل کننده های سرعت ، شار و جریانهای استاتور	۴۱
شکل ۱۷-۳- تبدیل از مرجع دوار به مرجع ساکن	۴۱
شکل ۱۸-۳- تبدیل دو فاز به سه فاز	۴۲
شکل ۱۹-۳- بلوک دیاگرام کامل کنترل برداری غیر مستقیم	۴۳
شکل ۱-۴- ساختار یک نرون	۴۷
شکل ۲-۴- تابع انتقال hard-limit	۴۷
شکل ۳-۴- تابع انتقال خطی	۴۸

شکل ۴-۴- تابع انتقال Log-Sigmoid	۴۸
شکل ۴-۵- نرون با یک بردار ورودی	۴۹
شکل ۴-۶- ساختمان یک شبکه تک لایه	۵۰
شکل ۴-۷- ساختمان یک شبکه چند لایه	۵۱
شکل ۴-۸- مدل نرون یک شبکه پرسپترون	۵۲
شکل ۴-۹- مرز تصمیم گیری یک شبکه پرسپترون	۵۳
شکل ۴-۱۰- ساختار یک شبکه پرسپترون	۵۴
شکل ۴-۱۱- مدل نرون ساده	۵۷
شکل ۴-۱۲- تابع انتقال tan-sigmoid	۵۷
شکل ۴-۱۲- یک شبکه تک لایه با تابع انتقال logsig در خروجی	۵۸
شکل ۵-۱- بلوک تخمینگر معمولی سرعت	۶۳
شکل ۵-۲- سیستم کنترل قابل تنظیم با مدل مرجع بصورت موازی	۶۵
شکل ۵-۳- روش تخمین سرعت MRAS در سیستم کنترل برداری با مقایسه بردارهای شار	۶۶
شکل ۵-۴- روتگر سرعت لیونبرگر	۶۸
شکل ۵-۵- بلوک دیاگرام فیلتر کالمن	۷۰
شکل ۵-۶- تخمین سرعت با مقایسه معادلات جریانی و ولتاژی شار	۷۳
شکل ۵-۷- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی به عنوان جایگزین جبران‌ساز (PI) و مدل جریانی شار	۷۳
شکل ۵-۸- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی به عنوان جایگزین جبران‌ساز سیستم (PI)...	۷۳
شکل ۵-۹- شکل فاصله هوایی و توزیع شار موتور القایی	۷۸
شکل ۶-۱- شمای کلی مدار کنترل برداری غیر مستقیم	۸۶
شکل ۶-۲- تبدیل مختصات از سه فاز به دو فاز	۸۶
شکل ۶-۳- تبدیل جریانها از دستگاه مرجع ثابت بر روی استاتور به دستگاه مرجع دوار	۸۷
شکل ۶-۴- تبدیل ولتاژها از دستگاه مرجع دوار بر روی استاتور به دستگاه مرجع ثابت	۸۸
شکل ۶-۵- تبدیل مختصات از دو فاز به سه فاز	۸۸
شکل ۶-۶- بلوکهای تولیدکننده فرکانس لغزش و شار رتو	۸۹
شکل ۶-۷- بلوکهای کنترل سرعت ، شار و جریانهای استاتور	۸۹
شکل ۶-۸- مدار یکسو ساز قدرت	۹۰
شکل ۶-۹- بلوک مدار کنترلی باس dc	۹۱

۹۲	شکل ۶-۱۰- ثابت زمانیهای PWM
۹۲	شکل ۶-۱۱- بلوک اینورتر همراه با PWM
۹۴	شکل ۶-۱۲- سرعت موتور
۹۴	شکل ۶-۱۳- جریان یک فاز موتور
۹۴	شکل ۶-۱۴- جریان محور d استاتور
۹۵	شکل ۶-۱۵- جریان مرجع محور d استاتور
۹۵	شکل ۶-۱۶- جریان محور q استاتور
۹۵	شکل ۶-۱۷- جریان مرجع محور q استاتور
۹۵	شکل ۶-۱۸- ولتاژ محور q استاتور
۹۵	شکل ۶-۱۹- ولتاژ محور d استاتور
۹۵	شکل ۶-۲۰- گشتاور الکترومغناطیسی
۹۶	شکل ۶-۲۱- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع
۹۶	شکل ۶-۲۲- سرعت موتور
۹۷	شکل ۶-۲۳- جریان یک فاز موتور
۹۷	شکل ۶-۲۴- جریان محور d استاتور
۹۷	شکل ۶-۲۵- جریان مرجع محور d استاتور
۹۷	شکل ۶-۲۶- جریان محور q استاتور
۹۷	شکل ۶-۲۷- جریان مرجع محور q استاتور
۹۷	شکل ۶-۲۸- ولتاژ محور q استاتور
۹۸	شکل ۶-۲۹- ولتاژ محور d استاتور
۹۸	شکل ۶-۳۰- گشتاور الکترومغناطیسی
۹۸	شکل ۶-۳۱- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع
۹۸	شکل ۶-۳۲- سرعت موتور
۹۸	شکل ۶-۳۳- جریان یک فاز موتور
۹۹	شکل ۶-۳۴- جریان محور d استاتور
۹۹	شکل ۶-۳۵- جریان مرجع محور d استاتور
۹۹	شکل ۶-۳۶- جریان محور q استاتور
۹۹	شکل ۶-۳۷- جریان مرجع محور q استاتور
۹۹	شکل ۶-۳۸- ولتاژ محور q استاتور

شکل ۶-۳۹- ولتاژ محور d استاتور.....	۹۹
شکل ۶-۴۰- گشتاور الکترومغناطیسی.....	۱۰۰
شکل ۶-۴۱- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع	۱۰۰
شکل ۶-۴۲- سرعت به ازای $J=J_{nom}$	۱۰۰
شکل ۶-۴۳- گشتاور به ازای $J=J_{nom}$	۱۰۰
شکل ۶-۴۴- سرعت به ازای $J=0.1 * J_{nom}$	۱۰۱
شکل ۶-۴۵- گشتاور به ازای $J=0.1 * J_{nom}$	۱۰۱
شکل ۶-۴۶- سرعت به ازای $J=0.2 * J_{nom}$	۱۰۱
شکل ۶-۴۷- گشتاور به ازای $J=0.2 * J_{nom}$	۱۰۱
شکل ۶-۴۸- سرعت به ازای $J=1.0 * J_{nom}$	۱۰۱
شکل ۶-۴۹- گشتاور به ازای $J=1.0 * J_{nom}$	۱۰۱
شکل ۶-۵۰- سرعت به ازای $J=5 * J_{nom}$	۱۰۲
شکل ۶-۵۱- گشتاور به ازای $J=5 * J_{nom}$	۱۰۲
شکل ۶-۵۲- بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری به همراه تخمینگر سرعت MRAS.....	۱۰۳
شکل ۶-۵۳- بلوک محاسبه شار تخمینی.....	۱۰۴
شکل ۶-۵۴- بلوک محاسبه شار واقعی.....	۱۰۴
شکل ۶-۵۵- بلوک محاسبه سرعت تخمینی روتور با استفاده از روش MRAS.....	۱۰۵
شکل ۶-۵۶- سرعت موتور	۱۰۶
شکل ۶-۵۷- جریان یک فاز موتور.....	۱۰۶
شکل ۶-۵۸- جریان محور d استاتور.....	۱۰۶
شکل ۶-۵۹- جریان مرجع محور d استاتور.....	۱۰۶
شکل ۶-۶۰- جریان محور q استاتور	۱۰۶
شکل ۶-۶۱- جریان مرجع محور q استاتور.....	۱۰۶
شکل ۶-۶۲- ولتاژ محور q استاتور.....	۱۰۷
شکل ۶-۶۳- ولتاژ محور d استاتور.....	۱۰۷
شکل ۶-۶۴- گشتاور الکترومغناطیسی.....	۱۰۷
شکل ۶-۶۵- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع.....	۱۰۷
شکل ۶-۶۶- سرعت موتور.....	۱۰۸
شکل ۶-۶۷- جریان یک فاز موتور.....	۱۰۸

- شکل ۶-۶۸- جریان محور d استاتور..... ۱۰۸
- شکل ۶-۶۹- جریان مرجع محور d استاتور..... ۱۰۸
- شکل ۶-۷۰- جریان محور q استاتور..... ۱۰۸
- شکل ۶-۷۱- جریان مرجع محور q استاتور..... ۱۰۸
- شکل ۶-۷۲- ولتاژ محور q استاتور..... ۱۰۹
- شکل ۶-۷۳- ولتاژ محور d استاتور..... ۱۰۹
- شکل ۶-۷۴- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۰۹
- شکل ۶-۷۵- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع..... ۱۰۹
- شکل ۶-۷۶- سرعت موتور ۱۱۰
- شکل ۶-۷۷- جریان یک فاز موتور ۱۱۰
- شکل ۶-۷۸- جریان محور d استاتور ۱۱۰
- شکل ۶-۷۹- جریان مرجع محور d استاتور ۱۱۰
- شکل ۶-۸۰- جریان محور q استاتور ۱۱۰
- شکل ۶-۸۱- جریان مرجع محور q استاتور ۱۱۰
- شکل ۶-۸۲- ولتاژ محور q استاتور ۱۱۱
- شکل ۶-۸۳- ولتاژ محور d استاتور ۱۱۱
- شکل ۶-۸۴- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۱۱
- شکل ۶-۸۵- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع ۱۱۱
- شکل ۶-۸۶- سرعت روتور به ازای $R_r = 1/15 * R_r$ ۱۱۲
- شکل ۶-۸۷- سرعت روتور به ازای $R_r = 1 * R_r$ ۱۱۲
- شکل ۶-۸۸- سرعت روتور به ازای $R_r = 0.8 * R_r$ ۱۱۲
- شکل ۶-۸۹- سرعت روتور به ازای $R_r = 1 * R_r$ ۱۱۲
- شکل ۶-۹۰- سرعت به ازای $J = J_{nom}$ ۱۱۳
- شکل ۶-۹۱- سرعت به ازای $J = 5 * J_{nom}$ ۱۱۳
- شکل ۶-۹۲- سرعت به ازای $J = 0.2 * J_{nom}$ ۱۱۳
- شکل ۶-۹۳- سرعت به ازای $J = 0.1 * J_{nom}$ ۱۱۳
- شکل ۶-۹۴- ساختار داخلی شبکه عصبی ۱۱۵
- شکل ۶-۹۵- ورودی های مختلف برای آموزش شبکه عصبی ۱۱۶
- شکل ۶-۹۵- فلوچارت محاسبه بهترین الگوریتم ۱۱۷

- شکل ۹۶-۶- نمودار خطا با الگوریتم Levenberg-Marquardt ۱۱۷
- شکل ۹۷-۶- نمودار خطا با الگوریتم Resilient backpropagation ۱۱۸
- شکل ۹۸-۶- نمودار خطا با الگوریتم Fletcher- Reeves conjugate gradient ۱۱۸
- شکل ۹۹-۶- نمودار خطا با الگوریتم Basic gradient descent ۱۱۸
- شکل ۱۰۰-۶- نمودار خطا با الگوریتم Levenberg-Marquardt بازای ۲۰۰۰ تکرار و ۳۰ نرون. ۱۱۹
- شکل ۱۰۱-۶- سرعت موتور ۱۱۹
- شکل ۱۰۲-۶- جریان یک فاز موتور ۱۱۹
- شکل ۱۰۳-۶- جریان محور d استاتور ۱۲۰
- شکل ۱۰۴-۶- جریان محور q استاتور ۱۲۰
- شکل ۱۰۵-۶- ولتاژ محور q استاتور ۱۲۰
- شکل ۱۰۶-۶- ولتاژ محور d استاتور ۱۲۰
- شکل ۱۰۷-۶- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۲۰
- شکل ۱۰۸-۶- سرعت موتور ۱۲۱
- شکل ۱۰۹-۶- جریان یک فاز موتور ۱۲۱
- شکل ۱۱۰-۶- جریان محور d استاتور ۱۲۱
- شکل ۱۱۱-۶- جریان مرجع محور d استاتور ۱۲۱
- شکل ۱۱۲-۶- جریان محور q استاتور ۱۲۲
- شکل ۱۱۳-۶- جریان مرجع محور q استاتور ۱۲۲
- شکل ۱۱۴-۶- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۲۲
- شکل ۱۱۵-۶- سرعت موتور ۱۲۳
- شکل ۱۱۶-۶- جریان یک فاز موتور ۱۲۳
- شکل ۱۱۷-۶- جریان محور d استاتور ۱۲۳
- شکل ۱۱۸-۶- جریان مرجع محور d استاتور ۱۲۳
- شکل ۱۱۹-۶- جریان محور q استاتور ۱۲۳
- شکل ۱۲۰-۶- جریان مرجع محور q استاتور ۱۲۳
- شکل ۱۲۱-۶- ولتاژ محور d استاتور ۱۲۴
- شکل ۱۲۲-۶- ولتاژ محور q استاتور ۱۲۴
- شکل ۱۲۳-۶- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۲۴
- شکل ۱۲۴-۶- بلوک دیاگرام کلی موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از تخمینگر عصبی. ۱۲۶

- شکل ۶-۱۲۵- بلوک دیاگرام محاسبه شار ۱۲۶
- شکل ۶-۱۲۶- بلوک دیاگرام محاسبه سرعت روتور ۱۲۸
- شکل ۶-۱۲۷- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۱۰ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان ۱۲۸
- شکل ۶-۱۲۸- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۱ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان ۱۲۸
- شکل ۶-۱۲۹- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۰،۱ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان ۱۲۸
- شکل ۶-۱۳۰- سرعت روتور به ازای $R_r = 1/3 * R_r$ ۱۲۹
- شکل ۶-۱۳۱- گشتاور به ازای $R_r = 1/3 * R_r$ ۱۲۹
- شکل ۶-۱۳۲- سرعت روتور به ازای $R_r = 1/2 * R_r$ ۱۳۰
- شکل ۶-۱۳۳- گشتاور به ازای $R_r = 1/2 * R_r$ ۱۳۰
- شکل ۶-۱۳۴- سرعت روتور به ازای $R_r = 1 * R_r$ ۱۳۰
- شکل ۶-۱۳۵- گشتاور به ازای $R_r = 1 * R_r$ ۱۳۰
- شکل ۶-۱۳۶- سرعت روتور به ازای $R_r = 0.8 * R_r$ ۱۳۰
- شکل ۶-۱۳۷- گشتاور به ازای $R_r = 0.8 * R_r$ ۱۳۰
- شکل ۶-۱۳۸- سرعت موتور ۱۳۱
- شکل ۶-۱۳۹- جریان یک فاز موتور ۱۳۱
- شکل ۶-۱۴۰- جریان محور d استاتور ۱۳۱
- شکل ۶-۱۴۱- جریان مرجع محور d استاتور ۱۳۱
- شکل ۶-۱۴۲- جریان محور q استاتور ۱۳۲
- شکل ۶-۱۴۳- جریان مرجع محور q استاتور ۱۳۲
- شکل ۶-۱۴۴- ولتاژ محور q استاتور ۱۳۲
- شکل ۶-۱۴۵- ولتاژ محور d استاتور ۱۳۲
- شکل ۶-۱۴۶- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۳۲
- شکل ۶-۱۴۷- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع ۱۳۲
- شکل ۶-۱۴۸- سرعت موتور ۱۳۳
- شکل ۶-۱۴۹- جریان یک فاز موتور ۱۳۳
- شکل ۶-۱۵۰- جریان محور d استاتور ۱۳۳

- شکل ۶-۱۵۱- جریان مرجع محور d استاتور ۱۳۳
- شکل ۶-۱۵۲- جریان محور q استاتور ۱۳۴
- شکل ۶-۱۵۳- جریان مرجع محور q استاتور ۱۳۴
- شکل ۶-۱۵۴- ولتاژ محور q استاتور ۱۳۴
- شکل ۶-۱۵۵- ولتاژ محور d استاتور ۱۳۴
- شکل ۶-۱۵۶- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۳۴
- شکل ۶-۱۵۷- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع ۱۳۴
- شکل ۶-۱۵۸- سرعت موتور ۱۳۵
- شکل ۶-۱۵۹- جریان یک فاز موتور ۱۳۵
- شکل ۶-۱۶۰- جریان محور d استاتور ۱۳۵
- شکل ۶-۱۶۱- جریان مرجع محور d استاتور ۱۳۵
- شکل ۶-۱۶۲- جریان محور q استاتور ۱۳۶
- شکل ۶-۱۶۳- جریان مرجع محور q استاتور ۱۳۶
- شکل ۶-۱۶۴- ولتاژ محور q استاتور ۱۳۶
- شکل ۶-۱۶۵- ولتاژ محور d استاتور ۱۳۶
- شکل ۶-۱۶۶- گشتاور الکترومغناطیسی ۱۳۶
- شکل ۶-۱۶۷- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع ۱۳۶

فهرست جداول

جدول ۵-۱- مقایسه بعضی از روشهای کنترل بدون حسگر سرعت.....	۸۲
جدول ۶-۱- مشخصات موتور.....	۸۵

فصل اول:

مقدمه

امروزه نقش محرکه های الکتریکی با دور متغیر در صنعت انکارناپذیر است. از صنایع بسیار ظریف و سبک گرفته تا صنایع سنگین نیازمند استفاده از محرکه های الکتریکی می باشند. در گذشته بخش عظیمی از محرکه های الکتریکی با دور متغیر با استفاده از موتورهای الکتریکی DC ساخته می شدند و در حال حاضر نیز در برخی از فرآیندها هنوز از موتورهای DC استفاده می گردد. از دلایل استفاده گسترده از موتورهای DC، می توان به سادگی روش کنترل و عدم توانایی ادوات الکترونیک قدرت و ریزپردازنده ها در پیاده سازی روشهای پیچیده کنترل اشاره کرد. با پیشرفت علم الکترونیک قدرت و تولید ریزپردازنده های با سرعت بالا، تمایل به استفاده از موتورهای AC نظیر موتورهای القایی در محرکه های الکتریکی نیز افزایش یافت. از دلایل برتری موتورهای جریان متناوب القایی نسبت به موتورهای DC می توان به سادگی ساختار، استحکام و قابلیت استفاده در محیطهای با شرایط نامناسب نظیر محیطهای با گرد و خاک و یا گازهای اشتعال زا اشاره کرد.

با وجود اینکه موتورهای القایی از لحاظ ساختار فیزیکی ساده تر از موتورهای DC می باشند، لیکن از لحاظ مدلسازی ریاضی، دارای مدلی به مراتب پیچیده تر از موتور DC هستند. در موتورهای DC تنظیم شار و گشتاور موتور بصورت جداگانه از طریق جریانهای میدان انجام می گیرد و استفاده از دو مسیر کنترلی بدون انجام تبدیلات پیچیده کارساز خواهد بود. برخلاف موتور DC در موتورهای القایی تنظیم شار و گشتاور دارای تداخل بوده و نمی توان بدون استفاده از یک روش کنترلی مناسب بطور جداگانه شار و گشتاور را کنترل نمود.

در دهه ۶۰ بلاشکه روش کنترل برداری را برای کنترل دور موتورهای AC معرفی نمود [۱]. ایده اصلی روش کنترل برداری بر اساس استفاده از روند کنترل سرعت موتورهای DC استوار می باشد. در این

روش سیستم سه فاز متقارن با انجام یک سری تبدیلات که بعضا با نام تبدیلات بلاشکه نیز شناخته می‌شوند، بر روی سیستم مختصات چرخان دو محوری ($x-y$) انتقال داده می‌شوند. از معادلات مربوط به محور حقیقی مختصات چرخان برای تنظیم شار و از معادلات محور موهومی برای تنظیم گشتاور و سرعت استفاده می‌گردد.

علاوه بر روش کنترل برداری، روشهای دیگری نظیر روش ولت بر هرتز و روش اسکالر برای کنترل سرعت موتور القایی مورد استفاده قرار گرفته شده است [۲]. مزیت عمده روش کنترل برداری نسبت به این روشها، کنترل مستقیم شار و رفتار مناسب سیستم کنترل در حالت گذرا می‌باشد. همچنین روش مذکور در سرعتهای پائین موتور نیز به دلیل وابستگی شار موتور به مقاومت استاتور دچار مشکل می‌شوند.

همانطور که اشاره شد یکی از دلایل اصلی استفاده از موتورهای القایی در محرکه‌های الکتریکی استحکام بالای آنها می‌باشد. با توجه به اینکه روش کنترل سرعت نیازمند پس خور سرعت هستند، استفاده از عناصری نظیر تاکومتر و انکدر (حسگر سرعت) جهت اندازه‌گیری سرعت می‌تواند موجب افزایش قیمت، کاهش قابلیت اطمینان سیستم و عاملی برای ورود اغتشاش و نویز به سیستم گردد. به همین دلیل تلاش زیادی برای حذف حسگر سرعت از سیستم کنترل برداری شده است و روشهای متعددی جهت تخمین سرعت روتور با استفاده از متغیرهای ماشین پیشنهاد شده است. از آن جمله می‌توان به فیلتر کالمن، تطبیق پارامترها با مدل مبنا، استفاده از معادلات حالت و استفاده از شبکه عصبی نام برد که هر کدام دارای مزایا و معایبی می‌باشند [۳].

شبکه‌های عصبی در تخمین سرعت موتور القایی هم در روشهای کنترل اسکالر [۴] و هم در روشهای برداری [۵، ۶] مورد استفاده قرار می‌گیرند.

در این پایان نامه از کنترل کننده های عصبی برای تخمین سرعت موتور القایی استفاده شده است. در فصل دوم این پایان نامه، مدل دینامیکی و روابط موتور القایی در دستگاه ABC و دستگاه dqo و همچنین تحلیل حالت دائم موتور القایی مورد بررسی قرار گرفته شده است. در فصل سوم روشهای

کنترل سرعت موتور مورد بررسی قرار گرفته شده است و سپس کنترل اسکالر و کنترل برداری و انواع روشهای آنها، بطور کامل مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در فصل چهارم ساختار شبکه عصبی را مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل پنجم انواع روشهای تخمین سرعت موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل ششم، در ابتدا با استفاده از روابط فصول دوم و سوم، یک موتور القایی با کنترل برداری غیر مستقیم شبیه سازی شده و عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفته است. سپس تخمین سرعت با روش MRAS شبیه سازی شده و در انتها دو تخمینگر عصبی با آموزشهای همزمان و غیرهمزمان طراحی شده و در مدل موتور شبیه سازی شده در ابتدای فصل بکار گرفته شده است و چگونگی عملکرد این تخمینگرها (همزمان، غیرهمزمان و MRAS) در حالات مختلف مورد بررسی قرار گرفته است.

فصل دوم:

مدل دینامیکی
موتور القایی

۲-۱ مقدمه

ماشین القایی سه فاز ماشین‌هایی با سرعت آسنکرون هستند که در حالت موتوری زیر سرعت سنکرون و در حالت ژنراتوری بالای سرعت سنکرون کار می‌کند. این ماشین‌ها در مقایسه با انواع سنکرون و DC ارزانتر می‌باشند و در اندازه چند وات تا چند مگا وات ساخته شده و بکار گرفته می‌شوند. این موتورهای محکم هستند و به سرویس و نگهداری کمی نیاز دارند. با این وجود سرعت آنها به آسانی سرعت موتورهای DC قابل کنترل نیست و جریان راه اندازی زیادی نیاز دارند که تقریباً ۶ تا ۸ برابر جریان بار کامل آنهاست. ضریب قدرت این موتورهای پایین می‌باشد.

۲-۲ ساختار ماشین‌های القایی سه فاز

اغلب ماشین‌های القایی، موتور با استاتور ثابت و روتور متحرک هستند. استاتور دارای یک هسته مغناطیسی القاگر استوانه‌ای شکل است که در یک بدنه فلزی که شامل بستر^۱، سرپوش محافظ^۲ و جعبه ترمینال^۳ می‌باشد قرار گرفته است. در مرکز سرپوشها یاتاقانهایی برای نگهداری محور روتور قرار دارد. هسته مغناطیسی استاتور از ورقه‌های فلزی نازکی که روی هم قرار گرفته‌اند تشکیل شده و در محیط دایروی استاتور شکافهایی با فاصله یکسان از هم برای جای دادن سیم پیچ‌های سه گانه تعبیه شده است. برای ماشین‌های ۶۰ Hz این ورقه‌ها ضخامتی حدود ۰/۵ mm دارند. سیم پیچ‌های استاتور از کویل‌های متصل بهم مسی یا آلومینیومی تشکیل شده است که از بدنه شکافها عایق شده

^۱ Bed pole^۲ End shield^۳ Box Terminal

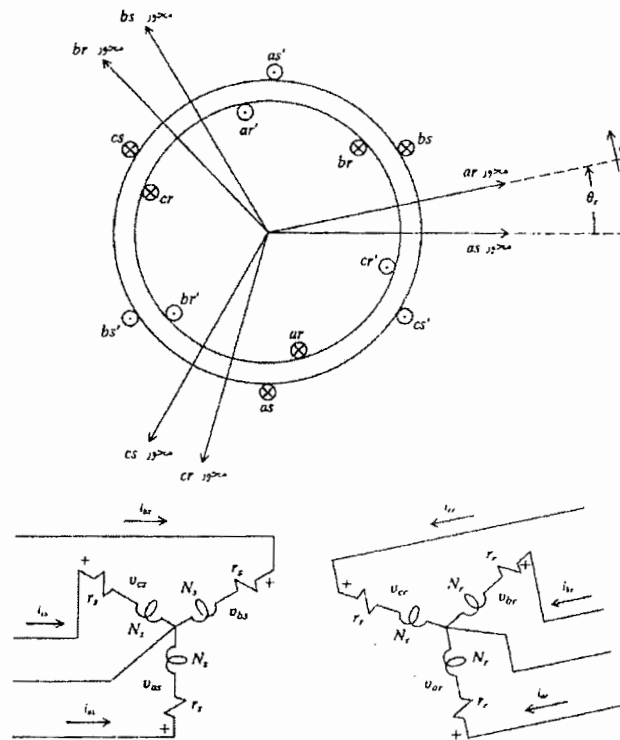
است. بردارهای سیم پیچ‌های استاتور یک ماشین سه فاز با p قطب، با فاصله مکانیکی $\frac{2}{p} * \frac{2\pi}{3}$ را میان از هم قرار گرفته‌اند و هر فاز تعداد مساوی شیار را در بر دارد. ترمینالهای سیم پیچ‌های یک استاتور سه فاز می‌تواند بصورت ستاره یا مثلث به یکدیگر وصل شوند [۸].

روتور از ورقه‌های استوانه‌ای آهنی تشکیل شده و سیم پیچی آن با فاصله یکسان انجام می‌شود. دو نوع سیم پیچی معمولی و قفس سنجابی برای روتور وجود دارد. ترمینالهای سیم پیچ‌های روتور توسط جاروبکها و حلقه‌های لغزنده خارج می‌شوند. این حلقه‌های لغزنده از یکدیگر و همچنین از محور موتور عایق شده‌اند. با استفاده از این حلقه‌های لغزنده مقادیر متفاوتی از مقاومت می‌توانند به سیم پیچی روتور وصل شوند که این کار برای ایجاد گشتاور راه انداز بیشتر و تا حدودی کنترل سرعت زیر سرعت سنکرون ماشین انجام می‌شود. در محرکه‌های بزرگ و گران قیمت ترمینالهای سیم پیچ‌های روتور به یک منبع فرکانس متغییر وصل است که انتقال قدرت در مدار روتور را بهبود می‌بخشد. [۸]

در موتور القایی از نوع سیم پیچی قفسه سنجابی، قفسه از میله‌های فلزی با فاصله یکسان که از دو طرف به حلقه‌های انتهایی وصل شده‌اند تشکیل شده است. پس از اینکه ورقه‌های هسته روتور روی هم قرار گرفتند، قالب با آلومینیوم مذاب پر شده و میله‌های روتور، حلقه‌ها و پره‌های فن ساخته شده و در شیارهای با فاصله یکسان در محیط روتور قرار گرفته و میله‌ها از دو انتهای به حلقه‌ها وصل شده‌اند. هیچ عایقی بین میله‌ها و بدنه شیارهای روتور وجود ندارد.

ترکیب گشتاور راه اندازی و کارایی بالا با استفاده از روتور دو قفسه قابل دسترسی است. قفسه بیرونی دارای راکتانس کمتری نسبت به قفسه درونی می‌باشد و معمولاً از مواد با مقاومت الکتریکی بالا مانند برنج و برنز ساخته می‌شود تا گشتاور راه اندازی بالاتری ایجاد کند. قفسه داخلی دارای راکتانس بیشتری بوده و معمولاً از مواد با مقاومت کمتر، مانند مس ساخته می‌شود تا کارایی مناسب در لغزش‌های پایین را ایجاد کند. [۸]

اگرچه فاصله هوایی کمتر موجب القای الکترومغناطیس بهتر بین سیم پیچ‌های استاتور و روتور می‌گردد. اما به هر حال کم شدن فاصله هوایی با مقدار تفرانس در نظر گرفته شده توسط کارخانه



شکل ۲-۱- ماشین القایی متقارن ۲ قطب، ۳ فاز با اتصال ستاره [۷]

و نیز قیمت و همچنین با مقدار قابل قبول تلفات هسته ناشی از اشباع محلی، اطراف شیار محدود می‌گردد.

۲-۳ معادله های ولتاژ در متغیرهای ماشین القایی

ترتیب سیم پیچی یک ماشین القایی متقارن ۲ قطب، سه فاز با اتصال ستاره در شکل ۲-۱ نشان داده شده است. سیم پیچهای استاتور مشابه می‌باشند و با توزیع سینوسی، فاصله مکانی ۱۲۰ درجه، تعداد دور معادل N_s و مقاومت r_s هستند. برای اهداف مورد نظر، سیم پیچهای روتور نیز سه سیم پیچی مشابه با توزیع سینوسی، با فاصله مکانی ۱۲۰ درجه، تعداد دور N_r و مقاوت r_r فرض می‌شود [۷]. توجه به این نکته مهم است که جهت مثبت محورهای مغناطیسی سیم پیچهای استاتور

منطبق با جهت f_{as} ، f_{bs} و f_{cs} به صورت مشخص شده با معادله‌های تبدیل است و معادله‌های ولتاژ در متغیرهای ماشین می‌توانند به صورت زیر بیان شوند:

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + P \lambda_{abcs} \quad (۱-۲)$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + P \lambda_{abcr} \quad (۲-۲)$$

که

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}] \quad (۳-۲)$$

$$(f_{abcr})^T = [f_{ar} \ f_{br} \ f_{cr}] \quad (۴-۲)$$

در معادله‌های بالا اندیس پایین S نشانگر متغیرها و پارامترهای مرتبط با مدارهای استاتور و اندیس r نشانگر متغیرها و پارامترهای مرتبط با مدارهای روتور می‌باشد. r_s و r_r ماتریس‌های قطری هستند که در هر ماتریس عناصر غیرصفر مساوی‌اند. برای یک سیستم مغناطیسی خطی، شارهای پیوندی می‌تواند به صورت زیر بیان گردد:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

و داریم:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (۶-۲)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (۷-۲)$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (۸-۲)$$

در معادلات بالا، L_{ls} و L_{ms} به ترتیب اندوکتانسهای پراکندگی و مغناطیس‌کنندگی استاتور و L_{lr} و L_{mr} نیز اندوکتانسهای پراکندگی و مغناطیس‌کنندگی سیم پیچیه‌های روتور می‌باشند. L_{sr} اندوکتانس متقابل بین سیم پیچیه‌های استاتور و روتور می‌باشد.

موقعی که معادله‌های ولتاژ را به شکل متغیرهای ماشین نشان می‌دهیم مرسوم است که همه متغیرهای روتور با نسبت‌های دور مناسب به طرف استاتور منتقل شوند. این نسبت‌ها برای جریان، ولتاژ و شار بصورت زیر می‌باشند.

$$i'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} i_{abcr}, \quad v'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} v_{abcr}, \quad \lambda'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{abcr} \quad (۹-۲)$$

و L'_{sr} ، L'_r از روابط زیر محاسبه می‌گردند:

$$L'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (۱۱-۲)$$

اکنون شارهای پیوندی را می توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (12-2)$$

معادله های ولتاژ ماشین برحسب متغیرهای ماشین در طرف استاتور را می توان بصورت زیر بیان نمود.

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & pL'_{sr} \\ p(L'_{sr})^T & r'_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (13-2)$$

که

$$r'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 r_r \quad (14-2)$$

۲-۴ معادله گشتاور در متغیرهای ماشین

به طور کلی، انرژی ذخیره شده برابر مجموع اندوکتانس خودی هریک از سیم پیچها ضرب در نصف مجذور جریان آنها به علاوه اندوکتانسهای متقابل ضربدر جریانهای دو سیم پیچی تزویج شده توسط اندوکتانس متقابل است. واضح است که انرژی ذخیره شده در اندوکتانسهای پراکندگی جزو انرژی ذخیره شده در میدان محسوب نمی شود [۷]. بنابراین، انرژی ذخیره شده در میدان تزویج می تواند چنین بیان گردد:

$$W_f = \frac{1}{2} (i_{abcs})^T (L_s - L_{ls} I) i_{abcs} + (i_{abcs})^T L'_{sr} i'_{abcr} + \frac{1}{2} (i'_{abcr})^T (L'_r - L'_{lr} I) i'_{abcr} \quad (15-2)$$

که I ماتریس همانی است. از آنجایی که ماشین از لحاظ مغناطیسی خطی فرض می شود انرژی میدان W_f با کوانرژی W_e برابر است.

تغییر انرژی مکانیکی در یک سیستم گردان با یک ورودی مکانیکی را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$dW_m = -T_e d\theta_{rm} \quad (16-2)$$

که T_e گشتاور الکترومغناطیسی مثبت برای کار موتوری است و θ_{rm} موقعیت زاویه ای واقعی روتور است. شارهای پیوندی، جریانها، W_c ، W_f همگی توابعی از موقعیت زاویه ای الکتریکی θ_r هستند. چون :

$$\theta_r = \left(\frac{p}{2}\right)\theta_{rm} \quad (17-2)$$

که p تعداد قطبهای ماشین است، آنگاه:

$$dW_m = -T_e \left(\frac{2}{p}\right) d\theta_r \quad (18-2)$$

گشتاور الکترومغناطیسی را می توان بصورت زیر محاسبه نمود:

$$T_e(i_j, \theta_r) = \left(\frac{p}{2}\right) \frac{\partial W_c(i_j, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (19-2)$$

چون L_s و L_r تابع θ_r نیستند، با قرار دادن W_f از رابطه (۱۵-۲) در (۱۹-۲) گشتاور الکترومغناطیسی در واحد نیوتن متر (N.m) بدست می آید:

$$T_e = \left(\frac{p}{2}\right) (i_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_{sr}] \dot{i}_{abcr} \quad (20-2)$$

گشتاور و سرعت به شکل زیر بهم مربوط می باشند.

$$T_e = J \left(\frac{2}{p}\right) P \omega_r + T_L \quad (21-2)$$

که J ممان اینرسی روتور و در برخی موارد بار متصل شده است. جمله اول سمت راست، گشتاور اینرسی است، واحد J کیلوگرم در مترمربع ($kg.m^2$) یا ژول در مجذور ثانیه ($J.s^2$) می باشد. گشتاور بار T_L برای گشتاور بار روی محور ماشین القایی مثبت است.

۲-۵ معادله های تبدیل برای مدارهای روتور

مدل ماشینهای القایی سه فاز می تواند با معادلات دیفرانسیلی کوپل شده با ضرایب متغیر با زمان بیان شود، اما حل این معادلات سخت و وقت گیر می باشد . با استفاده از تبدیل پارک

می‌توان مدل موتور القایی در دستگاه مرجع سه فاز (abc) را به مدل دو فاز در دستگاه مرجع دوار (dq) منتقل کرد، در شکل ۲-۲ این انتقال مرجع نشان داده شده است. این انتقال، ضرایب متغیر با زمان را حذف کرده و معادلات موتور القایی را به معادلات دیفرانسیلی با ضرایب ثابت تبدیل می‌کند [۷].

تغییر متغیری که تبدیل متغیرهای سه فاز مدارهای روتور را به دستگاه مرجع اختیاری فرمولبندی می‌کند، عبارت است از:

$$f'_{qdor} = K_r f'_{abcr} \quad (22-2)$$

که:

$$(f'_{qdor})^T = [f'_{qr} \ f'_{dr} \ f'_{or}] \quad (23-2)$$

$$(f'_{abcr})^T = [f'_{ar} \ f'_{br} \ f'_{cr}] \quad (24-2)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \beta & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (25-2)$$

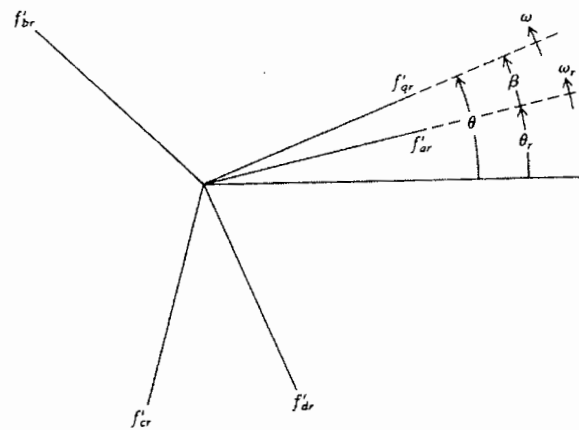
$$\beta = \theta - \theta_r \quad (26-2)$$

و موقعیت زاویه ای θ_r از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (27-2)$$

که ξ متغیر کمکی انتگرالگیری می‌باشد. معکوس ماتریس عبارت است از:

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (28-2)$$



شکل ۲-۲- دستگاه مرجع ساکن (abc) و دوفاز (dq) [۷]

اندیس پائین r نشانگر متغیرها، پارامترها و تبدیل با مدارهای روتور می‌باشد. کلیه روابط مربوط به استاتور نیز، مشابه روتور می‌باشد، تنها با این تفاوت که بجای r در روابط فوق اندیس s استفاده نمود

۲-۶ معادله های ولتاژ در متغیرهای دستگاه مرجع اختیاری

اکنون با استفاده از تبدیلهای پارک، می‌توان معادله‌های ولتاژ را در دستگاه مرجع اختیاری را محاسبه نمود [۷]. داریم:

$$v_{qdos} = r_s i_{qdos} + P \lambda_{qdos} \quad (۲۹-۲)$$

$$v'_{qdor} = r'_r i'_{qdor} + (w - w_r) \lambda'_{qdor} + P \lambda'_{qdor} \quad (۳۰-۲)$$

که:

$$(\lambda_{dqs})^T = [\lambda_{ds} \quad \lambda_{qs} \quad 0] \quad (۳۱-۲)$$

$$(\lambda'_{dqr})^T = [\lambda'_{dr} \quad -\lambda'_{qr} \quad 0] \quad (۳۲-۲)$$

مجموعه معادله‌ها موقعی کامل می‌شود که عبارتهای شارهای پیوندی سیم پیچها تعیین شوند.

معادله‌های شار پیوندی برای سیستم خطی مغناطیسی نتیجه می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qds} \\ \lambda_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s (K_s)^{-1} & K_s L_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (L_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r L_r (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qds} \\ i_{qdr} \end{bmatrix} \quad (33-2)$$

که L_s با رابطه (۲-۶)، L_{sr} با رابطه (۲-۱۰) و L_r با رابطه (۲-۱۱) تعریف می‌گردند.

طبق روابط ماشین داریم:

$$K_s L_s (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}, \quad M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (34-2)$$

$$K_r L_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix}$$

و از روابط فوق می‌توان نشان داد که:

$$K_s L_{sr} (K_r)^{-1} = K_r (L_{sr})^T (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & M \end{bmatrix} \quad (35-2)$$

پس از جایگذاری روابط (۲-۳۳)، (۲-۳۴) و (۲-۳۵) در روابط (۲-۲۹) و (۲-۳۰)، معادله‌های ولتاژ در دستگاه مرجع اختیاری اغلب به شکل گسترده بصورت زیر بیان می‌گردند:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + P \lambda_{qs} \quad (36-2)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + P \lambda_{ds} \quad (37-2)$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + p \lambda_{os} \quad (38-2)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} + p \lambda_{qr} \quad (39-2)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} + p \lambda_{dr} \quad (40-2)$$

$$v_{or} = r_r i_{or} + p \lambda_{or} \quad (41-2)$$

که در معادلات بالا :

v_{qs}, v_{ds} و i_{qs}, i_{ds} : ولتاژها و جریانهای استاتور

v_{qr}, v_{dr} و i_{qr}, i_{dr} : ولتاژها و جریانهای رتور

شارهای استاتور و رتور : $\lambda_{qs}^s, \lambda_{ds}^s, \lambda_{qr}^s, \lambda_{dr}^s$

r_r, r_s : مقاومتهای رتور و استاتور ، ω_r : سرعت مکانیکی رتور بر حسب (rad/s) و ω سرعت رتور می باشد.

شارهای استاتور و رتور در دستگاه مرجع اختیاری بصورت زیر بیان می گردند:

$$\lambda_{qs} = l_{ls} i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (42-2)$$

$$\lambda_{ds} = l_{ls} i_{ds} + M(i_{ds} + i_{dr}) \quad (43-2)$$

$$\lambda_{os} = L_{ls} i_{os} \quad (44-2)$$

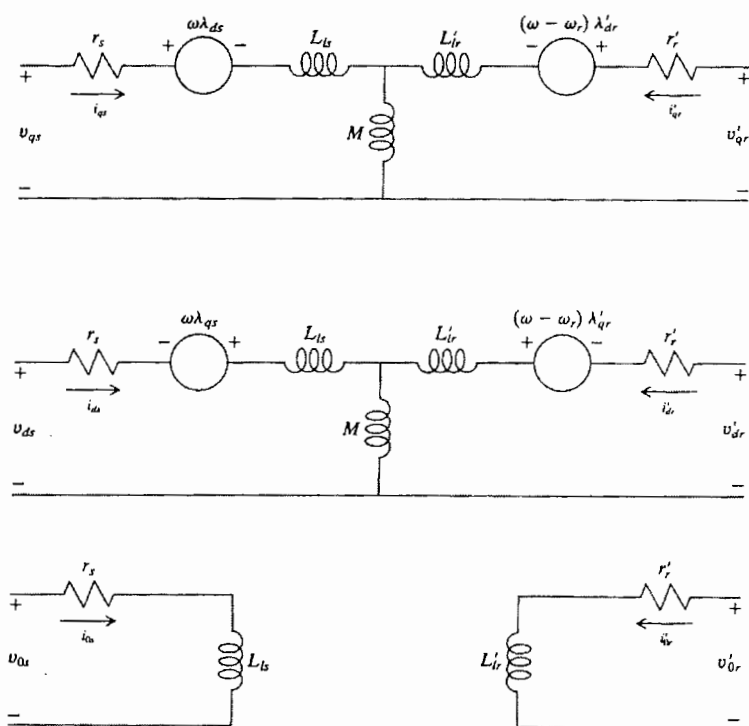
$$\lambda_{qr} = l_{lr} i_{qr} + M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (45-2)$$

$$\lambda_{dr} = l_{lr} i_{dr} + M(i_{ds} + i_{dr}) \quad (46-2)$$

$$\lambda_{or} = L_{lr} i_{or} \quad (47-2)$$

در این معادلات L_{ls} و L_{lr} اندوکتانسهای خودی رتور و استاتور ، M اندوکتانس مغناطیس کنندگی می باشند.

معادله های ولتاژ و شار پیوندی مدارهای معادلی را که در شکل ۲-۳ نشان داده شده پیشنهاد می کنند. معادله های ولتاژ و شار اشاره شده فوق، در دستگاه مرجع اختیاری می باشند. با انتخاب مناسب ω می توان معادلات فوق را در دستگاههای ساکن، رتور و گردان سنکرون بدست آورد. یعنی به ازای $\omega = 0$ برای دستگاه مرجع ساکن، $\omega = \omega_r$ برای دستگاه مرجع رتور و $\omega = \omega_s$ برای دستگاه مرجع گردان سنکرون می باشد.



شکل ۲-۳- مدارهای معادل یک ماشین القایی متقارن سه فاز در دستگاه مرجع اختیاری [۷]

۷-۲ معادله گشتاور در متغیرهای دستگاه مرجع اختیاری

گشتاور الکترومغناطیسی برحسب متغیرهای دستگاه مرجع اختیاری را می‌توان بصورت زیر بیان کرد:

$$T_e = \left(\frac{p}{2} \right) \left[(K_s)^{-1} i_{qds} \right]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[L_{sr}' (K_r)^{-1} i_{qdr}' \right] \quad (۴۸-۲)$$

این گشتاور را می‌توان بصورت‌های متفاوت زیر محاسبه نمود:

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) M (i_{dr}' i_{qs} - i_{qr}' i_{ds}) \quad (۴۹-۲)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_{qr}' i_{dr}' - \lambda_{dr}' i_{qr}') \quad (۵۰-۲)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (۵۱-۲)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{1}{w_b}\right) (\psi_{qr}' \psi_{dr}' - \psi_{dr}' \psi_{qr}') \quad (52-2)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{X_M}{Dw_b}\right) (\psi_{qs}' \psi_{dr}' - \psi_{qr}' \psi_{ds}') \quad (53-2)$$

که D از روابط زیر محاسبه می گردد:

$$\begin{aligned} D &= X_{ss} X_{rr}' - X_M^2 \\ X_{ss} &= X_{ls} + X_M \\ X_{rr}' &= X_{lr}' + X_M \end{aligned} \quad (54-2)$$

۸-۲ معادلات فضای حالت

می توان معادلات ماشین القایی را در فضای حالت بصورت زیر بیان نمود:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \mu(\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J} \quad (55-2)$$

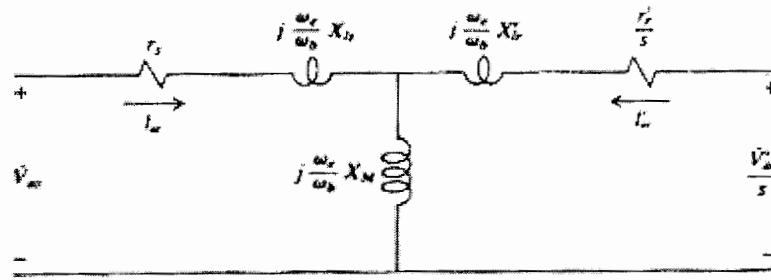
$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} = p\omega_r \lambda_{dr}^s - \eta \lambda_{qr}^s + \eta L_m i_{qr}^s \quad (56-2)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = -p\omega_r \lambda_{qr}^s - \eta \lambda_{dr}^s + \eta L_m i_{dr}^s \quad (57-2)$$

$$\frac{di_{qs}^s}{dt} = -\beta n_p \omega_r \lambda_{dr}^s + \eta \beta \lambda_{qr}^s - \gamma i_{qs}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^s \quad (58-2)$$

$$\frac{di_{ds}^s}{dt} = \beta p \omega_r \lambda_{qr}^s + \eta \beta \lambda_{dr}^s - \gamma i_{ds}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^s \quad (59-2)$$

که در این معادلات، J : ثابت اینرسی رتور ($kg.m^2$) ، B : ضریب تضعیف (N.m.s) و T_l گشتاور بار (N.m) و p تعداد قطب می باشد . پارامترهای ثابت بکار رفته در معادلات بالا به صورت زیر تعریف می شوند :



شکل ۲-۵- مدار معادل حالت دائمی یک ماشین القایی متقارن

$$\eta = \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r} \quad , \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_r} \quad , \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad (۶۰-۲)$$

$$\gamma = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad , \quad \mu = p \frac{L_m}{J L_r}$$

T_r ثابت زمانی رتور می باشد .

گشتاور الکترومغناطیسی بر حسب متغیرهای حالت عبارت است از :

$$T_e = \mu J (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (۶۱-۲)$$

۲-۹ تحلیل حالت دائمی

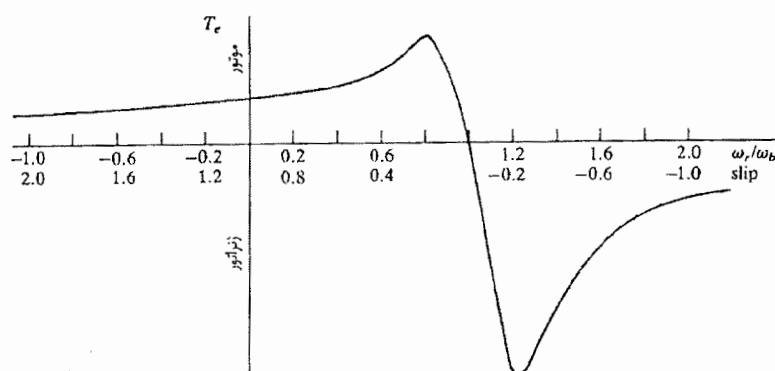
معادله‌های شناخته شده ولتاژ فیزوری حالت دائمی که در همه دستگاههای مرجع گردان غیرسنکرون معتبرند، به صورت زیر می باشند:

$$\tilde{v}_{as} = \left(r_s + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_{ls} \right) \tilde{I}_{as} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_M (\tilde{I}_{as} + \tilde{I}_{ar}') \quad (۶۲-۲)$$

$$\frac{\tilde{v}_{ar}'}{s} = \left(\frac{r_r'}{s} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_{lr}' \right) \tilde{I}_{ar}' + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_M (\tilde{I}_{as} + \tilde{I}_{ar}') \quad (۶۳-۲)$$

که لغزش s بصورت زیر تعریف می گردد:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (۶۴-۲)$$



شکل ۲-۶- مدار معادل حالت دائمی یک ماشین القایی متقارن [۷]

عبارت گشتاور الکترومغناطیسی حالت دائمی می‌تواند برحسب جریانهای فیزیوری بصورت زیر بیان گردد:

$$T_e = 3 \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{X_M}{w_b} \right) R_e [j \tilde{I}_{as}^* \tilde{I}_{ar}'] \quad (۶۵-۲)$$

اکثریت قریب به اتفاق ماشینهای القایی در کاربردهای امروزی از نوع تک تغذیه‌ای هستند که در آنها توان الکتریکی از طریق مدارهای استاتور با روتور اتصال کوتاه به ماشین القایی وارد و یا از آن خارج می‌شود. به علاوه، اکثریت ماشینهای القایی تک تغذیه‌ای از نوع قفسه سنجایی‌اند. برای ماشینهای تک تغذیه‌ای $\tilde{v}_{ar}'$ برابر صفر است که در این صورت:

$$\tilde{I}_{ar}' = - \frac{j \left(\frac{w_e}{w_b} \right) X_M}{\frac{r_s'}{s} + j \left(\frac{w_e}{w_b} \right) X_{rr}'} \tilde{I}_{as} \quad (۶۶-۲)$$

که X_{rr}' با (۵۴-۲) تعریف می‌شود. با قرار دادن (۶۶-۲) در (۶۵-۲) نتیجه می‌شود:

$$T_e = \frac{3 \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{\omega_e}{\omega_b} \right) \left(\frac{X_M^2}{\omega_b} \right) \left(\frac{r_s'}{s} \right) |\tilde{I}_{as}|^2}{\left(\frac{r_s'}{s} \right)^2 + \left(\frac{\omega_e}{\omega_b} \right)^2 X_{rr}'^2} \quad (۶۷-۲)$$

اکنون، امیدانس ورودی مدار معادل که در شکل ۲-۵ نشان داده شده است با $\tilde{v}_{ar}'$ برابر با صفر، عبارت است از :

$$Z = \frac{\frac{r_s r_r'}{s} + \left(\frac{\omega_e}{\omega_b}\right)^2 (X_M^2 - X_{ss} X_{rr}') + j \frac{\omega_e}{\omega_b} \left(\frac{r_r'}{s} X_{ss} + r_s X_{rr}'\right)}{\frac{r_r'}{s} + j \frac{\omega_e}{\omega_b} X_{rr}'} \quad (۶۸-۲)$$

که X_{ss} با (۲-۵۴) تعریف می‌شود. چون

$$|\tilde{I}_{as}| = \frac{|\tilde{V}_{as}|}{|Z|} \quad (۶۹-۲)$$

گشتاور یک ماشین القایی تک تغذیه ای در حالت دائمی می تواند چنین بیان شود.

$$T_e = \frac{3 \left(\frac{p}{2}\right) \frac{\omega_e}{\omega_b} \left(\frac{X_M^2}{\omega_b}\right) r_r' s |\tilde{V}_{as}|^2}{\left[r_s r_r' + s \left(\frac{\omega_e}{\omega_b}\right)^2 (X_M^2 - X_{ss} X_{rr}') \right]^2 + \left(\frac{\omega_e}{\omega_b}\right)^2 (r_r' X_{ss} + s r_s X_{rr}')^2} \quad (۷۰-۲)$$

مشخصه‌های گشتاور - سرعت یا لغزش - سرعت نمونه‌وار بسیاری از ماشینهای القایی چند فاز تک محرکه در شکل ۲-۶ نشان داده شده است. که در آن، $w_e = w_b$. عموماً، پارامترهای ماشین به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که ماکزیمم گشتاور در نزدیکی سرعت سنکرون رخ داده و گشتاور ماکزیمم خروجی (کار موتوری) دو یا سه برابر گشتاور نامی ماشین باشد.

۲-۱۰ خلاصه:

در این فصل مدل دینامیکی موتور القایی و معادلات مربوط به آن در دستگاههای abc و dqo بیان شدند. و در ادامه، معادلات حالت و تحلیل حالت دائمی موتور القایی مورد بررسی قرار گرفت.

فصل سوم:

روشهای کنترل

موتور القایی

۳-۱ مقدمه

اولین قدم در طراحی هر سیستم کنترل، بدست آوردن مدل ریاضی اجزای آن سیستم می‌باشد. روشهای کنترل موتور القایی را می‌توان به دو دسته اصلی، کنترل اسکالر و کنترل برداری تقسیم بندی نمود. هریک از این روشها دارای مزایا و معایبی می‌باشد. در این فصل این الگوریتمها مورد بررسی قرار می‌گیرند.

۳-۲ روشهای کنترل موتور القایی

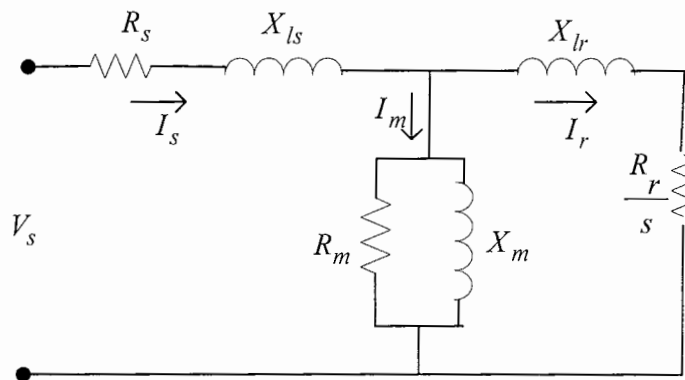
روشهای کنترل موتور القایی را می‌توان به دو دسته اصلی تقسیم بندی کرد، کنترل اسکالر که از طریق کنترل اندازه متغیرها انجام می‌گیرد و کنترل برداری که در آن اندازه و فاز متغیرها کنترل می‌شوند. در کنترل اسکالر، ولتاژ یا جریان همراه با فرکانس به عنوان متغیرهای کنترل کننده موتور القایی می‌باشند. در این حالت گشتاور و شار هر دو تابعی از ولتاژ (یا جریان) و فرکانس هستند. بنابراین این دو متغیر اثر متقابل بر یکدیگر داشته و این باعث کندی پاسخ موتور القایی نسبت به تغییر سیگنال مرجع ورودی می‌گردد.

امروزه به خاطر وجود این مشکلات در کنترل اسکالر از روشهای کنترل برداری به خاطر عملکرد مطلوب آنها در صنایع در سطح گسترده‌ای استفاده می‌شود. با کنترل برداری می‌توان موتور القایی را مشابه با یک موتور DC تحریک مستقل کنترل کرد.

در کاربردهایی با سرعت متغیر، موتورهای القایی به کنترل فرکانس، ولتاژ و جریان نیاز دارند. مبدل‌های قدرت، اینورترها و کنترل کننده های ولتاژ ac قادر هستند که فرکانس، ولتاژ و یا جریان را برای برآورده کردن نیازهای محرک کنترل کنند [۲].

۳-۳ کنترل اسکالر و انواع روشهای آن

مدل مداری ساده شده یک موتور القایی برای یک فاز در شکل ۱-۳ نشان داده شده است، که در آن R_s و X_{ls} بترتیب مقاومت و راکتانس ناشی هر فاز سیم پیچ استاتور، R_m مقاومت تلفات تحریک، X_m راکتانس مغناطیس کننده، R_r و X_{lr} بترتیب مقاومت و راکتانس ناشی هر فاز سیم پیچ رتور می‌باشند.



شکل ۱-۳- مدل مداری موتور القایی

گشتاور و شار در موتور القایی با توجه به این مدار معادل عبارتند از [۲]:

$$T_e = \frac{3R_s V_s^2}{s\omega_e \left[\left(R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2 \right]} \quad (۱-۳)$$

$$\phi \propto \frac{V_s}{f} \quad (۲-۳)$$

که V_s ولتاژ هر فاز استاتور، ω_e سرعت سنکرون، s لغزش، T_e گشتاور، ϕ شار هر قطب ماشین و f فرکانس استاتور می باشد. کنترل اسکالر از طریق کنترل اندازه متغیرها صورت می گیرد و دارای انواع مختلفی می باشد. در روشهای کنترل اسکالر، به علت نادیده گرفته شدن معادلات دینامیکی موتور و وابستگی شار و گشتاور به یکدیگر پاسخ دینامیکی سیستم خیلی مطلوب نمی باشد. ولی به علت عدم وابستگی و حساسیت زیاد این روش به پارامترهای موتور و شرایط محیطی تحقق و پیاده سازی این روش آسانتر می باشد.

سرعت و گشتاور موتورهای القایی را می توان با استفاده از روشهای زیر کنترل کرد [۲]:

- کنترل ولتاژ استاتور
- کنترل ولتاژ رتور
- کنترل فرکانس استاتور
- کنترل فرکانس و ولتاژ استاتور
- کنترل حلقه بسته

۳-۳-۱ کنترل ولتاژ استاتور

در این روش ولتاژ استاتور به عنوان پارامتر کنترلی مورد استفاده قرار می گیرد. معادله ۳-۱ نشان می دهد که گشتاور با مربع ولتاژ تغذیه استاتور متناسب است و کاهش ولتاژ استاتور موجب کاهش سرعت می گردد. این نوع کنترل ولتاژ، برای بارهای با گشتاور ثابت مناسب نیست و معمولاً در مواردی بکار می رود که در ابتدای حرکت گشتاور کم و تغییر سرعت محدود لازم است. ولتاژ استاتور را می توان با استفاده از یکی روشهای زیر تغییر داد:

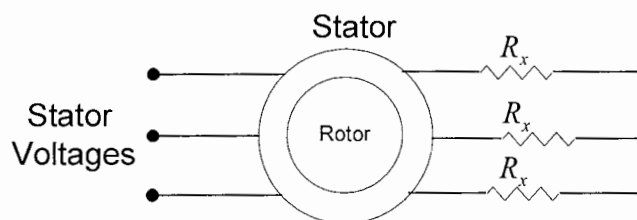
۱. کنترل کننده های ولتاژ ac سه فاز (سیکلوکانورترها)
۲. اینورترهای اتصال dc متغییر تغذیه شونده با ولتاژ سه فاز

۳. اینورترهای PWM سه فاز

به خاطر وجود محدودیت در محدوده سرعت مورد نیاز، معمولاً از کنترل کننده‌های ولتاژ ac استفاده می‌گردد. این مدارها ساختمان ساده‌ای دارند، ولی مولفه‌های هارمونیک بزرگ و ضریب توان ورودی آنها پائین می‌باشد. همچنین برای محدود کردن جریان در راه اندازی موتورهای القایی توان بالا از آنها استفاده می‌شود.

۳-۲-۳ کنترل ولتاژ رتور

این روش فقط در مورد موتورهایی با رتور سیم پیچی شده قابل اجرا است. در یک موتور با رتور سیم پیچی شده می‌توان یک مقاومت سه فاز خارجی مطابق شکل ۲-۳ به حلقه‌های هادی لغزان آن وصل کرد، گشتاور بوجود آمده طبق معادله ۱-۳ با تغییر این مقاومت تغییر می‌کند. در این روش اگر مقاومت‌های مدار رتور برابر نباشند، باعث عدم تعادل در ولتاژها و جریانها می‌شود.



شکل ۲-۳- کنترل سرعت با مقاومت رتور

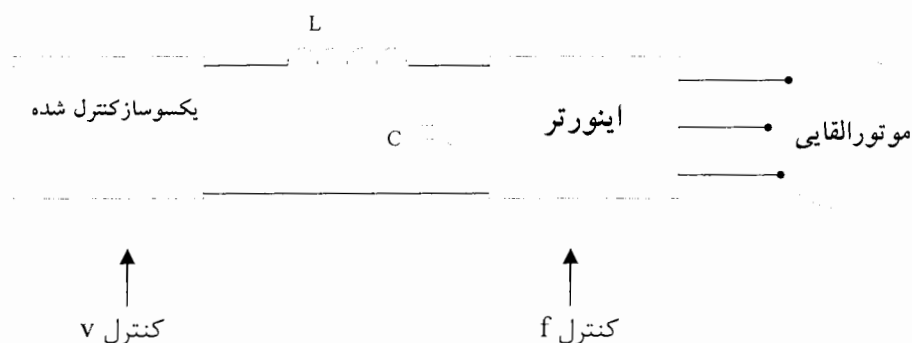
۳-۳-۳ کنترل فرکانس استاتور

گشتاور و سرعت موتورهای القایی را با تغییر فرکانس منبع می‌توان کنترل کرد. طبق رابطه ۲-۳ در ولتاژ و فرکانس نامی، شار فاصله هوایی مقدار نامی خود را دارد. اگر ولتاژ استاتور در مقدار نامی خود ثابت نگاه داشته شود و فرکانس به مقدار کمتر از مقدار نامی خود کاهش یابد، شار فاصله هوایی افزایش می‌یابد. این حالت باعث اشباع شدن شار فاصله هوایی می‌شود و در نتیجه پارامترهای موتور

دیگر برای تعیین مشخصه سرعت - گشتاور قابل استفاده نخواهند بود. در فرکانسهای کم، راکتانس کاهش می یابد و جریان استاتور افزایش می یابد و در فرکانسهای بیشتر از مقدار نامی شار و گشتاور هر دو کاهش می یابند. در این حالت حداکثر گشتاور با عکس مجذور فرکانس متناسب می باشد که این خاصیت مشابه رفتار موتورهای DC سری می باشد. این نوع کنترل فرکانسی معمولاً مورد استفاده قرار نمی گیرد.

۳-۳-۴ کنترل فرکانس و ولتاژ استاتور

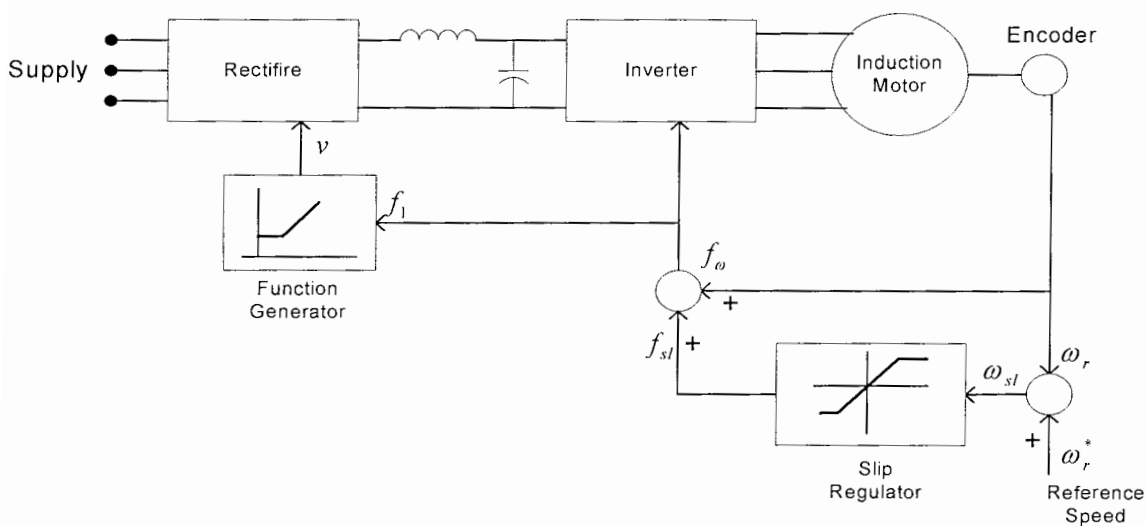
در این روش در هنگام تغییر فرکانس، نسبت ولتاژ به فرکانس ثابت نگهداشته می شود. بنابراین شار فاصله هوایی طبق رابطه ۳-۲ در مقدار نامی خود ثابت خواهد ماند. در فرکانسهای پایین به علت افت ولتاژ بر روی امپدانس استاتور، شار فاصله هوایی کاهش یافته و لذا برای حفظ گشتاور، ولتاژ استاتور باید افزایش یابد. این نوع کنترل با عنوان کنترل ولت بر هرتز شناخته می شود. مدار شکل ۳-۳ برای تولید ولتاژ متغیر و فرکانس متغیر استفاده می شود.



شکل ۳-۳- مدار تولید کننده فرکانس و ولتاژ متغیر

۳-۳-۵ کنترل حلقه بسته

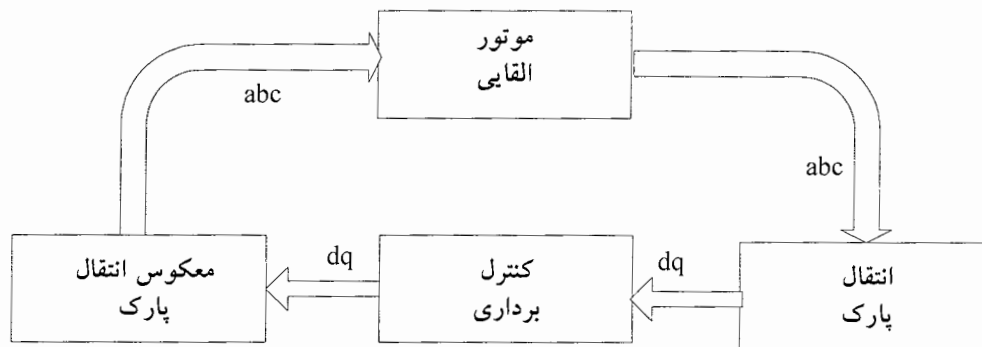
در بسیاری از کاربردهای صنعتی از سیستمهای کنترل حلقه بسته برای کنترل سرعت موتور استفاده می‌شود. شکل ۳-۴ سیستم کنترل سرعتی را نشان می‌دهد که در آن تنظیم فرکانس لغزش و عملکرد موتور تحت شرایط $\frac{v}{f}$ ثابت مورد نظر می‌باشد. در ابتدا تفاوت بین سرعت مرجع (ω_r^*) و سرعت موتور (ω_r) ، سرعت لغزش (ω_{sl}) را ایجاد می‌نماید و لذا فرکانس لغزش (f_{sl}) تولید می‌شود. توسط یک تنظیم کننده لغزش، فرکانس لغزش را مجبور می‌سازیم که کمتر از فرکانس شکست گردد و با استفاده از ژنراتور تابع ولتاژی را تولید کرده که برای عملکرد موتور با $\frac{v}{f}$ ثابت مناسب باشد. ورودی ژنراتور تابع فرکانس استاتور و خروجی آن سیگنال اعمالی به یکسوساز می‌باشد.



شکل ۳-۴- سیستم کنترل حلقه بسته، جهت عملکرد موتور با $\frac{v}{f}$ ثابت [۲]

۳-۴ کنترل برداری

ولتاژها و جریانهای محوره‌های d و q در معادلات موتور القایی دو فاز به یکدیگر کوپل و وابسته هستند. این کوپل کنترل سیستم را در کاربردهایی با عملکرد سطح بالا مختل می‌کند. با استفاده از کنترل برداری می‌توان موتورهای القایی را مشابه با موتورهای DC تحریک مستقل کنترل نمود. در کنترل برداری از مدل موتور القایی دو فاز استفاده می‌شود. شکل ۳-۵ تبدیل متغیرها را برای کنترل برداری موتورهای القایی نشان می‌دهد. این انتقال متغیرها بدون استفاده از میکروپروسسورهای قوی یا DSP ها ممکن نیست.



شکل ۳-۵- تبدیل متغیرها برای کنترل برداری موتورهای القایی

۳-۴-۱ شباهتهای موتور DC و موتور القایی در حالت کنترل برداری

در موتورهای DC با صرف نظر از تأثیر اشباع شار، گشتاور برابر است با :

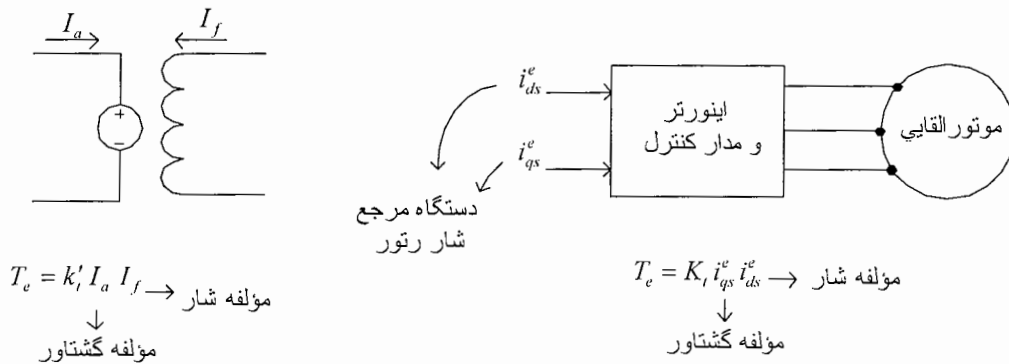
$$T_e = K_t I_a I_f \quad (3-3)$$

که در این معادله k_t ضریب ثابت گشتاور، I_a جریان آرمیچر (مؤلفه گشتاور) و I_f جریان تحریک (مؤلفه شار) می‌باشند. بنابراین متغیرهای کنترل کننده موتور DC عبارت خواهند بود از جریان I_a و جریان I_f که این دو متغیر را می‌توان مستقل از یکدیگر دانست زیرا تغییر یکی بر دیگری اثری ندارد،

و هریک مستقلاً قابل کنترل می‌باشند [۱۰، ۱۱]. در عمل برای کنترل موتورهای DC ابتدا میزان شار در حد نامی تنظیم می‌شود و سپس گشتاور تولیدی با جریان I_a تنظیم می‌گردد. به خاطر مجزا بودن جریان تحریک I_f از جریان آرمیچر I_a در حالت پایدار و در حالت گذرا، مقدار گشتاور توسط جریان آرمیچر مطابق شکل ۳-۶ قابل کنترل می‌باشد.

این حالت از کنترل را برای موتور القایی، با انتقال متغیرهای موتور به دستگاه مرجع دوار در امتداد شار رتور می‌توان بدست آورد. شکل ۳-۷ موتور القایی همراه با بلوک دیاگرام اینورتر با دو ورودی i_{ds}^e, i_{qs}^e که جریانهای استاتور در دستگاه مرجع شار رتور می‌باشند را نشان می‌دهد. در کنترل برداری جریان i_{ds}^e مشابه I_f و به عنوان مؤلفه شار و جریان i_{qs}^e مشابه I_a و به عنوان مؤلفه گشتاور عمل می‌کند. گشتاور در موتور القایی توسط معادله ۳-۴ بیان می‌شود.

$$T_e = K_t i_{qs}^e i_{ds}^e \quad (۳-۴)$$



شکل ۳-۷- مدار معادل موتور DC

شکل ۳-۶ - موتور القایی با بلوک کنترل

مؤلفه‌های جریان i_{ds}^e, i_{qs}^e با توجه به اینکه مؤلفه‌های جریان استاتور بر روی دستگاه مرجع شار رتور می‌باشند، می‌توانند به عنوان ابزار کنترل کننده موتور القایی مورد استفاده قرار گیرند.

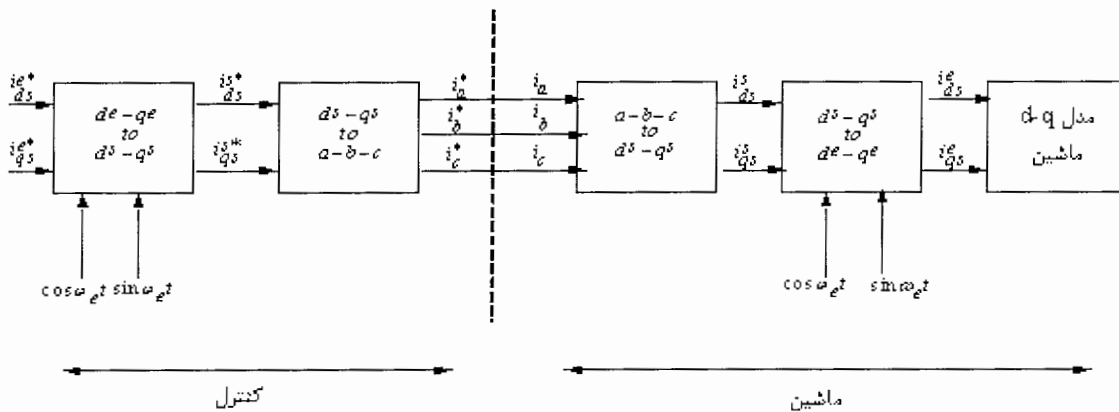
۳-۴-۲ نحوه اجرای کنترل برداری موتور القایی

در شکل ۳-۸ اساس کنترل برداری همراه با مدل ماشین در حالت ساده بیان شده است. ابتدا با استفاده از معادلات ۳-۵، جریانهای استاتور در مرجع سه فاز (i_a, i_b, i_c) ، به مؤلفه‌های دو فاز i_{ds}^s, i_{qs}^s در دستگاه مرجع ساکن بر روی استاتور انتقال می‌یابند.

$$i_{qs}^s = i_{as}^s, \quad i_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} i_{bs}^s + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{cs}^s \quad (۳-۵)$$

سپس با استفاده از بردارهای $\cos \theta_e, \sin \theta_e$ و معادلات ۳-۶ مؤلفه‌های جریان استاتور از دستگاه مرجع ساکن استاتور به دستگاه مرجع دوار انتقال می‌یابند.

$$\begin{aligned} i_{qs}^e &= i_{qs}^s \cos \omega_e t - i_{ds}^s \sin \omega_e t \\ i_{ds}^e &= i_{qs}^s \sin \omega_e t + i_{ds}^s \cos \omega_e t \end{aligned} \quad (۳-۶)$$



شکل ۳-۸- نحوه اجرای کنترل برداری

جهت اجرای کنترل برداری مؤلفه‌های جریان i_{ds}^{e*}, i_{qs}^{e*} بر روی دستگاه مرجع دوار بعنوان مقادیر مرجع خواهند بود. این دو سیگنال توسط بلوکهای کنترل کننده شار و گشتاور تولید

می‌شوند. سپس این دو مؤلفه را از دستگاه مرجع دوار با استفاده از بردارهای یکه که منطبق بر بردار شار هستند، با توجه به معادلات ۷-۳ به دستگاه مرجع ساکن استاتور انتقال می‌دهیم.

$$\begin{aligned} i_{qs}^{s*} &= i_{qs}^{e*} \sin \omega_e t + i_{qs}^{e*} \cos \omega_e t \\ i_{ds}^{s*} &= i_{ds}^{e*} \cos \omega_e t - i_{qs}^{e*} \sin \omega_e t \end{aligned} \quad (7-3)$$

در مرحله بعد با استفاده از معادلات ۸-۳ این دو سیگنال از مرجع دو فاز به مرجع سه فاز انتقال می‌یابند.

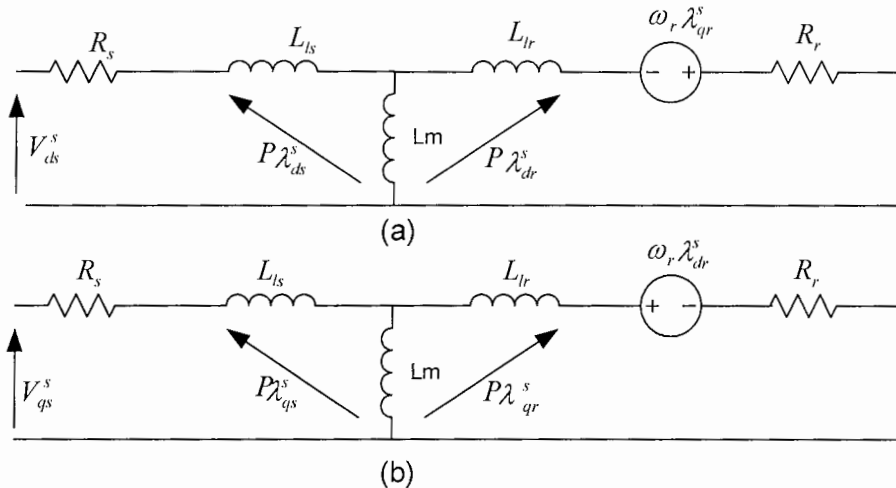
$$\begin{aligned} i_a^* &= i_{qs}^{s*} \\ i_b^* &= -\frac{\sqrt{3}}{2} i_{ds}^{s*} - \frac{1}{2} i_{qs}^{s*} \\ i_c^* &= \frac{\sqrt{3}}{2} i_{ds}^{s*} - \frac{1}{2} i_{qs}^{s*} \end{aligned} \quad (8-3)$$

سیگنالهای i_a^*, i_b^*, i_c^* بعنوان سیگنال مرجع به اینورتر داده شده تا جریانهای مطلوب جهت تغذیه موتور فراهم گردند. استفاده از بردارهای یکه که مبین محل بردار شار هستند باعث می‌گردد i_{ds}^{e*} منطبق بر بردار شار بوده و i_{qs}^{e*} عمود بر آن باشد

۳-۴-۳ جهت یابی شار

دو روش اصلی کنترل برداری عبارتند از روش مستقیم و روش غیر مستقیم و هر یک از این دو روش در سه حالت جهت یابی شار که عبارتند از جهت یابی شار رتور، شار استاتور و شار فاصله هوایی قابل اجرا هستند، بطوریکه بردارهای یکه می‌توانند در یکی از این سه راستا باشند. در شکل ۳-۹ که بیانگر مدار معادل d - q موتور القایی در دستگاه مرجع ساکن استاتور می‌باشد، λ_s^s شار استاتور، λ_m شار فاصله هوایی و λ_r^s شار رتور نشان داده شده اند.

جهت یابی با استفاده از شار فاصله هوایی λ_m معمولاً به خاطر نیاز به تعبیه سنسور بر روی استاتور در کاربردهای عملی مورد استفاده قرار نمی‌گیرد، و چون در این حالت از اندوکتانس پراکندگی رتور صرف نظر می‌شود می‌تواند باعث بروز مشکلات پایداری سیستم گردد.



شکل ۳-۹- مدار معادل موتور القایی در دستگاه مرجع ساکن dq (الف) محور d (ب) محور q

استفاده از جهت یابی شار رتور در کنترل برداری بسیار مرسوم است زیرا شار رتور مستقیماً در تولید گشتاور دخالت دارد. لذا عملکرد سیستم کنترل در این حالت بسیار خوب و در عین حال اجرای این روش آسان است. استفاده از جهت یابی شار استاتور در مواردی از جمله کاربرد در وسایل نقلیه به خاطر دلایلی ترجیح داده می‌شود. از جمله این دلایل اینکه جهت تولید سیگنالهای بردار یکه به سرعت نیاز نیست و تخمین های انجام گرفته نسبت به تغییرات پارامترهای ماشین مقاوم و غیر حساس می‌باشند. با توجه به اینکه محاسبات در فرکانس فریم منطبق بر شار استاتور انجام می‌گیرد و میزان شار استاتور در سرعتهای پایین نسبت به شارهای دیگر دارای مقدار بیشتری است پس دقت عمل بیشتر خواهد بود. البته باید توجه داشت که در روش جهت یابی شار استاتور این مشکل وجود دارد که شار بر روی دو محور کاملاً از یکدیگر مجزا نبوده و اثر متقابلی ما بین این دو وجود دارد که جهت جبران آن لازم است از یک بلوک اضافی دکوپله کننده استفاده شود.

۳-۴-۴ کنترل برداری مستقیم

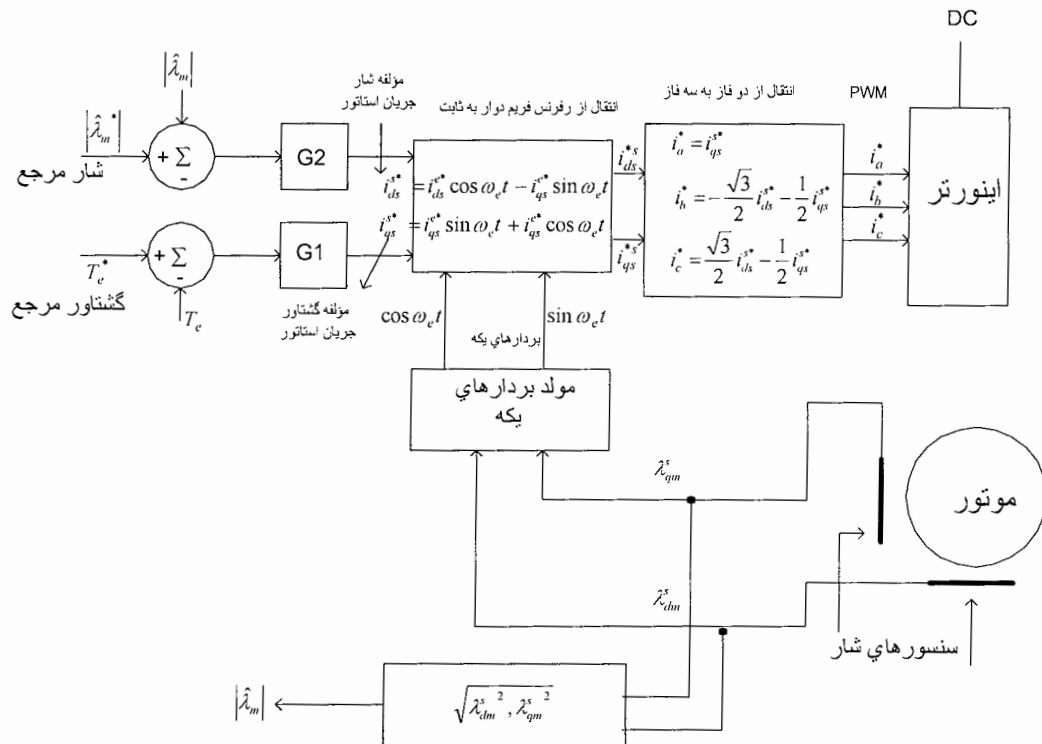
در کنترل برداری مستقیم که توسط Blaschke مطرح شد، مقادیر بردارهای یکه مستقیماً از روی سیگنالهای شار تولید می‌شوند. شکل ۳-۱۰ بلوک دیاگرام کنترل برداری مستقیم را نشان می‌دهد. در این بلوک دیاگرام کنترل شار و گشتاور توسط حلقه بسته انجام می‌شود [۱].

ابتدا شار مرجع با شار موتور مقایسه و خطای حاصله از یک کنترلر PI (G_2) عبور داده می‌شود، خروجی این کنترلر مؤلفه شار جریان استاتور خواهد بود. همچنین پس از مقایسه گشتاور مرجع با گشتاور موتور، مقدار خطای حاصله از یک کنترلر PI (G_1) عبور داده می‌شود که خروجی این کنترلر مؤلفه گشتاور جریان استاتور می‌باشد. این دو مؤلفه جریان، به صورت dc و منطبق بر دستگاه مرجع دوار می‌باشند.

در مرحله بعد با استفاده از مقادیر بردارهای یکه $(\sin \omega_e t, \cos \omega_e t)$ و معادلات نشان داده شده در بلوک دیاگرام، مؤلفه‌های جریان را از دستگاه مرجع دوار به دستگاه مرجع ساکن شده استاتور منتقل می‌کنیم. سنسورهای شار که بر روی استاتور تعبیه شده‌اند سیگنالهای شار $\lambda_{dm}^s, \lambda_{qm}^s$ را تولید می‌کنند. مقادیر شار فاصله هوایی و بردارهای یکه با توجه به معادلات زیر محاسبه می‌شوند.

$$\lambda_m = \sqrt{(\lambda_{dm}^s)^2 + (\lambda_{qm}^s)^2} \quad , \quad \cos \omega_e t = \frac{\lambda_{dm}^s}{|\lambda_m|} \quad , \quad \sin \omega_e t = \frac{\lambda_{qm}^s}{|\lambda_m|} \quad (9-3)$$

سپس مقادیر مرجع را از سیستم دو فاز به سیستم سه فاز انتقال می‌دهیم. همچنین می‌توان حلقه کنترل سرعت هم به سیستم اضافه کرد که این حلقه قبل از حلقه کنترل گشتاور قرار می‌گیرد.



شکل ۳-۱۰- بلوک دیاگرام کنترل برداری مستقیم

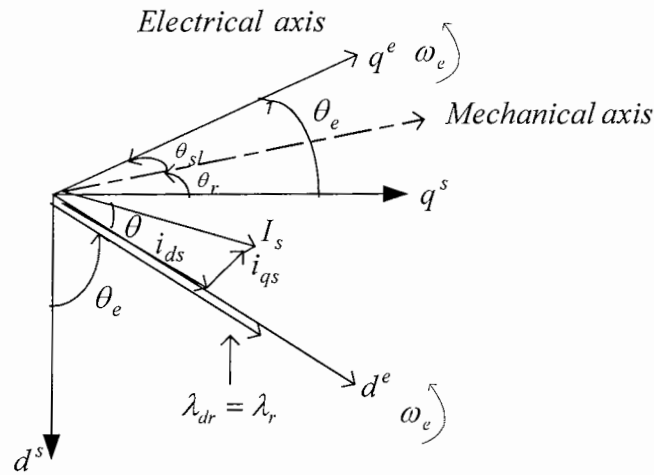
در کنترل برداری مستقیم مقدار ω_e به صورت مستقیم کنترل نمی‌شود و کنترل آن به صورت غیرمستقیم و از طریق بردارهای یکه می‌باشد. بردارهای یکه با استفاده از مقادیر شار محاسبه می‌شوند و دقت در محاسبه شار در سرعت‌های پایین کم می‌باشد، زیرا در سرعت‌های پایین میزان افت ولتاژ بواسطه مقاومت استاتور قابل توجه می‌باشد. عدم دسترسی به مقدار واقعی مقاومت استاتور باعث می‌گردد که در سرعت‌های زیر ۱۰٪ نامی عملکرد کنترل برداری مستقیم مختل شود، لذا استفاده از روشهایی جهت جبران اثر تغییر مقاومت استاتور در سرعت‌های پایین ضروری می‌باشد.

۳-۴-۱ معایب کنترل برداری مستقیم

- سنسورهای شار در هنگام ساخت موتور باید در آنها جاسازی شود و این امر باعث عدم امکان کاربرد این روش در موتورهای استاندارد می‌گردد.
- سنسورهای اثر هال ظریف بوده و نسبت به تنشها و لرزشهای مکانیکی و حرارتی مقاوم نمی‌باشند.
- سیم پیچهای جستجوگر مشکلات سنسور اثر هال را ندارند و با استفاده از چند سیم پیچ جستجوگر در قطبهای استاتور می‌توان مقدار و موقعیت بردار شار را اندازه‌گیری نمود ولی این روش در فرکانسهای پایین (کمتر از ۰/۵ هرتز) قادر به تعیین دقیق موقعیت بردار شار نمی‌باشد.
- استفاده از سیم پیچهای استاتور به عنوان سیم پیچهای جستجوگر باعث می‌شود که بتوان از این روش در مورد موتورهای استاندارد نیز استفاده نمود ولی این روش در فرکانسهای کم علاوه بر مشکل بالا دارای مسأله عدم صرف نظر از افت ولتاژ اهمی استاتور، همچنین حساست به پارامترهای موتور و شرایط محیطی را داشته و در فرکانسهای کم کارایی ندارد.

۳-۴-۵ کنترل برداری غیر مستقیم

اختلاف اصلی بین دو روش کنترل برداری مستقیم و کنترل برداری غیر مستقیم در نحوه تولید بردارهای یکه $(\sin \omega_e t, \cos \omega_e t)$ می‌باشد. در کنترل برداری غیر مستقیم بردارهای یکه با استفاده از سیگنال سرعت و فرکانس لغزش (ω_{sl}) محاسبه می‌شوند.



شکل ۱۱-۳- دیاگرام برداری متغیرها در کنترل برداری غیر مستقیم

شکل ۱۱-۳ دیاگرام برداری متغیرها در حالت کنترل برداری غیر مستقیم را نشان می‌دهد. محورهای q^s, d^s در دستگاه مرجع ساکن استاتور و محورهای q^e, d^e در دستگاه مرجع دوار می‌باشند. زاویه θ_e از جمع دو زاویه رتور θ_r و زاویه لغزش θ_{sl} بدست می‌آید. که $\theta_e = \omega_e t$ و $\theta_{sl} = \omega_{sl} t$ می‌باشد. زاویه محور دوار q^e نسبت به محور ثابت q^s همواره توسط θ_e بیان می‌شوند.

با تعریف λ_r بعنوان دامنه شار رتور و θ_e بعنوان زاویه شار رتور:

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{qr}^2 + \lambda_{dr}^2}, \quad \theta_e = \arctg \frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \quad (۱۰-۳)$$

انتقال متغیرها به دستگاه مرجع شار رتور با استفاده از ماتریس انتقال زیر صورت می‌پذیرد:

$$\begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} = \frac{1}{|\lambda_r|} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s & \lambda_{qr}^s \\ -\lambda_{qr}^s & \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} \quad (۱۱-۳)$$

بطوریکه f_d^s, f_q^s مؤلفه های محوره های d و q در دستگاه مرجع ساکن استاتور و f_d^e, f_q^e مؤلفه های محوره های d و q در دستگاه مرجع دوار می‌باشند.

با استفاده از تعریف ۱۰-۳ و استفاده از ماتریس انتقال ۱۱-۳ برای شارهای رتور داریم:

$$\lambda_{dr}^e = \sqrt{\lambda_{qr}^{s2} + \lambda_{dr}^{s2}} = |\lambda_r^e| = \lambda_r^e \quad (۱۲-۳)$$

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (۱۳-۳)$$

با بکاربردن این ماتریس انتقال برای جریانهای استاتور و در نظر گرفتن متغیرهای $(i_{ds}^e, \theta_e, \omega_r)$ ، (λ_r^e, i_{qs}^e) بعنوان متغیرهای حالت، معادلات فضای حالت زیر برای موتور القایی بدست می آیند

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \mu \lambda_r^e i_{qs}^e - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J} \quad (۱۴-۳)$$

$$\frac{d\lambda_r^e}{dt} = -\eta \lambda_r^e + \eta L_m i_{ds}^e \quad (۱۵-۳)$$

$$\frac{di_{qs}^e}{dt} = -\gamma i_{qs}^e - \beta n_p \omega_r \lambda_r^e - n_p \omega_r i_{ds}^e - \eta L_m \frac{i_{qs}^e i_{ds}^e}{\lambda_{dr}^e} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^e \quad (۱۶-۳)$$

$$\frac{di_{ds}^e}{dt} = -\gamma i_{ds}^e + \eta \beta \lambda_r^e + n_p \omega_r i_{qs}^e + \eta L_m \frac{i_{qs}^{e2}}{\lambda_{dr}^e} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^e \quad (۱۷-۳)$$

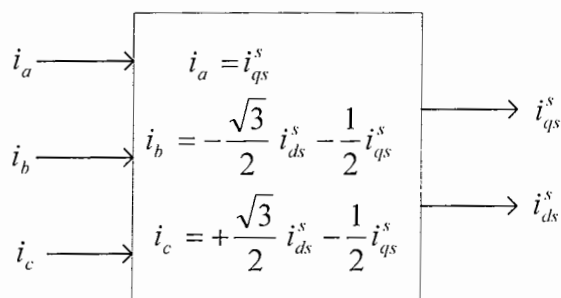
$$\frac{d\theta_e}{dt} = n_p \omega_r + \eta L_m \frac{i_{qs}^e}{\lambda_r^e} \quad (۱۸-۳)$$

و برای گشتاور الکترومغناطیسی خواهیم داشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^e i_{qs}^e \quad (۱۹-۳)$$

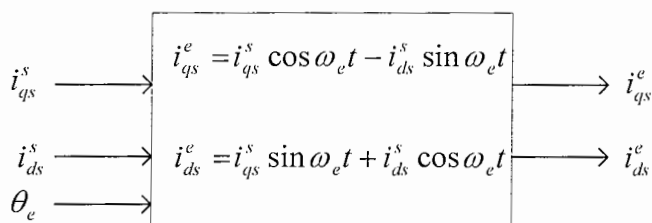
از معادله ۱۵-۳ دیده می شود شار رتور فقط به جریان محور d استاتور وابسته است. با توجه به معادله ۱۴-۳ اگر شار رتور ثابت نگه داشته شود، دینامیک سرعت رتور با جریان محور q استاتور بعنوان ورودی سیستمی خطی می شود. با توجه به معادله ۱۹-۳ گشتاور الکترومغناطیسی با مؤلفه محور q جریان استاتور متناسب می باشد. برای اینکه شار رتور و سرعت موتور مقادیر مرجع را دنبال کنند می توان از کنترلرهای PI استفاده کرد.

در کنترل برداری غیر مستقیم، با توجه به بلوک دیاگرام شکل ۱۲-۳ جریانهای استاتور i_{qs}^s, i_{ds}^s در مرجع ساکن از جریانهای سه فاز موتور بدست می آیند.



شکل ۳-۱۲- تبدیل از مرجع سه فاز به مرجع دو فاز

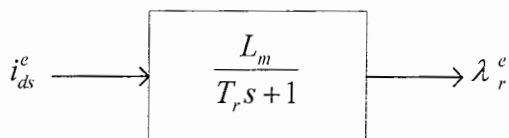
سپس با توجه به بلوک دیاگرام شکل ۳-۱۳ جریانها از مرجع ساکن به مرجع دوار انتقال می یابند.



شکل ۳-۱۳- تبدیل از مرجع ساکن به مرجع دوار

شار رتور با توجه به معادله ۳-۱۵ و استفاده از جریان محور d استاتور در دستگاه مرجع دوار، مطابق بلوک شکل ۳-۱۴ بدست می آید :

$$\lambda_r^e = \frac{L_m}{T_r s + 1} i_{ds}^e \quad (3-20)$$



شکل ۳-۱۴- بلوک تولید کننده شار رتور

در کنترل برداری غیرمستقیم بردارهای واحد $(\sin(\theta_e), \cos(\theta_e))$ با محاسبه زاویه شارر تور (θ_e) از معادله ۳-۱۸ بدست می آیند. با تعریف فرکانس سنکرون به صورت :

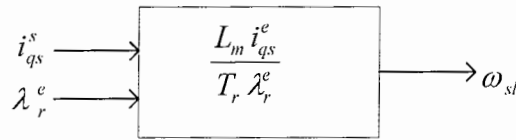
$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (۳-۲۱)$$

فرکانس لغزش از معادله ۳-۲۰ و با توجه به بلوک دیاگرام شکل ۳-۱۵ بدست می آید :

$$\omega_{sl} = \omega_e - n_p \omega_r = \eta L_m \frac{i_{qs}^e}{\lambda_r^e} = \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^e}{\lambda_r^e} \quad (۳-۲۲)$$

بطوریکه θ_e برابر است با :

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (n_p \omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (۳-۲۳)$$

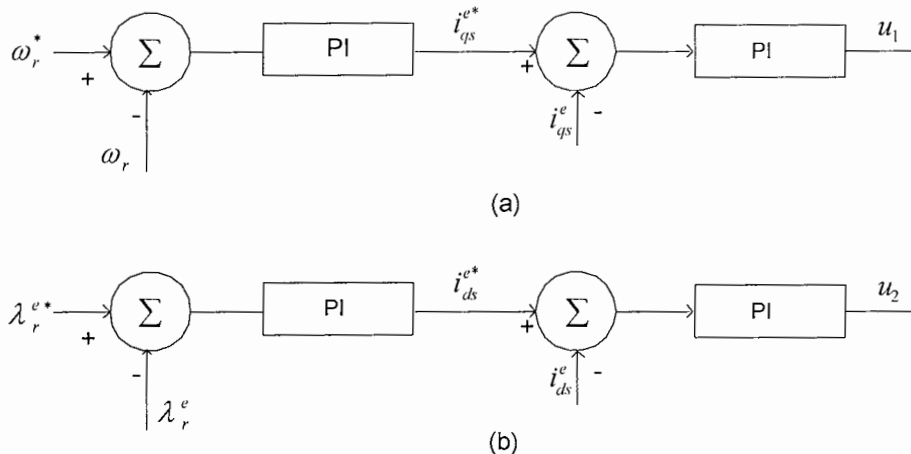


شکل ۳-۱۵- بلوک تولید کننده فرکانس لغزش

پس از مقایسه سرعت موتور با سرعت مرجع و شار رتور با شار مرجع مطابق با شکل ۳-۱۶ و استفاده از کنترل کننده های PI ، جریانه های مرجع محورهای q و d در دستگاه مرجع دوار تولید می شوند. از مقایسه این جریانه ها با جریانه های محورهای q و d در دستگاه مرجع دوار و استفاده از کنترل کننده های PI ، ولتاژهای محورهای q و d استاتور در دستگاه مرجع دوار $(u_1$ و u_2) حاصل می شوند.

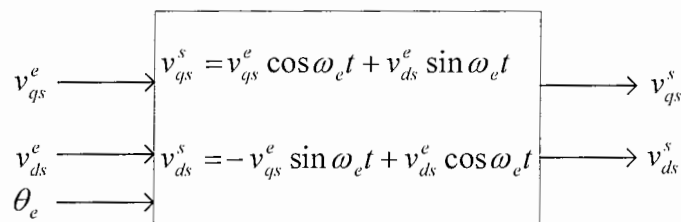
$$u_1 = k_{p1}(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + k_{i1} \int (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) dt \quad (۳-۲۴)$$

$$u_2 = k_{p2}(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + k_{i2} \int (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) dt \quad (۳-۲۵)$$



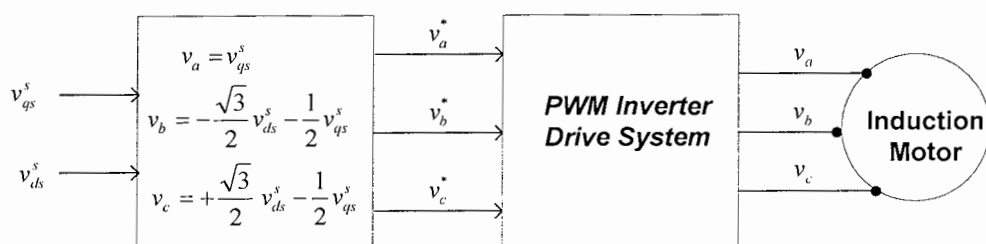
شکل ۳-۱۶- بلوک کنترل کننده های سرعت ، شار و جریانه های استاتور

با استفاده از بلوک شکل ۳-۱۷ ولتاژها را از دستگاه مرجع دوار به دستگاه مرجع ساکن استاتور انتقال می دهیم.



شکل ۳-۱۷- تبدیل از مرجع دوار به مرجع ساکن

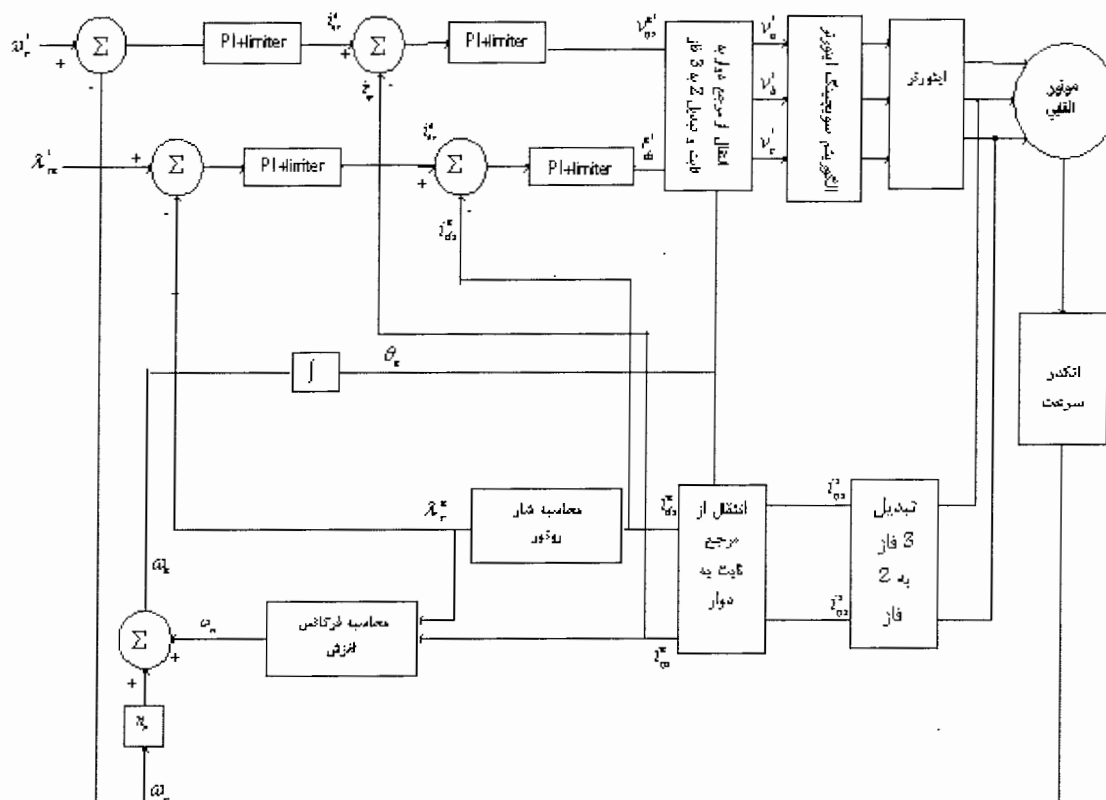
در نهایت با استفاده از تبدیل مرجع دو فاز به مرجع سه فاز، مطابق شکل ۳-۱۸ و استفاده از روش PWM ، سیگنالهای لازم را برای گیت های اینورتر تولید کرده و سپس ولتاژهای مناسب را به موتور اعمال می نماییم.



شکل ۳-۱۸- تبدیل دو فاز به سه فاز

شکل ۳-۱۹ بلوک دیاگرام کاملی از کنترل برداری غیر مستقیم را نشان می‌دهد. در این شکل از دو کنترلر PI همراه با محدوده کننده ها برای کنترل سرعت و شار رتور استفاده شده است. خروجی این دو کنترلر فرمانهای مؤلفه های محور q و d جریانهای استاتور را تولید می‌کنند. برای کنترل جریان های استاتور نیز از دو کنترلر PI استفاده شده است.

کنترل برداری غیر مستقیم می تواند در چهار ناحیه گشتاور- سرعت به خوبی کار کند. این روش در سرعتهای پایین و نزدیک به صفر به خوبی کار می‌کند. در این روش مشکل وجود هارمونیک در سیگنالها که باعث ایجاد اختلال در کنترل برداری مستقیم می شد وجود ندارد. مشکل اصلی در این روش تغییر پارامترهای ماشین است، که باعث اختلال در تخمین لغزش مرجع می شود که در نهایت منجر به دکوپله شدن متغیرها گشته و در نتیجه سیستم از حالت کنترل برداری خارج می گردد. تاکنون روشهای متعددی جهت جبران اثر تغییر پارامترها مطرح شده است.



شکل ۳-۱۹- بلوک دیاگرام کامل کنترل برداری غیر مستقیم

۳-۵ خلاصه:

در این فصل روشهای کنترل سرعت موتور مورد بررسی قرار گرفته و سپس کنترل اسکالر و انواع روشهای آن ارائه شدند. در ادامه کنترل برداری، نحوه اجرا و انواع روشهای آن مورد بررسی قرار گرفته و بلوک دیاگرامی از کنترل برداری مستقیم ارائه شد. در انتها نیز روش کنترل برداری غیر مستقیم همراه با معادلات و بلوک دیاگرامهای آن بطور کامل مورد بررسی قرار گرفتند.

فصل چهارم:

شبکه‌های عصبی

۴-۱ مقدمه

در مغز انسان تعداد زیادی سلول عصبی با تعداد بیشماری ارتباط عصبی وجود دارد که بشر را قادر می‌سازد تا مسائل بسیار دشوار را حل کند و با استفاده از تجربیات پیشین در مقابل شرایط جدید، واکنش نشان دهد.

این عناصر در کنار یکدیگر شبکه‌ها را تشکیل می‌دهند که قادرند با یادگیری از داده‌های ورودی، محاسبات دشواری را انجام داده و به کل مسئله بسط داده شوند و در نتیجه در مقابل داده‌های مغشوش مقاوم بوده و بر روی داده‌های ورودی ناشناخته عملکرد قابل قبولی داشته باشند.

شبکه‌های عصبی مصنوعی مدلی از سیستم عصبی موجودات زنده است. درمقایسه با کامپیوترهای خیلی سریع نیز مغز انسان قابلیت‌های ویژه‌ای دارد. این ویژگی‌ها به طور خلاصه به شرح زیرند:

۱- قدرت تعمیم: مغز انسان اگر برای چند نقطه از یک منحنی آموزش ببیند مقدار تابع را در سایر نقاط به خوبی تخمین می‌زند. این قدرت را تعمیم می‌نامند.

۲- مقاوم بودن در مقابل خطا: هر روز تعدادی از سلولهای مغز انسان می‌میرند ولی عملکرد مغز تغییر چندانی نمی‌کند.

۳- پردازش موازی: مغز انسان به صورت همزمان و موازی روی ورودی‌های مختلف پردازش انجام می‌دهد و سرعت بالایی دارد.

۴- کار خوب در محیط نامطمئن و نویزی: مغز انسان می‌تواند الگوهای مشابه با درصد زیاد نویز را از هم تشخیص دهد. مثلاً حروف نوشته شده دستی را، هرچند باهم تفاوت زیادی دارند، به خوبی تشخیص می‌دهد.

سوپر کامپیوترها از عهده محاسبات سنگین به خوبی بر می‌آیند. مثلاً دو ماتریس ۱۰۰ در ۱۰۰ را خیلی سریع ضرب یا محاسبات دیگر را انجام می‌دهند. در صورتی که مغز انسان چنین توانایی بالایی ندارد. شبکه‌های عصبی مصنوعی با شبیه سازی شبکه‌های عصبی مغز انسان سعی می‌کنند هم توان محاسباتی سوپر کامپیوترها و هم ویژگی‌های مغز انسان را داشته باشند.

شبکه عصبی مصنوعی نیز مثل شبکه‌های عصبی طبیعی از تعداد زیادی نرون^۱، که با وزنه‌هایی به هم متصل هستند، تشکیل شده‌اند. این نرون‌ها به صورت موازی در هر لایه قرار دارند. سری لایه‌ها به دنبال هم قرار گرفته‌اند. عملکرد یک نرون که واحد ساختمانی یک شبکه است بسیار ساده است؛ مجموع وزنی چند ورودی را محاسبه می‌کند سپس آن را از یک تابع غیرخطی عبور می‌دهد و خروجی حاصل می‌گردد.

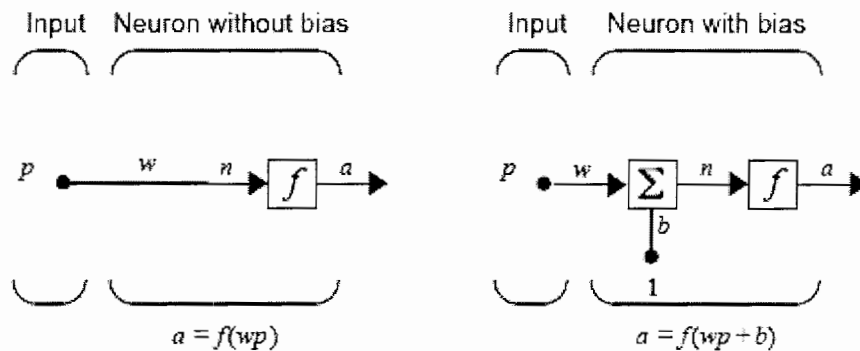
۲-۴ مدل نرون

ساختار یک نرون با ورودی اسکالر در شکل ۴-۱ نشان داده شده است. ورودی اسکالر P از طریق یک اتصال که بردار ورودی را در وزنه اسکالر w ضرب می‌کند، انتقال می‌یابد تا حاصل ضرب wp که دوباره اسکالر است، بدست آید. در اینجا ورودی وزن دار شده از تابع f عبور می‌کند و خروجی اسکالر a تولید می‌شود. $(a=f(wp))$ نرون سمت راست یک سطح آستانه اسکالر b دارد. ممکن است این سطح آستانه b را به سادگی مقدار ثابتی که با wp جمع شده بدانید و یا اینکه تصور کنید تابع f به مقدار b به سمت چپ منتقل شده است. اما این سطح آستانه همانند یک وزنه است که در ورودی یک اثر کرده است. [۹]

ورودی تابع انتقال مجموع حاصلضرب ورودی در وزنه شبکه w و سطح آستانه b می‌باشد. تابع خروجی، پله یا سیگموئید می‌باشد که آرگومان n را می‌گیرد و خروجی a را تولید می‌کند. توجه کنید که مقادیر w, b مقادیر قابل تنظیمی هستند و ایده اصلی یک شبکه آن است که چنین

^۱ Neuron

پارامترهایی می‌توانند به گونه‌ای تنظیم شوند تا رفتار جالب و مطلوب مورد انتظار، قابل دستیابی باشد.



شکل ۴-۱- ساختار یک نرون

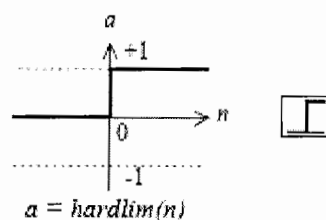
۴-۲-۱ توابع انتقال

توابع انتقال بسیاری در شبکه‌های عصبی مورد استفاده قرار می‌گیرد و سه نوع معمول آنها بصورت زیر بیان می‌گردند:

Hard-Limit Transfer Function

- تابع انتقال محدود کننده سخت

شکل تابع آن مطابق شکل ۴-۲ می‌باشد. خروجی این تابع نرونها را به دو مقدار صفر و یک محدود می‌کند. اگر ورودی کمتر از صفر باشد مقدار خروجی تابع صفر و اگر ورودی بیشتر از صفر باشد، برابر یک می‌گردد. این تابع در شبکه‌هایی مرسوم به پرسپترون که در دسته بندی اطلاعات بکار می‌رود، استفاده می‌شود.

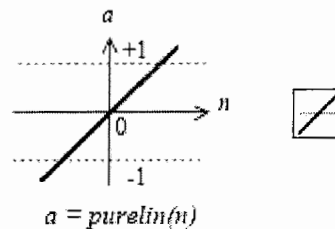


شکل ۴-۲- تابع انتقال hard-limit

Linear Transfer Function

• تابع انتقال خطی

تابع انتقال خطی نوع دیگر این توابع می‌باشد. این تابع در فیلترهای خطی و فکری بکار می‌رود و به عنوان تقریب زنده‌های خطی عمل می‌کنند و دارای منحنی شکل ۳-۴ می‌باشد. معمولاً خروجی شبکه‌هایی که بصورت صفر و یک نیستند، دارای چنین تابع انتقالی می‌باشند.

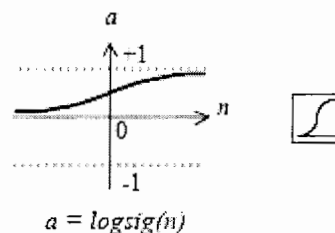


شکل ۳-۴- تابع انتقال خطی

Sigmoid Transfer Function

• تابع انتقال سیگموئید

یکی از پر کاربردترین توابع مورد استفاده در شبکه‌های عصبی تابع انتقال سیگموئید می‌باشد که در شکل ۴-۴ نمایش داده شده است. این تابع قابلیت‌های خاصی را به شبکه عصبی می‌دهد و هر مقداری را در رنج مثبت و منهای بینهایت در رنج ۰ تا ۱ محدود می‌کند.



شکل ۴-۴- تابع انتقال Log-Sigmoid

تابع انتقال خطی و سیگموئید معمولاً در شبکه‌های پس انتشار خطا بکار می‌روند.

۲-۲-۴ نرون با ورودی برداری

یک نرون با یک بردار ورودی R عنصری در شکل ۴-۵ نشان داده شده است. در این نرون‌ها، ورودی‌ها وزن‌های شبکه و سطوح آستانه بصورت بردار هستند. این بردارها بگونه‌ای هستند که حاصل ضرب و جمع آنها اسکالر است و تابع فعالیت روی یک مقدار اسکالر اعمال شده و خروجی آنها بدست می‌آید. خروجی نرون از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$a = f(wp + b) \quad (1-4)$$

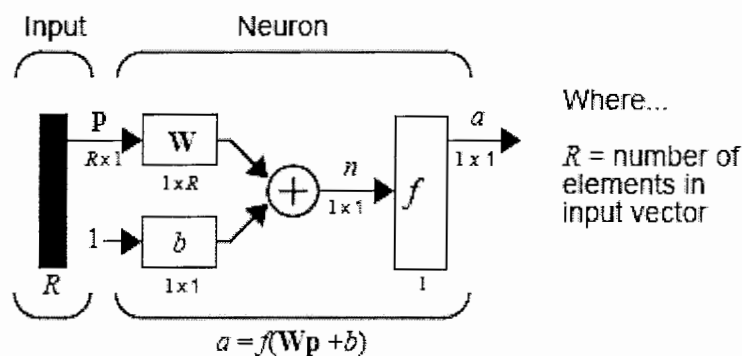
نرون سطح آستانه b را نیز دارد که با ورودی وزن داده شده، جمع می‌شود.

$$n = w_{1,1}p_1 + w_{1,2}p_2 + \dots + w_{1,R}p_R + b \quad (2-4)$$

برای راحتی محاسبات، عبارت فوق بصورت زیر نوشته می‌شود:

$$n = wp + b \quad (3-4)$$

یک لایه از شبکه بصورت شکل فوق تعریف می‌شود. یک لایه از وزنه‌ها، عملیات ضرب و جمع و آستانه بایاس b و تابع انتقال f است. بردارهای ورودی f به عنوان یک لایه یا جزئی از آن به حساب نمی‌آیند [۹].



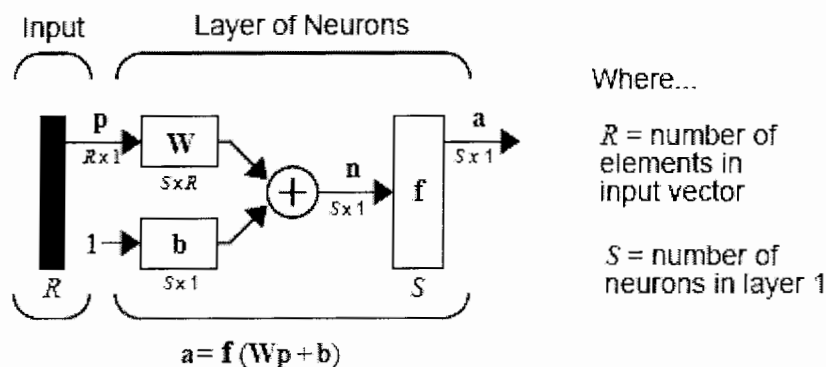
شکل ۴-۵ - نرون با یک بردار ورودی

۳-۴ ساختمان شبکه عصبی

دو یا چند نرون، از نرونهایی که در بالا نشان داده شده اند با هم ترکیب می‌شود و لایه‌ای را تشکیل می‌دهند. یک شبکه واقعی از ترکیب این لایه ها بوجود می‌آید و ممکن است شامل چند لایه باشد. ابتدا یک شبکه تک لایه را مورد توجه قرار می‌دهیم.

۱-۳-۴ یک لایه از نرونها

شکل ۴-۶ یک شبکه تک لایه با R المان ورودی و S نرون را نشان می‌دهد. توجه کنید که بطور معمول تعداد ورودی‌های یک لایه با تعداد نرونها متفاوت است. بردار ورودی p به شبکه در ماتریس وزنه‌های W ضرب می‌شود.



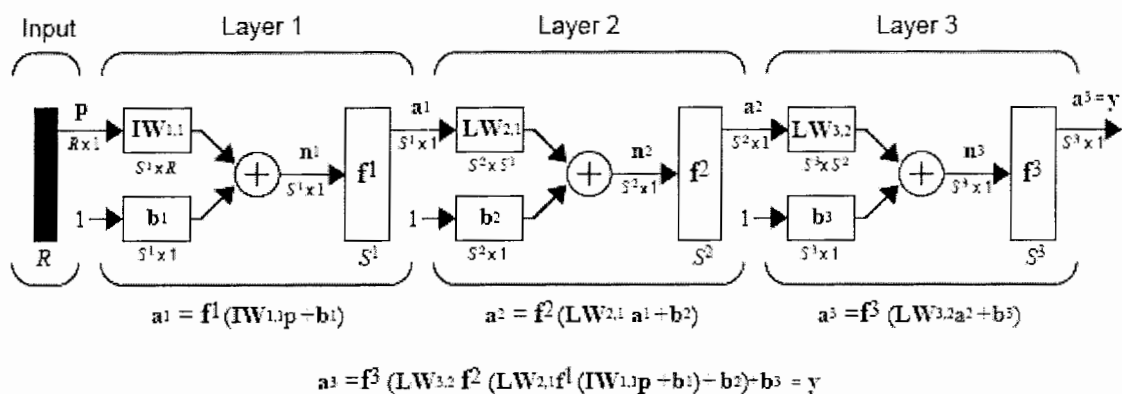
شکل ۴-۶- ساختمان یک شبکه تک لایه

هریک از لایه‌های می‌تواند دارای تابع انتقال متفاوتی باشد. ماتریس وزن W را می‌توان بصورت زیر نمایش داد. سطر نشان دهنده نرون و ستون، نشان دهنده ورودی است. بنابراین w_{12} نشان دهنده مقدار وزنه دومین ورودی به اولین نرون است.

$$W = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & \dots & w_{1,R} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & \dots & w_{2,R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{S,1} & w_{S,2} & \dots & w_{S,R} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

۴-۳-۲ لایه‌های چندگانه از نرون ها

یک شبکه می‌تواند متشکل از چند لایه باشد. هر لایه، ماتریس وزن w ، بردار b و خروجی a مخصوص بخود را دارا می‌باشد. معمولاً در یک شبکه سه لایه مثل شبکه نشان داده شده در شکل ۴-۷، لایه نهایی که خروجی شبکه را محاسبه می‌کند، لایه خروجی و لایه‌های دیگر، لایه‌های مخفی نامیده می‌شوند. (لایه های ۱ و ۲) بعضی نویسندگان به چنین شبکه هایی ۴ لایه می‌گویند و لایه اول را جزو لایه به حساب می‌آورند. [۱۰]



شکل ۴-۷- ساختمان یک شبکه چند لایه

شبکه نشان داده شده دارای R^1 ورودی، S^1 نرون در لایه اول، S^2 نرون در لایه دوم و S^3 نرون در لایه سوم می‌باشد. می‌توان لایه دوم را بصورت یک شبکه تک لایه با S^1 ورودی و S^2 نرون در نظر گرفت. شبکه‌های چند لایه بسیار قدرتمند هستند. برای مثال در یک شبکه دو لایه، لایه اول سیگموئید و لایه دوم دارای تابع انتقال خطی باشد، می‌تواند هر تابعی را تقریب بزند. چنین ساختاری به شبکه‌های پس انتشار خطی یا MLP^1 معروف هستند.

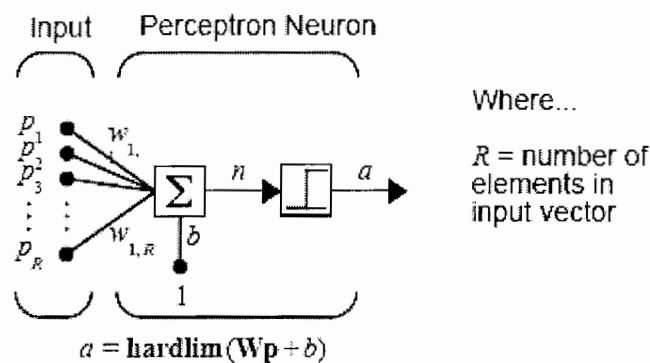
توپولوژی‌های مختلف شبکه‌ها و چگونگی ارتباط آنها باهم شبکه‌های مختلفی را ایجاد کرده است. در ادامه بحث، ما دو نوع از شبکه‌های معمول را بیان می‌کنیم. البته شبکه‌های بسیاری وجود دارند و هر

¹ Multi layer Perseptron

کدام دارای مزایایی هستند، اما بخاطر مرسوم بودن استفاده از این روشها در کنترل دور موتورها فقط این دو نوع را بیان می‌کنیم.

۴-۴ شبکه پرسپترون^۱

همانطور که قبلا بیان شد پرسپترون شبکه‌ای است که نرون آن دارای Hard-limit است. شبکه‌های پرسپترون پایه معمولا یک لایه هستند و می‌توانند آموزش دیده و خروجی صحیحی را براساس ورودی آن ارائه دهند. روش آموزشی که استفاده می‌شود، قانون یادگیری پرسپترون نامیده می‌شود. پرسپترون مخصوصا برای مسائل ساده‌ای از جمله دسته بندی الگو مناسب است و معمولا شبکه‌های سریع و مناسبی در مسائلی‌اند که می‌توانند حل کنند. به علاوه اینکه فهم درست از این روش به فهم شبکه‌های پیچیده کمک می‌کند. این شبکه‌ها فقط به توابعی محدود هستند که دارای خروجی صفر و یک هستند و در مورد توابع دیگر توانایی لازم را ندارند. [۹], [۱۰]



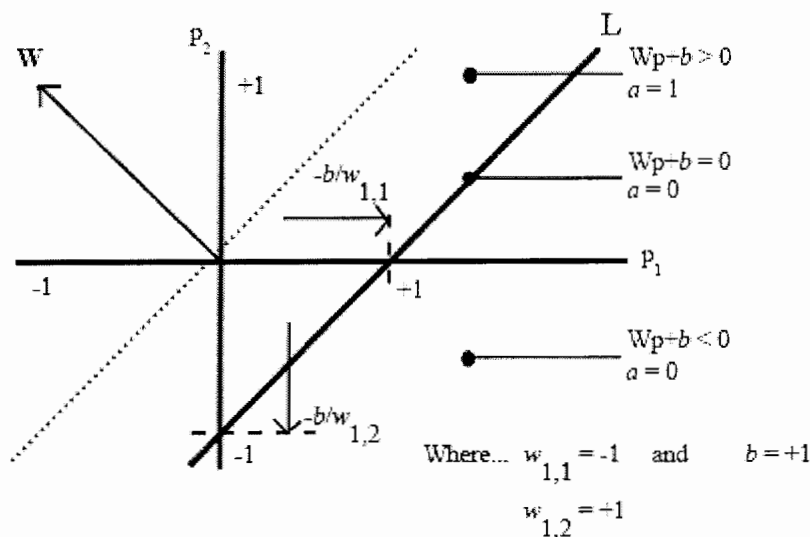
شکل ۴-۸- مدل نرون یک شبکه پرسپترون

^۱ Perceptrons

۴-۴-۱ مدل نرون پرسپترون

یک نرون پرسپترون که از یک تابع انتقال Hard-limit استفاده می‌کند، در شکل ۴-۸ نشان داده شده است. ورودی خارجی در وزنه مناسب خود w_{ij} ضرب می‌شود و سپس این ورودی‌ها به تابع انتقال داده می‌شود. اگر مجموع ورودی‌ها در وزن آنها مثبت باشد یک نرون پرسپترون یک تولید می‌کند و اگر حاصلضرب ورودی‌ها در وزنه‌ها منفی باشد خروجی شبکه صفر خواهد بود. این به معنی تبدیل فضای ورودی به دو قسمت خواهد بود. در شکل ۴-۹ این مطلب با $w_{11} = -1$ و $w_{12} = 1$ و $b = 1$ نشان داده شده است.

نواحی دسته بندی با استفاده از خط مرزی تصمیم گیری L در $w_p + b = 0$ بوجود می‌آیند. این خط بر بردار وزنه w عمود است و به اندازه b انتقال یافته است. در نواحی هاشورخورده خروجی نرون ۱ و بقیه جاها صفر است. این خط تقسیم بندی می‌تواند با تغییر w و b به هر جایی از صفحه انتقال یابد.



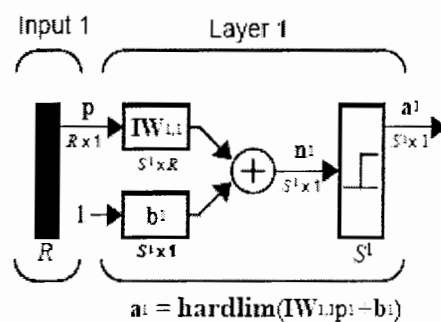
شکل ۴-۹- مرز تصمیم گیری یک شبکه پرسپترون

این بدین معنی است که یک شبکه پرسپترون می‌تواند تابع $y = wx + b$ را با هر شیب با سطح آستانه‌ای جهت دسته بندی اطلاعات تخمین بزند.

شبکه پرسپترون شامل یک لایه با S نرون پرسپترون است که به R ورودی وصل شده است. چنین شبکه‌ای در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است. قانون یادگیری پرسپترون که در ادامه در مورد آن بحث خواهیم کرد قادر است که فقط یک تک لایه را آموزش دهد.

۴-۴-۲ قوانین یادگیری

قانون یادگیری را به عنوان روشی برای تنظیم وزنه‌ها و بایاس‌های شبکه معرفی می‌کنیم. این روش به عنوان الگوریتم آموزش نیز معرفی شده است. قانون یادگیری جهت آموزش شبکه برای انجام کار مشخصی استفاده می‌شود.



Where...

R = number of elements in Input

S^1 = number of neurons in layer 1

شکل ۴-۱۰- ساختار یک شبکه پرسپترون

قوانین یادگیری به دو دسته عمومی تقسیم می‌شوند. یادگیری Supervised و یادگیری Unsupervised. در روش supervised آموزش از طریق مجموعه‌ای از ورودی و خروجی‌های شبکه انجام می‌گیرد که P ورودی به شبکه و t خروجی مناسب آن می‌باشد.

$$\{P_1, t_1\}, \{P_2, t_2\}, \dots, \{P_Q, t_Q\} \quad (۴-۵)$$

در روش unsupervised وزنه‌ها و بایاس‌ها از طریق پاسخ شبکه به ورودی‌های آن تنظیم می‌شوند و هیچ خروجی مشخصی وجود ندارد. اگر این الگوریتم‌ها کارهای دسته بندی را انجام می‌دهند، آنها الگوی ورودی را به تعداد محدودی دسته بندی می‌کنند. [۱۰]. روش پرسپترون از نوع اول می‌باشد [۹]

۳-۴-۴ یادگیری پرسپترون

شبکه‌های پرسپترون براساس مثالهایی از رفتار مطلوب آموزش می‌بینند. رفتار مطلوب توسط مجموعه‌ای از ورودی خروجی بیان می‌شود.

$$P_1 t_1, p_2 t_2, \dots, p_Q t_Q \quad (۴-۶)$$

که P ورودی و t خروجی می‌باشد.

هدف کاهش خطای نسبی پاسخ شبکه و خروجی مطلوب است.

$$e = t - a \quad (۴-۷)$$

که a پاسخ شبکه می‌باشد.

۴-۴-۴ مزایا و محدودیتها

شبکه‌های پرسپترون با روش آموزش وفقی کار می‌کنند بطوریکه بردار ورودی را یک بار، اعمال می‌کنند و تصحیح‌های لازم را براساس نتایج حاصل شده انجام می‌دهند. بنابراین، این اطمینان حاصل می‌شود که این شبکه‌ها در حوزه های کاری خود هر تابعی را با تکرار محدود می‌تواند تخمین بزنند. اما شبکه‌های پرسپترون محدودیتهایی هم دارند، اول اینکه پرسپترون فقط قادر به جداسازی مجموعه‌های برداری که بصورت خطی قابل جداسازی‌اند، می‌باشد. شکل ۱۰-۴ شکل یک نرون با R ورودی را نشان می‌دهد. ورودی با وزنه w به جمع کننده می‌رسد. مجموع ورودیهای وزن دیده شده

و بایاس، ورودی تابع انتقال را فراهم می‌آورند. نرون ممکن است تابع انتقالهای متفاوتی استفاده کند اما در شبکه‌های چند لایه معمولاً از تابع $\log\text{-sig}$ استفاده می‌شود. این تابع خروجی نرون را بین ۰ تا ۱ قرار می‌دهد. البته در بعضی شبکه‌ها نیز بسته به کاربرد آن، ممکن است از تابع Tan-sigmoid استفاده گردد.

در مواردی که نیاز به مقادیر بالاتر از ۱ و -۱ می‌باشد، از تابع purelin استفاده می‌شود. اگر در لایه خروجی یک نرون تابع سیگموئید استفاده شود، خروجی در رنج کوچکی محدود می‌شود. اما اگر تابع لایه خروجی purelin باشد خروجی شبکه می‌تواند هر مقداری را داشته باشد. یک شبکه تک لایه با S نرون و R ورودی در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است. اما شبکه‌های مستقیم معمولاً دارای یک یا چند لایه مخفی هستند که به دنبال آنها لایه خروجی می‌آید و معمولاً تابع انتقال در لایه‌های مخفی از نوع سیگموئید و در لایه خروجی از نوع pureline می‌باشد.

Backpropagation

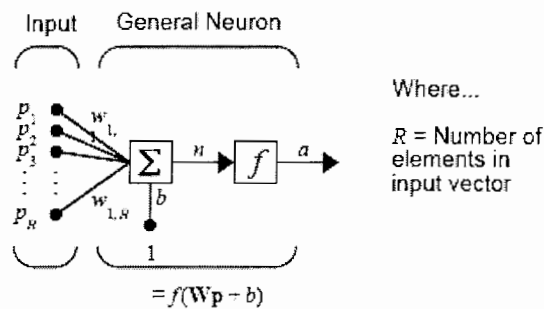
۴-۵ شبکه پس‌انتشار

در این بخش ساختار شبکه‌ای که معمولاً بیشتر با الگوریتم پس-انتشار بکار می‌رود را مورد بررسی قرار می‌دهیم. (پیش‌خورد^۱ چند لایه)

۴-۵-۱ مدل نرون

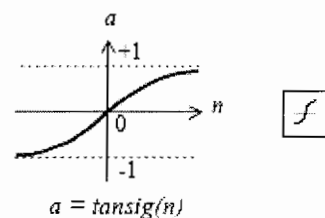
یک نرون ابتدایی با R ورودی در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است. هر ورودی با یک w مناسب وزن می‌گردد. مجموع ورودیهای وزن شده و بایاس‌ها با یکدیگر جمع می‌شوند و به تابع انتقال f وارد می‌شوند. ممکن است نرون‌ها از تابع انتقالهای متفاوت f برای تولید خروجی، استفاده کنند.

^۱ Feedforward



شکل ۴-۱۱- مدل نرون ساده

شبکه چند لایه معمولاً از تابع انتقال log-sigmoid استفاده می‌کند. این تابع، خروجی‌هایی بین صفر و یک تولید می‌کند، بصورتیکه ساختار نرونهای ورودی بصورت نامشخص از منفی به مثبت رود. معمولاً شبکه چند لایه از تابع انتقال tan-sigmoid و بندرت از تابع خطی purelin استفاده می‌کند.



Tan-Sigmoid Transfer Function

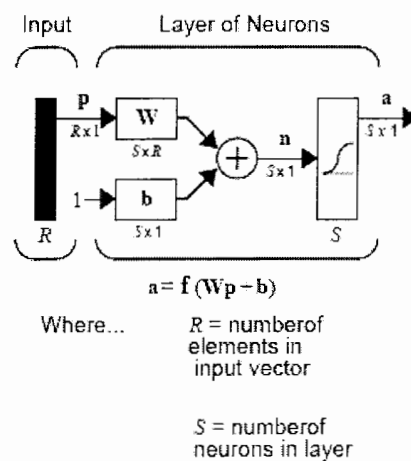
شکل ۴-۱۲- تابع انتقال tan-sigmoid

اگر لایه آخر شبکه چند لایه دارای نرونهای sigmoid باشد در آنصورت خروجی شبکه به رنج کوچکی محدود می‌گردد و اگر نرونهای خروجی خطی باشند، خروجی شبکه می‌تواند هر مقداری را داشته باشد.

معمولاً سه تابع انتقال tan-sigmoid، purelin و tan-sigmoid در شبکه پس انتشار بکار می‌روند.

۴-۵-۲ شبکه پیش خورد

یک شبکه تک لایه با S نرون logsig و R ورودی در شکل ۴-۱۲ نشان داده شده است. شبکه‌های پیش خورد معمولاً دارای یک یا چند لایه مخفی با نرونهای sigmoid می‌باشند که بوسیله نرونهای خطی در لایه خروجی آن دنبال می‌شود. لایه‌های نرونها با توابع انتقال غیرخطی، اجازه یادگیری روابط خطی و غیرخطی بین بردارهای ورودی و خروجی را می‌دهد. لایه خطی خروجی اجازه تولید مقادیر خروجی بین رنج ۱ تا -۱ را می‌دهد.



شکل ۴-۱۲- یک شبکه تک لایه با تابع انتقال logsig در خروجی

به عبارت دیگر اگر بخواهیم خروجی‌های شبکه را محدود کنیم (مثلاً بین ۰ و ۱) در آنصورت از تابع انتقال sigmoid (مثلاً logsig) در لایه خروجی استفاده می‌کنیم.

۴-۸ خلاصه:

در این فصل ساختار شبکه عصبی مورد بررسی قرار گرفته است و شبکه‌های پرسپترون و پس انتشار بصورت مشروح مورد بررسی قرار گرفتند.

فصل پنجم:
روشهای تخمین
سرعت موتور القایی
بدون استفاده از
حسگر سرعت

۵-۱ مقدمه

محرکه‌های الکتریکی موتور القایی در روند عملیات کنترل خود به سرعت موتور القایی در هر لحظه نیازمندند. این سرعت بمنظور تبدیل متغیرهای مختلف (عموماً جریان و ولتاژ استاتور) از قالب مرجع استاتور به سنکرون و بلعکس بکار برده می‌شوند. همچنین در صورتیکه محرکه الکتریکی بمنظور کنترل سرعت بکار رود، سرعت موتور به عنوان فیدبک در حلقه کنترل سرعت بکار گمارده می‌شوند. بنابراین محاسبه سرعت موتور در محرکه‌های الکتریکی الزامی است. ساده ترین روش اندازه‌گیری سرعت بوسیله حسگر سرعت (انکدر یا تاکومتر) از روی محور موتور می‌باشد. اما بکارگیری حسگر سرعت در محرکه الکتریکی مشکلاتی از قبیل نصب حسگر سرعت، پائین آمدن قابلیت اطمینان سیستم، اضافه شدن هزینه بدلیل استفاده از حسگر سرعت و ناتوانی عملکرد محرکه الکتریکی در محیطهای کاری نامساعد را ایجاد می‌کند. بنابراین سعی می‌شود که با حذف حسگر سرعت و جایگزینی آن با یک تخمینگر سرعت از مواجه شدن با مشکلات فوق اجتناب گردد. برای این منظور تخمینگرهای سرعت متنوعی تاکنون بکار گرفته شده است که هر کدام دارای مزایا و معایب منحصر به خویش است. در اینجا روشهای مختلف تخمین سرعت را بیان می‌کنیم.

۵-۲ روشهای کنترل سرعت موتور القایی بدون استفاده از انکدر

روشهای مختلف کنترل سرعت موتور القایی بدون استفاده از انکودر سرعت به دو دسته تقسیم بندی می‌شوند

۵-۲-۱ کنترل حلقه باز سرعت

این روش، روش ساده‌ای می‌باشد و از ساختار و معادلات موتور برای تخمین سرعت استفاده می‌کند. فرکانس لغزش تخمین زده شده فقط برای جبران تغییرات بار بکار می‌رود و در این حالت فرکانس سنکرون ثابت است. معایب آن وابستگی به پارامترها و وضعیت عملکرد نقطه کار می‌باشد. سادگی و ارزان قیمت بودن از محاسن این روش می‌باشد و به دو دسته زیر تقسیم می‌گردد.

۵-۲-۱-۱ کنترل حلقه باز بر مبنای استفاده از معادلات موتور

این گروه از تخمین‌گرها عموماً از جریانها و ولتاژهای موتور جهت تعیین سرعت موتور استفاده می‌نماید. برای اندازه‌گیری ولتاژهای استاتور از حسگرهای ولتاژ، ولتاژ باس dc و حالت سوییچها یا ولتاژهای کنترلی استفاده می‌کند. هرگاه از ولتاژهای کنترلی استفاده گردد، باید بهره و تاخیر اینورتر در نظر گرفته شود.

۵-۲-۱-۲ کنترل حلقه باز بر مبنای ساختار فیزیکی موتور

این روش، روش ساده‌ای می‌باشد و در محرکه‌های ارزان قیمت صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. با استفاده از ساختار فیزیکی می‌توان از پدیده اشباع دندانه‌ها و هسته موتور و نیز هارمونیک شیارهای روتور استفاده کرد. مقاومت در مقابل تغییر پارامترها و محاسبات نسبتاً کم از مزایا و نیاز به اندازه‌گیری دقیق برخی از کمیات موتور و حساسیت زیاد نسبت به نویز از معایب این روش می‌باشد.

۵-۲-۲ کنترل حلقه بسته با تخمین سرعت

در این روش سرعت موتور تخمین زده می‌شود و سیگنال فیدبک برای تنظیم سرعت حلقه بسته بکار می‌رود و به انواع: روش MRAS، روتگر لیونبرگر، اساس هارمونیک‌های ناشی از شیار روتور، فیلتر کالمن و شبکه عصبی تقسیم بندی می‌گردد. هر یک از این روشها دارای مزایا و معایبی می باشد [۳].

۵-۳ انواع روشهای تخمین سرعت موتور القایی

حال به بررسی کاملتر هریک از روشهای مختلف تخمین سرعت می پردازیم:

۵-۳-۱ تخمینگر معمولی سرعت Conventional Speed Estimator

در این روش از روی جریان اندازه گیری شده موتور و شار روتور یا استاتور، سرعت محاسبه می‌گردد. در این روش مقدار شار را می‌توان بصورت مستقیم، بوسیله یک حسگر اثر هال اندازه گیری نمود (روش مستقیم) و یا می‌توان با استفاده از معادلات موتور (روش غیر مستقیم) بدست آورد. شکل ۵-۱ بلوک دیاگرام این روش را نشان می‌دهد [۳].

به دو روش استفاده از روابط شار و استفاده از روابط شار و ولتاژ پیاده سازی می‌گردد.

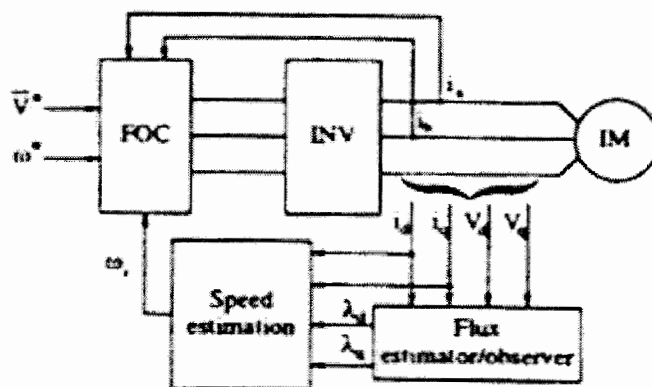
در روش اول، سرعت روتور w_r از تفاضل سرعت سنکرون w_e و لغزش w_{sl} محاسبه می‌گردد.

سرعت سنکرون و لغزش در دستگاه ساکن از روابط زیر محاسبه می‌گردد.

$$w_e = \frac{\lambda_{qs}^* \lambda_{ds} - \lambda_{ds}^* \lambda_{qs}}{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (۱-۵)$$

$$w_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}}{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (۲-۵)$$

λ_{ds} ، λ_{qs} ترکیبات محور d,q شار استاتور، i_{ds} ، i_{qs} ترکیبات محور d,q جریان استاتور، L_m اندوکتانس خودی و τ_r ثابت زمانی روتور می‌باشند. در رابطه ۵-۲ متناسب با گشتاور ماشین می‌باشد و می‌توان بجای آن از ترکیبات شار روتور و جریان استاتور یا ترکیبات شار روتور و شار استاتور استفاده نمود.



شکل ۵-۱- بلوک تخمینگر معمولی سرعت [۳]

روش دیگر بر اساس روابط ولتاژ و شار موتور القایی در دستگاه مرجع ساکن می‌باشد. سرعت بصورت مستقیم از روابط زیر بدست می‌آید.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (۳-۵)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (۴-۵)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} + w_r \lambda_{qr} \quad (۵-۵)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} - w_r \lambda_{dr} \quad (۶-۵)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (۷-۵)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (۸-۵)$$

$$\lambda_{dr} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (۹-۵)$$

$$\lambda_{qr} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (10-5)$$

V_{ds} , v_{qs} ترکیبات محور d,q ولتاژ استاتور، λ_{dr} , λ_{qr} ترکیبات محور d,q شار روتور، i_{dr} , i_{qr} ترکیبات محور d,q جریان روتور، L_r , L_s , R_r , R_s بترتیب مقاومت استاتور، مقاومت روتور، اندوکتانس استاتور و اندوکتانس روتور می باشد.

ترکیبات جریان روتور، بصورت تابعی از شار استاتور بیان می گردد.

$$i_{dr} = \frac{1}{pL_m} (v_{ds} - R_s i_{ds}) - \frac{L_s}{L_m} i_{ds} = \frac{1}{L_m} (\lambda_{ds} - L_s i_{ds}) \quad (11-5)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{pL_m} (v_{qs} - R_s i_{qs}) - \frac{L_s}{L_m} i_{qs} = \frac{1}{L_m} (\lambda_{qs} - L_s i_{qs}) \quad (12-5)$$

با حذف مقاومت روتور از روابط ۵-۵ و ۵-۶ سرعت روتور بصورت زیر محاسبه می گردد.

$$w_r = \frac{\bar{i}_r \wedge \lambda_r^*}{\bar{i}_r \bullet \lambda_r} \quad (13-5)$$

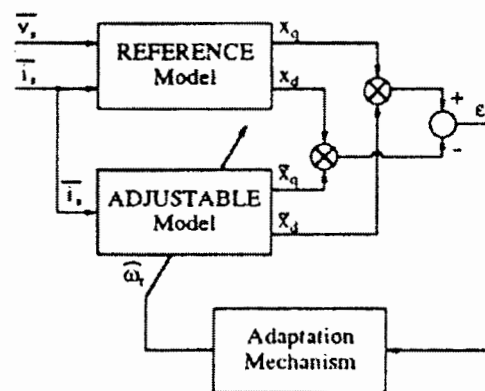
با جایگذاری روابط ۵-۱۱ و ۵-۱۲ در ۵-۱۳، سرعت روتور بصورت زیر محاسبه می گردد.

$$w_r = \frac{(\lambda_{ds} - L_s i_{ds}) \lambda_{qr}^* - (\lambda_{qs} - L_s i_{qs}) \lambda_{dr}^*}{(\lambda_{ds} - L_s i_{ds}) \lambda_{qr} - (\lambda_{qs} - L_s i_{qs}) \lambda_{dr}} \quad (14-5)$$

۵-۳-۲ سیستم تطبیقی با مدل مرجع (MRAS) Model Reference Adaptive System

در این سیستم تخمین سرعت بر اساس مقایسه‌ای میان خروجی دو تخمینگر انجام می‌گیرد. تخمینگرها کمیت مورد تخمین (سرعت روتور) را بکار نمی‌گیرند. خطای بین مقادیر خروجی دو تخمینگر به عنوان ورودی یک سیستم تطبیقی مناسب که سرعت روتور را تخمین می‌زند، بکار گرفته می‌شود. شکل ۵-۲ سیستم کنترل تطبیق پذیر را نشان می‌دهد. موتور القایی در مدل مرجع نشان داده شده است و مدل تنظیم پذیر می‌تواند یک مدل ایده‌آل باشد که سرعت روتور را به عنوان یک پارامتر در نظر می‌گیرد. در حالی که سرعت روتور تخمین زده شده در مدل تنظیم پذیر تغییر می‌کند

و در صورتیکه تفاوت بین خروجی مدل مرجع و مدل تنظیم پذیر صفر باشد، در این صورت سرعت روتور تخمین زده شده برابر سرعت طبیعی روتور خواهد بود. سیگنال خطا، الگوریتم شناسایی سرعت روتور را که باعث صفر شدن خطا می‌گردد، بکار می‌اندازد. الگوریتم شناسایی سرعت بگونه ای طراحی شده است که پاسخ سریع و پایدار بدست آید [۳].



شکل ۵-۲- سیستم کنترل قابل تنظیم با مدل مرجع بصورت موازی

روش فوق با مقایسه پارامترهای مختلف مثل: شار روتور، بردار emf بازگشتی و توان راکتیو می‌باشد. حالت مقایسه شار معمولاً در کنترل برداری موتور القایی بکار می‌رود، بصورتی که مدل موتور القایی به عنوان مدل مرجع و کنترل برداری ایده آل به عنوان مدل قابل تنظیم در نظر گرفته شده است. بلوک سیستم فوق در شکل ۵-۳ نشان داده شده است. معادلات شار در موتور القایی از دو رابطه زیر بدست می‌آیند که رابطه ۵-۱۵ را رابطه ولتاژی و رابطه ۵-۱۶ را رابطه جریان شار می‌نامند.

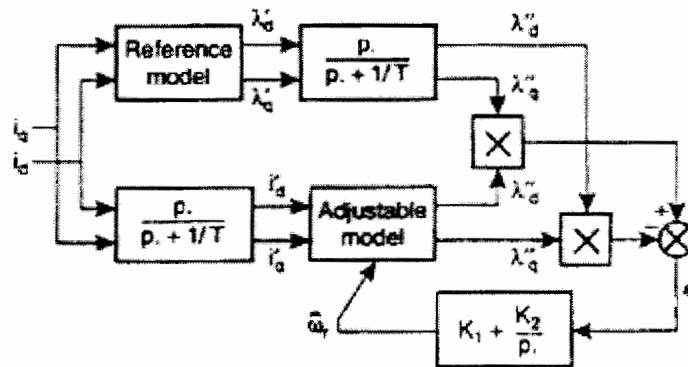
$$\bar{\lambda}_r^s = \int \frac{L_r}{L_m} (\bar{V}_s^s - R_s \bar{i}_s^s) dt + -\sigma L_s \bar{i}_s^s \quad (۵-۱۵)$$

$$\bar{\lambda}_r^s = - \int \left(\frac{1}{T_r} I + w_r J \right) \bar{\lambda}_r^s dt + \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s^s \quad (۵-۱۶)$$

که در آن:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{و} \quad \bar{v}_s^s = \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix}, \quad \bar{\lambda}_r^s = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix}, \quad \bar{i}_s^s = \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ضریب کمبود می‌باشد و λ_r^s نشان دهنده شار روتور، L_m, L_r, L_s بترتیب: اندوکتانسهای استاتور، روتور و مغناطیس شوندگی می‌باشند. معادله ۵-۱۵ مستقل از سرعت روتور می‌باشد و بعنوان مدل مرجع نامیده می‌شود. معادله ۵-۱۶ وابسته به سرعت روتور می‌باشد و بعنوان مدل قابل تنظیم در نظر گرفته می‌شود. برای حل مشکلات انتگرالگیر و شرایط اولیه، از یک فیلتر پایین گذر مطابق شکل ۵-۳ استفاده می‌گردد. کارایی این سیستم در سرعتهای نزدیک صفر مطلوب نمی‌باشد [۳].



شکل ۵-۳ - روش تخمین سرعت MRAS در سیستم کنترل برداری با مقایسه بردارهای شار [۳]

روش دیگر برای شناسایی سرعت روتور بر اساس روش MRAS استفاده از بردار emf بجای بردار شار می‌باشد. در این روش از انتگرالگیر در دو مدل مرجع و قابل تنظیم استفاده نمی‌شود. بنابراین پهنای باند بیشتری برای سرعت بدست می‌آید [۱۳].

سیگنالهای emf از روابط زیر محاسبه می‌گردند.

$$e_m = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt}(\bar{i}_s) \quad (۱۷-۵)$$

$$\hat{e}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left(j\omega_r \left(\bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r \right) - \frac{R_r}{L_m} \bar{i}_r \right) \quad (۱۸-۵)$$

سرعت از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\hat{W}_r = (K_p + \frac{K_1}{p})(\hat{e}_m \wedge e_m) \quad (19-5)$$

$p = \frac{d}{dt}$ و $\wedge$ معرف ضرب برداری است.

روش دیگر برای تخمین سرعت، روشی بر پایه محاسبه توان راکتیو^۱ می‌باشد. این روش به مقاومت استاتور وابسته نمی‌باشد و به تغییرات آن مقاوم می‌باشد. روابط آن بصورت زیر می‌باشد [۱۴، ۲۲].

$$Q_m = \bar{i}_s \wedge e_m \quad (20-5)$$

$$\hat{Q}_m = \bar{i}_s \wedge \hat{e}_m \quad (21-5)$$

چون $\bar{i}_s \wedge \bar{i}_s = 0$ می‌باشد. پس داریم :

$$Q_m = \bar{i}_s \wedge \bar{v}_s - \bar{i}_s \wedge \sigma L_s \frac{d}{dt}(\bar{i}_s) \quad (22-5)$$

$$\hat{Q}_m = \bar{i}_s \wedge \frac{L_m^2}{L_r} \left(j\omega_r \left(\bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r \right) - \frac{R_r}{L_m} \bar{i}_r \right) \quad (23-5)$$

این روش معمولاً برای سیستم کنترل برداری بکار می‌رود و در سرعت‌های پایین دارای دقت بالایی می‌باشد.

در حالت کلی در روش MRAS سرعت از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\hat{W}_r = K_p (x_q \tilde{x}_d - x_d \tilde{x}_q) + K_I \int_0^T (x_q \tilde{x}_d - x_d \tilde{x}_q) dt \quad (24-5)$$

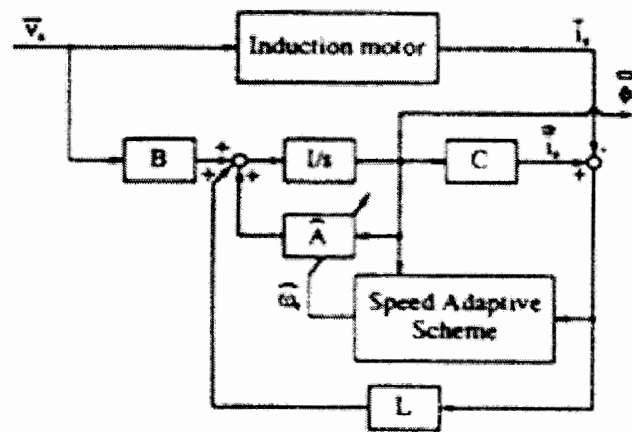
K_1, K_p گینهای قابل تنظیم می‌باشند و x_d, x_q خروجی مدل مرجع و $\tilde{x}_d, \tilde{x}_q$ خروجی مدل تنظیم پذیر می‌باشد. بجای متغیرهای فوق می‌توان بردار شار، emf بازگشتی و توان راکتیو قرار داد.

^۱ Reactive Power

Luenberger Speed Observers

۳-۳-۵ رویتگر لیونبرگر

در این روش شار از طریق رویتگر تخمین زده می‌شود و سرعت از خطای بین جریان استاتور و شار روتور تخمین زده می‌شود. می‌توان روش تخمین سرعت با استفاده از رویتگر را جزیی از روش MRAS نام برد. به این ترتیب که موتور به عنوان مدل مرجع و رویتگر به عنوان مدل قابل تنظیم در نظر گرفته شود. شکل ۴-۵ بلوک دیاگرام این روش را نشان می‌دهد [۳].



شکل ۴-۵ - رویتگر سرعت لیونبرگر [۳]

معادلات حالت موتور القایی در دستگاه مرجع ساکن بصورت زیر می‌باشد.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\lambda}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s = A \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\lambda}_r \end{bmatrix} + B v_s \quad (۲۵-۵)$$

$$\bar{i}_s = [C] \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\lambda}_r \end{bmatrix} \quad (۲۶-۵)$$

که A ماتریس پارامترهای موتور، B ماتریس ورودی، C ماتریس خروجی و $\begin{bmatrix} \bar{i}_s & \bar{\lambda}_r \end{bmatrix}$ بردار متغیرهای حالت می‌باشد.

جریان استاتور و شار روتور از طریق یک رویتگر لیونبرگر بدست می‌آید.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} + B \bar{v}_s + L(\hat{i}_s - \bar{i}_s) \quad (27-5)$$

که L ماتریس بهره رویتگر و از طریق قطبهای رویتگر که متناسب با قطبهای موتور می‌باشند، محاسبه می‌گردد. می‌توان سرعت موتور را از رابطه زیر تخمین زد:

$$\hat{W}_r = K_p (\varepsilon i_{ds} \hat{\lambda}_{qr} - \varepsilon i_{qs} \hat{\lambda}_{dr}) + K_I \int_0^T (\varepsilon i_{ds} \hat{\lambda}_{qr} - \varepsilon i_{qs} \hat{\lambda}_{dr}) dt = \hat{w}_{rp} + \hat{w}_{rI} \quad (28-5)$$

که $\varepsilon i_{ds} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$, $\varepsilon i_{qs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$ خطای جریان محاسبه شده از اختلاف بین جریان تخمینی و جریان اندازه گیری شده می‌باشد.

روش دیگر استفاده از رویتگر لیونبرگر تعمیم یافته می‌باشد که در این روش سرعت روتور و گشتاور بار به عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته می‌شوند. در این روش تغییر زمانی سیستم، پاسخ غیر خطی، سرعت روتور و گشتاور بار را خطی و یا با تغییرات کم در نظر می‌گیریم. در این روش سرعت روتور بدون هیچ گونه وابستگی به گشتاور بار تخمین زده می‌شود [۳، ۱۵].

Kalman Filter Techniques (KFT)

۴-۳-۵ روش فیلتر کالمن

فیلتر کالمن بر اساس اندازه‌گیری مقادیر جریان استاتور و ولتاژ کمکی DC، مقادیر سرعت و شار روتور موتور القایی را تعیین می‌کند. اساس این روش کاملاً بر پایه مدل ریاضی موتور القایی می‌باشد. فیلتر کالمن مشاهده بهینه از سیگنال نویز تهیه می‌کند و سیگنال نویز تصادفی^۱ را پردازش می‌کند. فرض کنیم که نویز اندازه گیری شده و نویز آشوب^۲ ناهمبسته^۳ باشند. فیلتر کالمن شرایط موثر و بادوام را برای محاسبه تخمینگر سرعت و موقعیت روتور فراهم می‌کند. سرعت روتور می‌تواند بر اساس

^۱ Random

^۲ Disturbance

^۳ Uncorrelated

اندازه‌گیری ولتاژها و جریانها تعیین گردد. در این روش ولتاژها و جریانهای اندازه‌گیری شده به

مولفه‌های دستگاه مرجع ساکن تبدیل می‌شوند. [۳، ۱۶، ۱۷]

روش تخمین سرعت با استفاده از فیلتر کالمن بر اساس رویکرد سیستم خطی می‌باشد و با انتخاب

مناسب ماتریس گین در زمان اعمال نویز به ورودی و خروجی سیستم، می‌توان بهترین فیلترینگ را

انجام داد. می‌توان اثر نویز به سیستم را در روابط زیر مشاهده کرد.

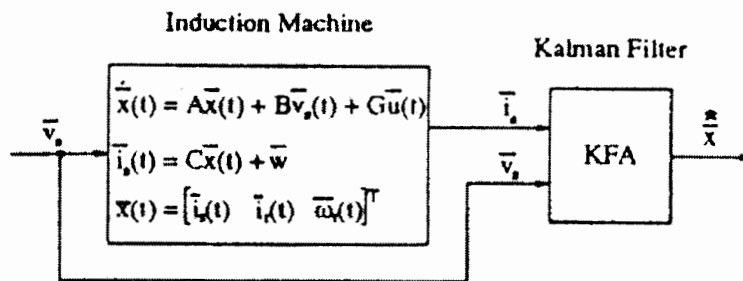
$$\frac{d}{dt} x(t) = A(t)x(t) + B(t)v(t) + G(t)u(t) \quad (۲۹-۵)$$

$$y(t) = C(t)x(t) + w(t) \quad (۳۰-۵)$$

که $x(t)$ ، $v(t)$ ، $y(t)$ بترتیب، متغیرهای حالت (جریانهای روتور و استاتور)، متغیرهای ورودی (ولتاژ

استاتور)، متغیرهای خروجی (ترکیبات جریان استاتور) می‌باشند. همچنین $u(t)$ ، $w(t)$ بترتیب نویز

ورودی و نویز خروجی سیستم می‌باشند. شکل ۵-۵ بلوک دیاگرام این سیستم را نشان می‌دهد.



شکل ۵-۵ - بلوک دیاگرام فیلتر کالمن

فیلتر کالمن می‌تواند در دو حالت پیوسته و گسسته مورد استفاده قرار گیرد. حالت گسسته به علت

استفاده آن در کنترل دیجیتال بیشتر مورد استفاده قرار می‌گیرد.

روابط گسسته سیستم بصورت زیر می‌باشند.

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d v(k) + G_d u(k) \quad (۳۱-۵)$$

$$y(k) = C_d x(k) + w(k) \quad (۳۲-۵)$$

که A_d, B_d, C_d, G_d ماتریسهای گسسته معادل ماتریس های A, B, C, G می باشند. در سیستم های غیر خطی مانند موتور القایی که سرعت روتور وابسته به پارامترهای ماشین می باشد، به جای فیلتر کالمن از فیلتر کالمن تعمیم یافته استفاده می گردد و پارامتر قابل تخمین (سرعت روتور) به عنوان متغیر حالت جدید در نظر گرفته می شود. با ثابت نگهداشتن سرعت در مدت زمان نمونه برداری، خطی سازی سیستم انجام می گیرد [۳].

روابط فیلتر کالمن برای تخمین جریانهای استاتور و روتور و سرعت روتور در موتور القایی بصورت زیر می باشند.

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ w_r(k+1) \end{bmatrix} = A_{de}(k) \begin{bmatrix} x(k) \\ w_r(k) \end{bmatrix} + B_{de}(k)v(k+1) + K(k)(y(k+1) - Cx(k)) \quad (۳۳-۵)$$

که:

$$A_{de}(k) = \begin{bmatrix} A_d(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۳۴-۵)$$

$$B_{de}(k) = \begin{bmatrix} B_d(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۳۵-۵)$$

ماتریس گین $K(k)$ در هر گام بر اساس ماتریس کوواریانس نویز محاسبه می گردد. این الگوریتم نیاز به مقادیر اولیه متغیرهای حالت $x(0)$ دارد. همچنین مقادیر اولیه مابقی متغیرها برای محاسبه ماتریس بهره در لحظه اولیه مورد نیاز می باشد.

۵-۳-۵ تخمین سرعت با استفاده از شبکه های عصبی

تکنیک شبکه عصبی بر پایه فرآیند یادگیری می باشد. از مزایای شبکه عصبی محاسبات سریع و همزمان و مشخصه تحمل خطا به سبب آگاهی شبکه می باشد. تعدادی رشته عصبی متصل بهم، تشکیل شبکه عصبی می دهند. معمول ترین شبکه عصبی، شبکه نوع پیش خورده^۱ چند لایه می باشد

^۱ Feedforward

که هیچ اطلاعاتی بصورت فیدبک در مدت زمان آموزش^۱ به آن اعمال نمی‌گردد. همچنین هیچ اطلاعاتی در مورد آموزش شبکه نداریم. معمولاً از روش پس انتشار^۲ برای تنظیم وزنهاى شبکه عصبی استفاده می‌شود. این روش معمولاً خیلی وقتگیر می‌باشد. برای تخمین سرعت در موتور القایی معمولاً از یک شبکه دو لایه با روش پس انتشار استفاده می‌گردد.

معادلات شار در موتور القایی از دو رابطه زیر بدست می‌آیند که رابطه ۵-۳۶ را رابطه ولتاژی و رابطه ۵-۳۷ را رابطه جریانی شار می‌نامیم.

$$\frac{d\overline{\lambda_r^s}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(\overline{V_s^s} - R_s \overline{i_s^s} - \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} \right) \quad (۵-۳۶)$$

$$\frac{d\overline{\lambda_r^s}}{dt} = - \left(\frac{1}{T_r} I + w_r J \right) \overline{\lambda_r^s} + \frac{L_m}{T_r} \overline{i_s^s} \quad (۵-۳۷)$$

که در آن:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad \text{موتورو} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{ثابت زمانی} \quad \overline{V_s^s} = \begin{bmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \end{bmatrix}, \quad \overline{\lambda_r^s} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix}, \quad \overline{i_s^s} = \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

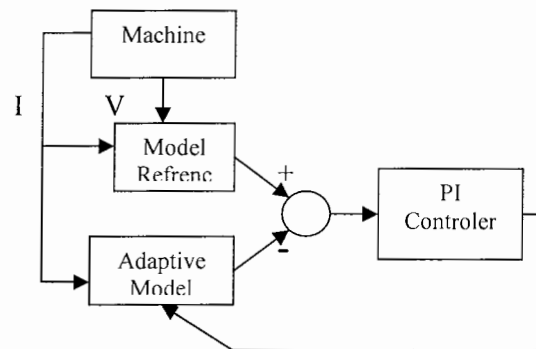
ضریب کمبود می‌باشد و λ_r^s شار روتور، L_m, L_r, L_s بترتیب: اندوکتانسهای استاتور، روتور و مغناطیس شوندگی می‌باشند. معادله ۵-۳۶ وابسته به سرعت روتور نمی‌باشد و شار واقعی روتور را تولید می‌کند. معادله ۵-۳۷ وابسته به سرعت روتور می‌باشد.

از مقایسه دو مدل شار مرجع و شار تنظیم پذیر و اعمال خطا به یک جبران‌ساز سیستم (PI)، مقدار سرعت روتور بدست می‌آید (شکل ۵-۶). شبکه عصبی را می‌توان در این مدار قرار داد.

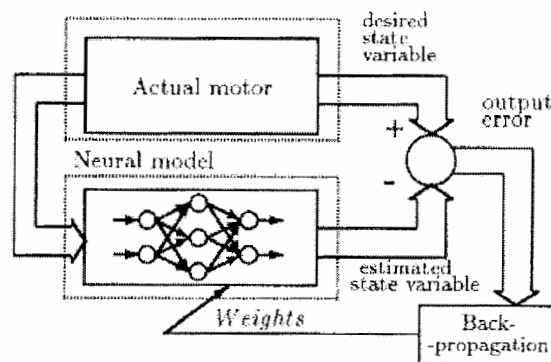
تخمین سرعت با استفاده از شبکه‌های عصبی عموماً به دو روش اجرا می‌گردد. در روش اول شبکه عصبی به عنوان جایگزین جبران‌ساز (PI) و مدل جریانی شار [۳، ۱۸] و در روش دوم به عنوان جایگزین جبران‌ساز سیستم (PI) استفاده می‌گردد [۵، ۶، ۱۲]. شکل‌های ۵-۷ و ۵-۸ چگونگی قرار گرفتن شبکه عصبی را نشان می‌دهد.

^۱ Training

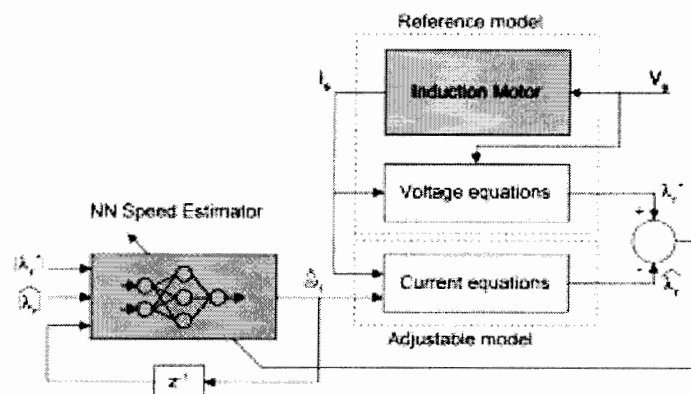
^۲ Backpropagation



شکل ۵-۶- تخمین سرعت با مقایسه معادلات جریانی و ولتاژی شار



شکل ۵-۷- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی به عنوان جایگزین جبرانساز (PI) و مدل جریانی شار



شکل ۵-۸- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی به عنوان جایگزین جبرانساز سیستم (PI)

همانطور که در شکل ۵-۷ مشاهده می‌شود، خروجی مدل شبکه عصبی با خروجی واقعی موتور مقایسه می‌شود و خطا به بخش backpropagation اعمال می‌گردد. با تعیین مقدار وزنهای شبکه، سرعت تخمین زده شده، سرعت واقعی موتور را تعقیب می‌کند.

در روش دیگر مطابق شکل ۵-۸، ابتدا دو مدل شار واقعی موتور و مدل شار تنظیم پذیر مقایسه می‌گردند و خطا به شبکه عصبی اعمال می‌گردد. خروجی این شبکه سرعت روتور می‌باشد و با تغییر وزنهای شبکه عصبی باعث می‌شود که سرعت تخمین زده شده بتواند سرعت واقعی موتور را تعقیب کند.

آموزش شبکه عصبی می‌تواند به دو روش آموزش همزمان^۱ و غیرهمزمان^۲ مورد بررسی قرار گیرد.

۵-۳-۵-۱ شبکه عصبی با آموزش همزمان

در بخش‌های قبل تخمینگرهای سرعت بر مبنای استفاده از MRAS مورد بررسی قرار گرفتند. در این نوع تخمینگرها می‌توان از یک سیستم غیر خطی هوشمند به عنوان مدل تطبیقی استفاده نمود. در اینصورت نیاز به استفاده از کنترل کننده PI نیز منتفی می‌گردد. زیرا که روشهای هوشمند دارای مکانیزم تطبیقی خوبی می‌باشند.

یک مدل غیر خطی هوشمند می‌تواند حالات مختلفی داشته باشد. به عنوان نمونه می‌توان یک شبکه عصبی مصنوعی (ANN) را به عنوان مدل هوشمند تطبیقی انتخاب کرد. در اینصورت استفاده از ANN به عنوان مدل تطبیقی، قانون پس انتشار خطا را نیز می‌توان به عنوان مکانیزم تطبیق بکار برد. در این روش از یک شبکه عصبی دو لایه برای تخمین سرعت روتور استفاده شده است و سرعت روتور به عنوان خروجی شبکه در نظر گرفته می‌شود. وزن نرونها در طول کار درایو مقادیر ثابتی ندارند و بصورت لحظه‌ای تغییر می‌کنند. به جای معادله ۵-۳۷ می‌توان شبکه عصبی با وزنهای قابل تنظیم قرار داد. هرگونه اختلاف میان سرعت تخمینی و سرعت واقعی روتور، باعث ایجاد خطا میان خروجی شارها می‌گردد. از این خطا برای تنظیم لحظه‌ای وزن نرونهای شبکه عصبی استفاده می‌شود. با حداقل نمودن

^۱ Online

^۲ Offline

خطای تعلیم، خروجی شبکه عصبی سرعت واقعی موتور را دنبال می‌نماید. معادله ۵-۳۷ را می‌توان بصورت زیر تخمین زد:

$$\hat{\lambda}_r(k) = w_1 x_1 + w_2 x_2 + w_3 x_3 \quad (5-38)$$

$$w_1 = 1 - \frac{T}{T_r}$$

$$w_2 = w_r(k-1)T \quad (5-39)$$

$$w_3 = \frac{L_m}{T_r} T$$

$$x_1 = I \lambda_r(k-1)$$

$$x_2 = J \hat{\lambda}_r(k-1) \quad (5-40)$$

$$x_3 = I i_s(k-1)$$

و T زمان نمونه برداری می‌باشد.

معادله ۵-۳۸ را می‌توان به عنوان یک مدل شبکه عصبی با دو لایه و وزنهای w_1 ، w_2 ، w_3 جایگزین نمود. خطای بین شار تخمینی و شار مدل مرجع بصورت زیر می‌باشد.

$$\varepsilon(k) = \lambda_r^*(k) - \hat{\lambda}_r(k) \quad (5-41)$$

مقدار وزنهای زمانی بدست می‌آید که تابع انرژی زیر مینیمم گردد.

$$E = \frac{1}{2} \varepsilon^2(k) \quad (5-42)$$

همانطور که ملاحظه می‌کنید فقط وزن w_2 منغیر می‌باشد و تغییرات آن از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$\Delta w_2(k) \propto - \frac{\partial E}{\partial w_2} = - \frac{\partial E}{\partial \hat{\lambda}_r(k)} \cdot \frac{\partial \hat{\lambda}_r(k)}{\partial w_2} = -\delta(k) x_2 \quad (5-43)$$

که در آن:

$$\delta(k) = \frac{\partial E}{\partial \hat{\lambda}_r(k)} = \left(\hat{\lambda}_r(k) - \lambda_r^*(k) \right)^T \quad (5-44)$$

$$\Delta w_2(k) = \left(\hat{\lambda}_r(k) - \lambda_r^*(k) \right)^T J \hat{\lambda}_r(k-1) \quad (5-45)$$

$$w_2(k) = w_2(k-1) + \eta \Delta w_2(k) \quad (46-5)$$

$$\hat{w}_2(k) = \hat{w}_r(k-1) + \eta \Delta w_2(k) \quad (47-5)$$

که در آن η مقدار ضریب آموزش^۱ می باشد. برای بهبود کیفیت سرعت تخمینی روتور و بدست آوردن نرخ یادگیری بهتر^۲ می توان بجای معادله فوق از رابطه زیر استفاده نمود.

$$\hat{w}_2(k) = \hat{w}_r(k-1) + \eta \Delta w_2(k) + \alpha \Delta w_2(k-1) \quad (48-5)$$

همگرایی دینامیکی شبکه عصبی وابسته به دو مقدار ضریب یادگیری^۳، η و α می باشد.

۵-۳-۲ شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان

برخلاف تخمینگرهای عصبی با آموزش همزمان، تخمینگر عصبی با آموزش غیر همزمان نیازمند به اطلاعات و آموزش اولیه می باشند. ساختار این نوع تخمینگر مفصل بوده و تعداد نرونهای آن چشمگیر است. شبکه ای عصبی مذکور عموماً از نوع تغذیه پیش خورد^۴ بوده و دارای لایه های مخفی می باشند. در این روش ابتدا شبکه عصبی براساس داده های نمونه برداری شده از سیستم تعلیم داده می شود و سرعت روتور به عنوان خروجی شبکه می باشد. شبکه با ورودی های آموزش شبکه باید به صورتی باشند که مهمترین حالات کارکرد موتور را تحت پوشش قرار دهند. معمولاً در حالت اول (شکل ۵-۷) جریان استاتور و شار روتور در همان لحظه و لحظه قبل به عنوان ورودی شبکه در نظر گرفته می شود و در حالت دوم (شکل ۵-۸) شار واقعی و تخمینی روتور و سرعت روتور در لحظه قبل به عنوان ورودی شبکه در نظر گرفته می شود.

^۱ Training coefficient

^۲ Learning rate

^۳ Learning coefficient

^۴ Feedforward

از مزایای این روش سرعت بالا و حذف ریبیل هارمونیکها و مشخصه تحمل خطا^۱ می باشد. تکنولوژی شبکه عصبی یک روش ایده آل برای تخمین سرعت موتور القایی می باشد.

۵-۳-۶ تخمین سرعت بر اساس هارمونیک های ناشی از شیار روتور Rotor Slot Ripple

شیارهای روتور و استاتور در موتور القایی سبب بوجود آمدن هارمونیکهایی در شار شکاف هوایی می شوند که آنها را اصطلاحاً هارمونیکهای شیار می نامند. این هارمونیکها به نوبه خود هنگام چرخش روتور، هارمونیکهای ولتاژی در سیم پیچی استاتور القا می کنند و در نتیجه هم در شکل موج ولتاژ استاتور و هم جریان استاتور ظاهر می گردد. فرکانس لغزش از هارمونیکهای دندانه ای ولتاژ استاتور تعیین می گردد. هارمونیکهای دندانه ای رتور در فاصله هوایی میدان، شار پیوندی استاتور را با فرکانسی متناسب سرعت روتور، مدوله می کنند. ساختار فاصله هوایی و توزیع شار موتور القایی در شکل ۵-۹ نشان داده شده است. سرعت روتور را می توان هم از اندازه گیری دامنه هارمونیک دندانه ای و هم اندازه گیری فرکانس این هارمونیکهای دندانه ای بدست آید. معمولاً فاز ولتاژ استاتور درصد کمی از هارمونیکهای دندانه ای را تحریک می کنند. لازم است که ترکیبات اصلی فاز ولتاژ حذف گردد. عیب بزرگ این روش آن است که دامنه و فرکانس هارمونیکهای شیار به پارامترهای خاصی از ماشین مانند تعداد شیارهای روتور نیز وابسته است و در نتیجه الگوریتم تخمین بسته به نوع ماشین تغییر می کند. علاوه بر این برخی پارامترهای ناشناخته نیز در هارمونیکها موثر هستند [۳، ۱۹، ۲۰].

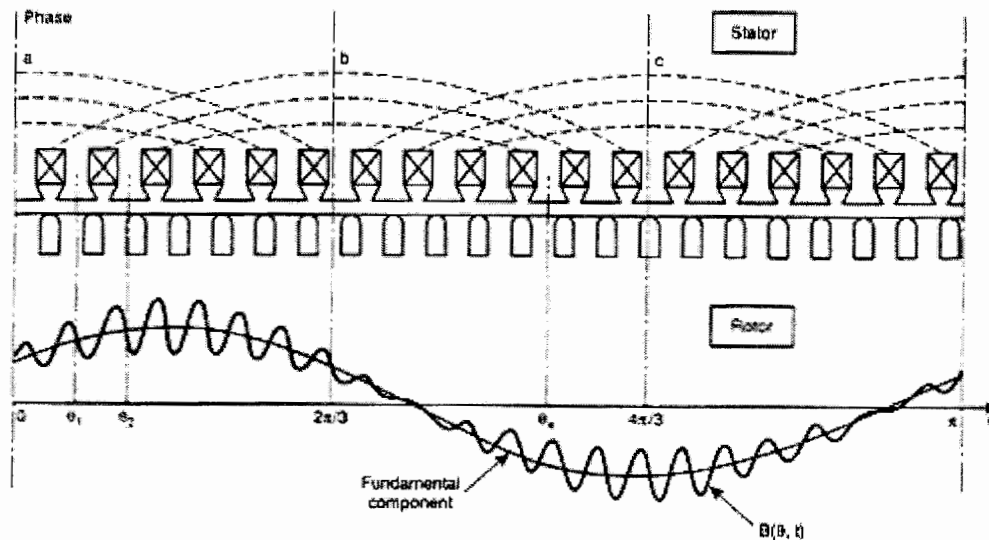
می توان ثابت کرد فرکانس هارمونیک موجود در مجموع ولتاژهای استاتور که ناشی از دندانه های روتور می باشد بصورت زیر خواهند بود.

$$f_{rs} = N_r f_r \pm f_s = 3N f_s - N_r f_{sl} \quad (۴۹-۵)$$

$$N_r = 3N \mp 1 \quad (۵۰-۵)$$

که f_r فرکانس روتور، f_s فرکانس استاتور و f_{sl} فرکانس لغزش روتور می باشد.

^۱ Fault-tolerant-characteristic



شکل ۵-۹- شکل فاصله هوایی و توزیع شار موتور القایی

$$f_r = f_s - f_{sl} = (1-s)f_s \quad (5-51)$$

تعداد شیارها در هر جفت قطب از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$N_r = \frac{Z_r}{P_p} \quad (5-52)$$

که Z_z تعداد شیارهای روتور و P_p تعداد جفت قطبها می‌باشد.

$$f_{sr} = \left[\frac{Z_r(1-s)}{P_p} \pm 1 \right] f_s \quad (5-53)$$

با اندازه گیری دقیق f_{sr} می‌توان لغزش موتور القایی و سرعت روتور را محاسبه نمود.

سرعت با تجزیه سیگنال جریان استاتور به ترکیبات آن برای تعیین سرعت وابسته به فرکانس

هارمونیک دندانه ای f_{sh} و فرکانس موج اصلی موتور f_o تخمین زده می‌شود.

سرعت روتور برحسب rpm از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$n = \frac{60}{Z} (f_{sh} - f_o) \quad (5-54)$$

که Z تعداد شکافهای روتور است. دامنه و فرکانس موج دندانه‌ای به تعداد شکافهای روتور وابسته است. اشباع دندانه‌های رتور و استاتور باعث تولید ترکیبات هارمونیک سوم ولتاژ استاتور می‌گردد.

۴-۵ ارزیابی و مقایسه روشهای مختلف کنترل برداری بدون حسگر

در این بخش ضمن معرفی یکسری معیارهای ارزشیابی مقایسه کیفی را بین روشهای مختلف انجام می‌دهیم. این مقایسه با فرض این است که هریک از این معیارهای از ارزش یکسانی برخوردار باشند. در کاربرد خاص ممکن است این معیارها دارای ارزشهای مختلفی باشند و لذا در تابع ارزشیابی کل مجموع امتیازات با یکسری ضرایب وزنی خاص ظاهر می‌گردند. [۲۱]

۴-۵-۱ عملکرد حالت گذرا (عملکرد دینامیکی)

در اغلب روشهای شرح داده شده ضرایب کنترلر PI نقش مهمی در عملکرد حالت گذرای پاسخ خروجی بازی می‌کنند. مساله مهم این است که ضرایب وابسته به مقدار سرعت هستند و اغلب نمی‌توان پاسخ گذرای خوبی را در محدوده وسیعی از تغییرات سرعت، با ضرایب ثابت داشت. روش تقریب سرعت بر اساس هارمونیک‌های ناشی از شیار روتور تنها روشی است که می‌تواند با ضرایب PI ثابت پاسخ قابل قبولی را در محدوده وسیعی از سرعت داشته باشد.

۴-۵-۲ عملکرد حالت دائم (میزان خطا در حالت دائم)

چون در حلقه کنترل سرعت از کنترلر PI استفاده می‌شود، لذا خطای حالت دائم بین مقدار مرجع سرعت و سرعت واقعی صفر است و لذا میزان خطا در تفاوت بین سرعت تخمین شده و سرعت واقعی است. این خطا عموماً در سرعت‌های پایین و یا با اعمال گشتاور بار به موتور وضعیت بدتری را پیدا

می‌کند. روشهای معادلات حالت و مدل تطبیقی مرجع (MRAS) در وضعیت بی باری خطای حالت دائم ندارند ولی تحت بار خطای حالت دائم پیدا می‌کنند. فیلتر کالمن تعمیم یافته حتی در شرایط بدون بار نیز خطای حالت دائم دارد که تقریباً مستقل از سرعت است در نتیجه در سرعتهای بالا مقدار آن ناچیز ولی در سرعتهای کم مقدار آن قابل توجه می‌شود. روش استفاده از هارمونیکهای ناشی از شیار رتور خطای حالت دائم دارد که مستقل از مقدار سرعت و شرایط بار است.

۵-۴-۳ حساسیت به تغییر پارامترها

حساسیت نسبت به تغییر پارامترها از مهمترین عوامل در تخمین اندازه و زاویه شار می‌باشد. در حقیقت تفاوت مقدار تخمین زده شده از مقدار واقعی در اثر تغییر پارامترها می‌تواند وضعیت ایده آل مستقل (دکوپله) بودن مولفه‌ها را برهم بزند.

۵-۴-۴ حساسیت نسبت به نویز

در این مورد از بین روشهای مطرح شده، روش فیلتر کالمن بدلیل اینکه روش ایتیمم جداسازی سیگنالهای مخلوط شده با نویز است، مسلماً وضعیت بهتری را دارد. هرچند که این امر مستلزم آن است که ماتریس کوواریانس فیلتر بدرستی انتخاب شده باشد.

۵-۴-۵ جنبه اقتصادی طرح

در این مسئله خاص روشی اقتصادی تر است که اولاً نیاز به تعداد حسگرهایی الکتریکی کمتری داشته باشد و ثانياً مدارهای جانبی شامل فیلترها، انتگرالگیرها و مشتقگیرهای آنالوگ و... پیچیدگی مدار و نیازمندیهای لازم جهت پیاده سازی آنها (نیازمندیهای سخت افزاری و نرم افزاری) کمتر باشند. در

کلیه روشهای مشروحه در بخشهای قبل باستثناء روش استفاده از هارمونیکهای ناشی از شیار رتور، اندازه‌گیری ولتاژها و جریانهای استاتور الزامی است. بنابراین به ۴ سنسور الکتریکی احتیاج است. در روش استفاده از هارمونیکهای ناشی از شیار رتور از ولتاژ و یا جریان استاتور استفاده می‌گردد. بنابراین احتیاج به ۲ سنسور الکتریکی دارد ولی در عوض احتیاج به فیلتر مخصوص و یا حلقه PLL جهت جداسازی هارمونیک مورد نظر دارد.

۵-۴-۶ پیچیدگی طراحی

نکته بسیار مهم دیگر در نحوه طراحی یک تخمین زننده سرعت برای یک موتور خاص با استفاده از هر کدام از روشهای ذکر شده می‌باشد. در روش فیلتر کالمن تعمیم یافته انتخاب ماتریس کواریانس نویز و مقادیر اولیه برای الگوریتم عمل بسیار مشکلی است. از طرف دیگر انتخاب نامناسب مقادیر می‌تواند سبب ناپایداری سیستم گردد. در روش استفاده از مدل تطبیقی مرجع مسئله مهم انتخاب مکانیزم تطبیقی است. در روش استفاده از هارمونیکهای ناشی از شیار رتور طراحی مدار الکترونیکی که هارمونیکها را آشکار کند بر پیچیدگی طرح افزوده است.

۵-۴-۷ جدول مقایسه

براساس مطالب مطرح شده می‌توان جدول مقایسه‌ای ۵-۱ را تشکیل داد. در این جدول نمره ارزشیابی هر روش یکی از چهار سطح بد (ب)، متوسط (م)، خوب (خ) و عالی (ع) انتخاب شده است.

روشهای طراحی	عملکرد دینامیکی	عملکرد دائم	حساسیت به پارامترها	حساسیت به نویز	جنبه اقتصادی	پیچیدگی طراحی
محاسبه فرکانس لغزش	ب	م	م	ب	خ	ع
استفاده از هارمونیک شیار	م	خ	خ	م	ب	م
مدل تطبیقی مرجع	م	خ	ب	م	خ	م
فیلتر کالمن	خ	خ	خ	ع	ب	ب
رویتگر حالت	خ	م	ع	ب	خ	م
شبکه های عصبی	خ	خ	خ	خ	م	م

جدول ۵-۱- مقایسه بعضی از روشهای کنترل بدون حسگر سرعت [۲۱]

از جدول فوق مشخص می‌گردد که دو روش رویتگر حالت و شبکه های عصبی، بهترین عملکرد را نسبت به سایر روشها دارند.

۵-۶ خلاصه:

در این فصل روشهای تخمین سرعت موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت مورد بررسی قرار گرفته و سپس هریک از این روشها بطور کامل ارائه شدند. سپس در انتهای این فصل ضمن معرفی یکسری معیارهای ارزشیابی، مقایسه کیفی را بین روشهای مختلف صورت پذیرفت.

فصل ششم:

شبیه سازی

۶-۱ مقدمه

امروزه با پیشرفت کامپیوترها و نرم افزارهای شبیه ساز، شبیه سازی مدارات الکترونیک و کنترل به سادگی امکان پذیر گشته است. مزیت اینگونه شبیه سازی در این است که می توان به سرعت و سادگی پارامترهای مختلف مدار را تغییر داده، و اثرات آنرا بر خروجیهای سیستم مشاهده کرد. زیرا در عمل تغییر برخی پارامترها یا کلاً غیر ممکن بوده و یا دشوار و وقت گیر است، در ضمن با تغییر پارامترهای مدار خارج از محدوده مجاز امکان بروز اشکال و آسیب دیدن مدار نیز وجود دارد. با توجه به استفاده از کنترل کننده های دیجیتال در عمل، در شبیه سازی نیز روش کنترل دیجیتال مورد استفاده قرار گرفته است. موتور القایی سه فاز و روش کنترل برداری غیر مستقیم استفاده شده در این پروژه توسط نرم افزار ۶،۵ MATLAB SIMULINK شبیه سازی شده و رفتار موتور تحت شرایط مختلف بررسی شده است.

۶-۲ شبیه سازی موتور القایی با کنترل برداری غیر مستقیم

در این قسمت یک موتور القایی سه فاز با کنترل برداری غیر مستقیم مورد شبیه سازی قرار گرفته است. در قسمتهای آینده به شرح کامل این مدار می پردازیم.

۶-۲-۱ مشخصات موتور

موتور بکار رفته در این شبیه سازی، یک موتور ۲ اسب بخار می باشد. سایر مشخصات این موتور در جدول ۶-۱ نشان داده شده است. به علت اینکه در ادامه کار قصد پیاده سازی واقعی سیستم را داشتیم، از پارامترهای یک موتور واقعی برای شبیه سازی استفاده گردد.

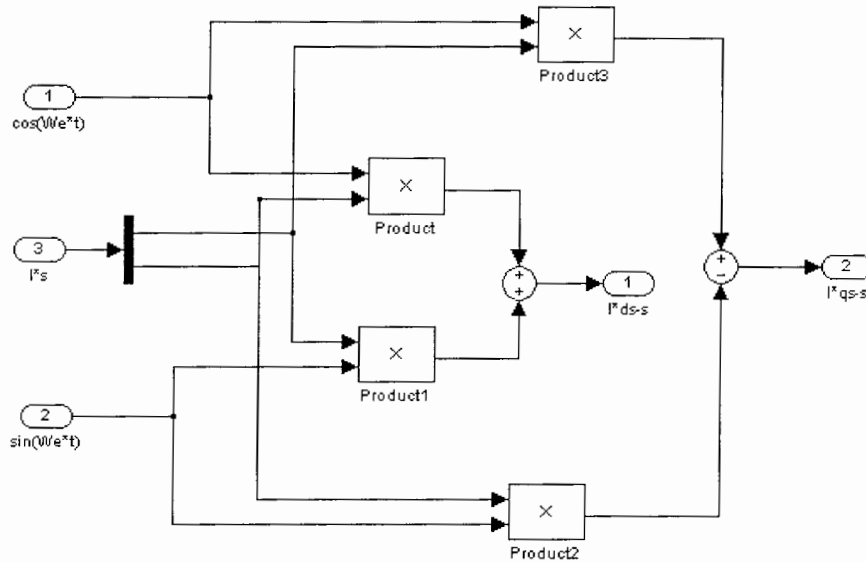
$r_s = 3/8$	Ω	Power = 1/5	(kw)
$r'_r = 6/93$	Ω	$f = 50$	(Hz)
$l'_r = l_s = 0.0635$		Vline = 380	(v)
$p = 2$		$w_{r-nominal} = 2800$	(rpm)
		$J = 0.005$	

جدول ۶-۱- مشخصات موتور

۶-۲-۲ بلوک دیاگرام کلی موتور و کنترل برداری غیر مستقیم

بلوک دیاگرام کلی موتور و کنترل برداری غیر مستقیم استفاده شده در شبیه سازی در شکل ۶-۱ نشان داده شده است. با استفاده از فیدبکهای گرفته شده از سرعت و جریان و بکار بردن تبدیل پارک، جریانهای استاتور و شار در دستگاه مرجع دوار تولید می شوند. مقدار سرعت با سرعت مرجع مقایسه شده و خطای حاصل پس از اعمال به کنترل کننده های تناسبی - انتگرالگیر جریانهای استاتور مرجع در دستگاه مختصات دوار را تولید می کنند. این جریانهها نیز با جریانهای استاتور بدست آمده با استفاده از فیدبکهای سرعت و جریان مقایسه شده و خطای حاصل پس از اعمال به کنترل کننده های تناسبی - انتگرالگیر ولتاژهای استاتور در دستگاه مرجع دوار را تولید می کنند. این ولتاژها پس از تبدیل به دستگاه مرجع ثابت بر روی استاتور، به بلوک اینورتر و سپس به موتور اعمال می گردند. مقادیر ممان اینرسی و گشتاور بار در بلوک موتور قابل تنظیم می باشند.

سپس جریانهای دو فاز با استفاده از تبدیل پارک و مطابق شکل ۳-۶ از دستگاه مرجع ثابت بر روی استاتور به دستگاه مرجع دوار انتقال می یابند.

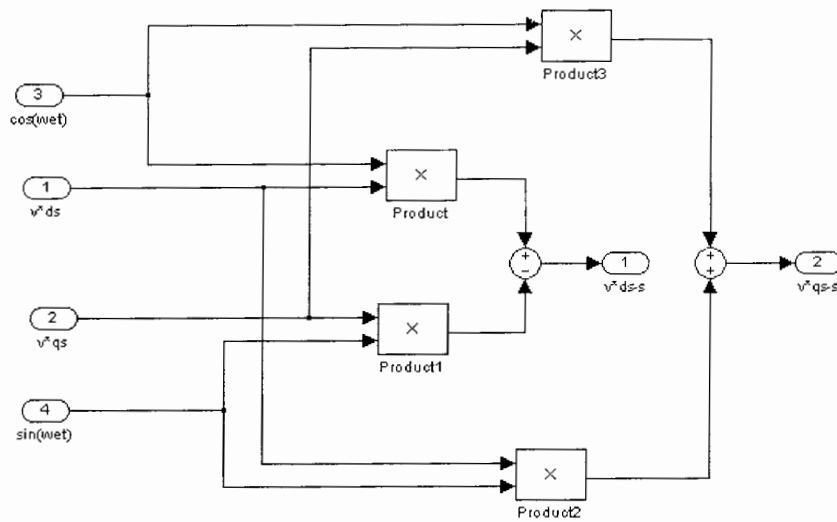


شکل ۳-۶- تبدیل جریانها از دستگاه مرجع ثابت بر روی استاتور به دستگاه مرجع دوار

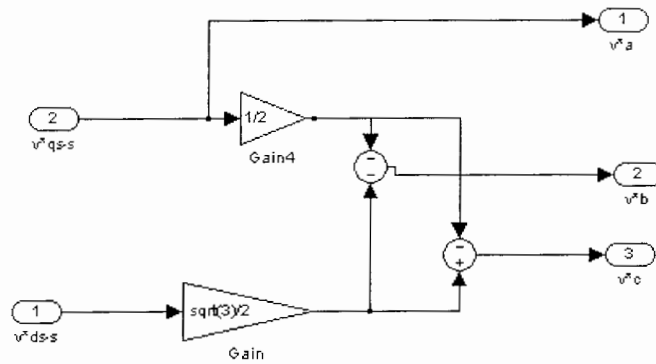
۴-۲-۶ بلوکهای تبدیل مختصات از مرجع دوار به ثابت

شکل ۴-۶ تبدیل ولتاژهای دو فاز با استفاده از تبدیل پارک از دستگاه مرجع دوار بر روی استاتور به دستگاه مرجع ثابت را نشان می دهد.

سپس بلوک شکل ۵-۶ تبدیل ولتاژهای استاتور از مرجع دو فاز به سه فاز را نشان می دهد.



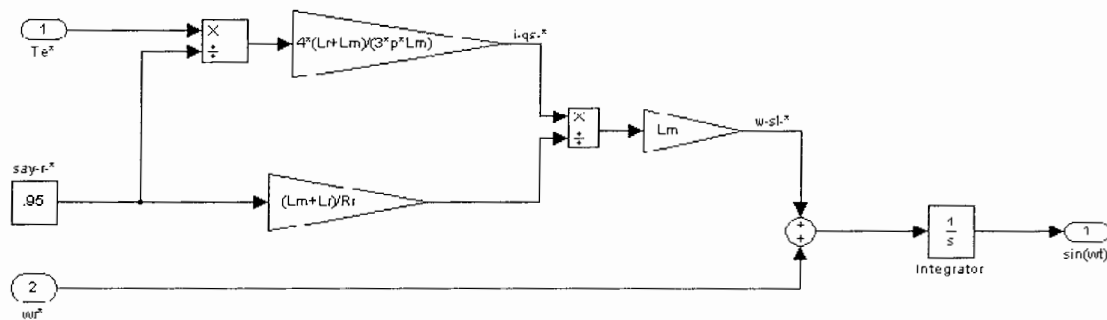
شکل ۶-۴- تبدیل ولتاژها از دستگاه مرجع دوار بر روی استاتور به دستگاه مرجع ثابت



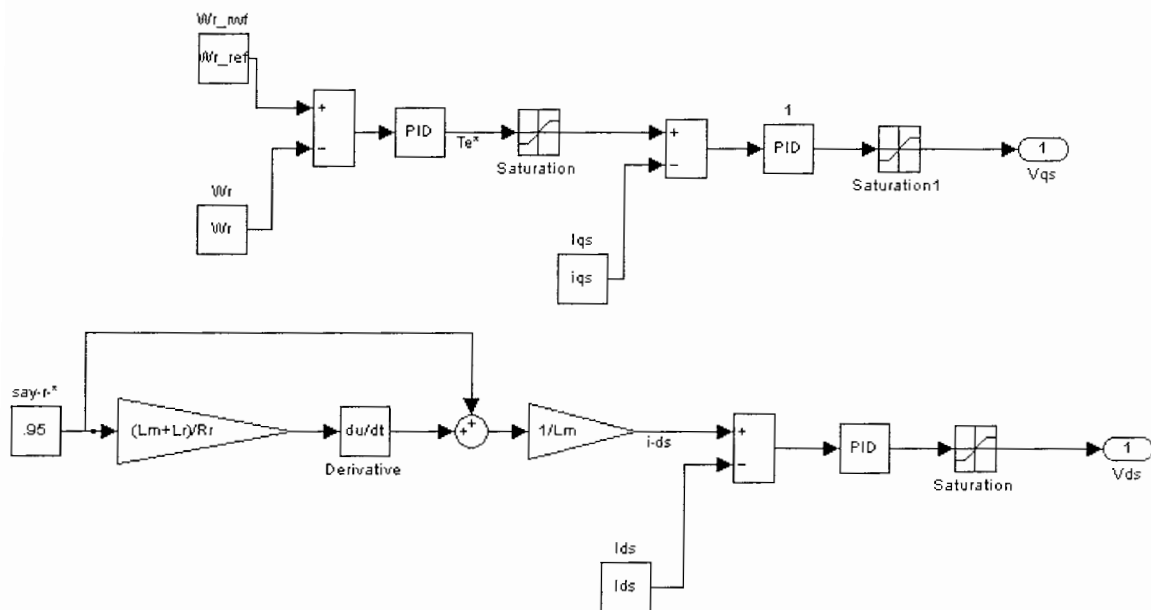
شکل ۶-۵- تبدیل مختصات از دو فاز به سه فاز

۶-۲-۵ بلوکهای تولیدکننده فرکانس لغزش و شار رتور

همانطور که از شکل ۶-۶ دیده می‌شود با استفاده از گشتاور و شار رتور، جریان محور q استاتور در دستگاه مرجع دوار بدست می‌آید. سپس با استفاده از شار رتور و جریان محور q استاتور در دستگاه مرجع دوار، فرکانس لغزش رتور بدست می‌آید.



شکل ۶-۶- بلوکهای تولیدکننده فرکانس لغزش و شار رتور



شکل ۶-۷- بلوکهای کنترل سرعت ، شار و جریانهای استاتور

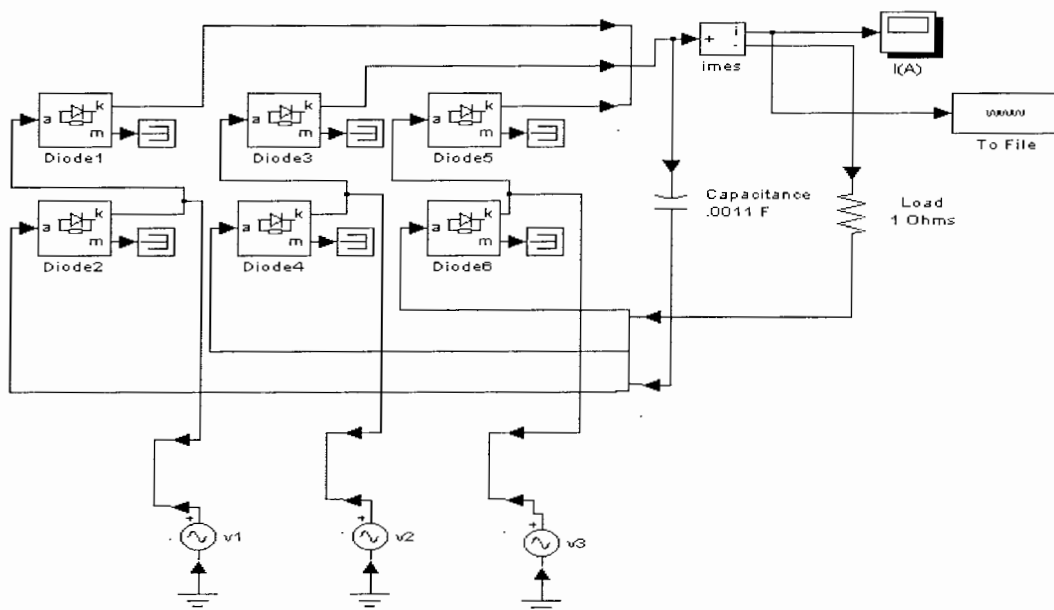
۶-۲-۶ بلوکهای کنترل سرعت و جریانهای استاتور

شمای کلی این بلوک در شکل ۶-۷ نشان داده شده است. در این بلوک سرعت موتور با سرعت مرجع مقایسه شده و خطای حاصل از طریق یک کنترل کننده سرعت PI جریان استاتور در محور q و در مرجع دوار را تولید می کند. همچنین از روی معادلات شار، جریان استاتور در محور d و در مرجع دوار را

تولید می‌کند. سپس جریانهای مرجع بدست آمده با جریانهای استاتور موتور در مرجع دوار مقایسه شده و با استفاده از کنترل کننده های PI ولتاژهای استاتور در مرجع دوار (u_1 و u_2) تولید می‌شوند.

۶-۲-۷ بلوک یکسوساز قدرت

برای تولید ولتاژ DC برای اینورتر از یکسو کننده تمام موج استفاده شده است. بلوک مدار یکسو ساز قدرت در شکل ۶-۸ نشان داده شده است.

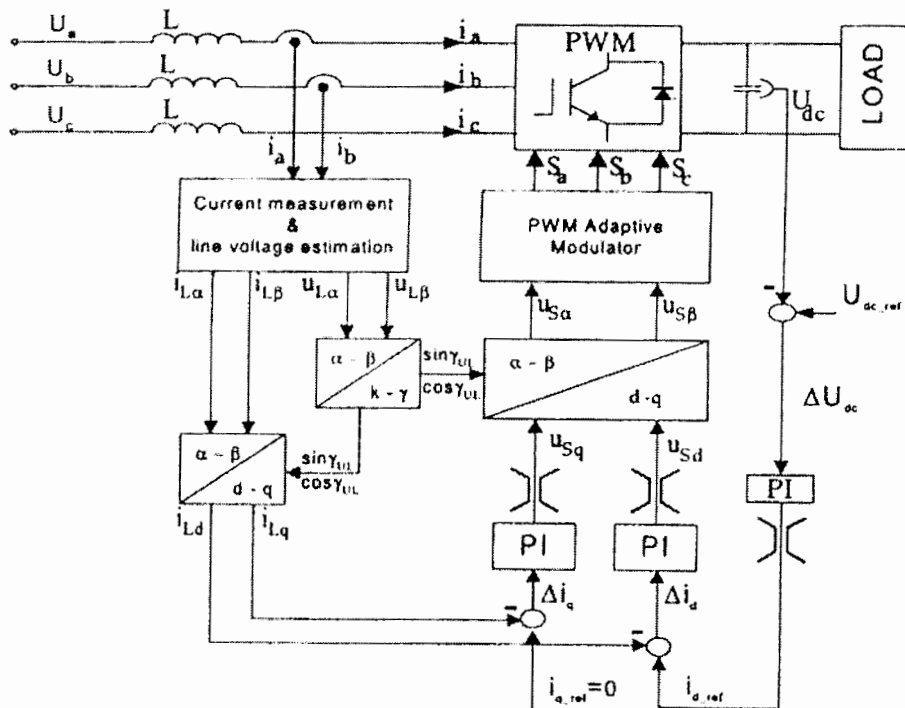


شکل ۶-۸- مدار یکسو ساز قدرت

خازن خروجی این بلوک به عنوان فیلتر عمل می‌کند و باعث کاهش نوسانات ولتاژ DC می‌گردد. دامنه ولتاژ ورودی یکسوساز و ریپل آن قابل تنظیم می‌باشند. [۲۳، ۲۴]

شکل بلوک کنترلی این یکسو کننده به صورت شکل ۶-۹ می‌باشد [۱۲]. این بلوک با توجه به فیدبکی که از مقدار ولتاژ باس dc می‌گیرد، در هر لحظه موجب به حداقل رسیدن این خطا می‌گردد. در مواردی

مانند نقاط تغییر علاومت سرعت و افزایش ناگهانی آن باعث کاهش باس dc می‌گردد که این مدار کنترلی این تغییرات را کنترل کرده و مقدار باس dc را روی مقدار مرجع آن ثابت می‌کند.



شکل ۶-۹- بلوک مدار کنترلی باس dc

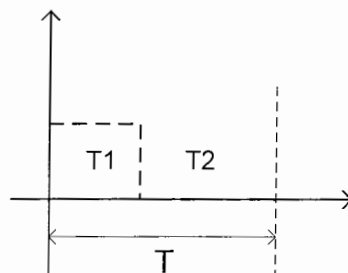
۶-۲-۸ بلوک اینورتر

برای اعمال ولتاژهای سه فاز به موتور از بلوک اینورتر که کنترل آن به روش PWM می‌باشد استفاده شده است. برای تولید سیگنالهای PWM برای اعمال به گیت‌های IGBT ها، مطابق شکل ۶-۱۰ پس از محاسبه ولتاژهای $(v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^*)$ و با استفاده از روابط ۶-۱ و ۶-۲، ثابت زمانی T_1 تعیین شده و به بلوک تایمر اعمال و سه سیگنال PWM تولید می‌شوند. در هر لحظه مقدار باس DC اینورتر توسط بلوک یکسو کننده تعیین می‌گردد و به آن اعمال می‌شود.

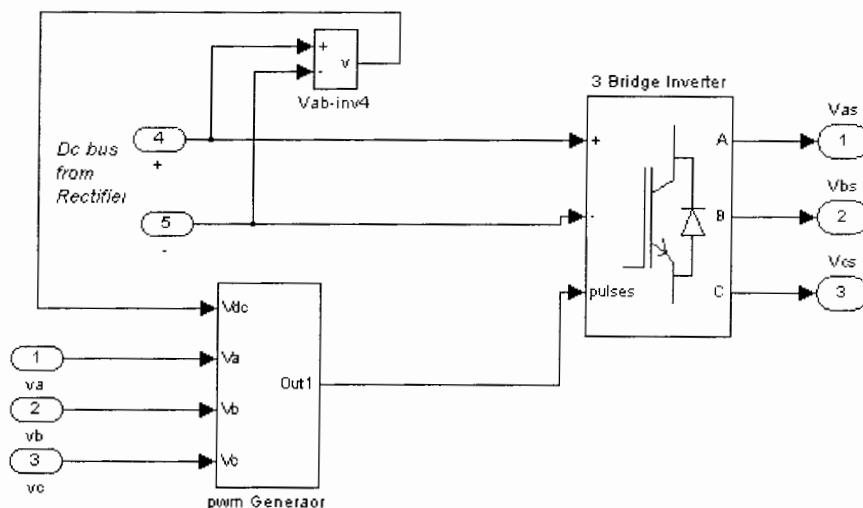
تایمرها سه سیگنال PWM لازم را شکل ۶-۱۱ تولید می کنند. که در این شکل T فرکانس کلیدزنی IGBT ها و m ضریبی ثابت می باشد. سپس این سه سیگنال را به بلوک تولید زمان سکون اعمال کرده و شش سیگنال برای گیت های IGBT ها تولید می شوند. و با اعمال این سیگنالها به بلوک اینورتر ولتاژهای فازهای استاتور v_{as} , v_{bs} , v_{cs} تولید می شوند.

$$m = \frac{V_{as}^*}{.61 V_{dc - bus}} \quad (۶-۱)$$

$$T_1 = \frac{T}{2}(1+m), \quad T_2 = \frac{T}{2}(1-m) \quad (۶-۲)$$



شکل ۶-۱۰- ثابت زمانیهای PWM



شکل ۶-۱۱- بلوک اینورتر همراه با PWM

۶-۲-۹ تعیین ضرایب کنترل کننده ها

جهت تعیین ضرایب کنترل کننده های سرعت و جریانهای استاتور از روش سعی و خطا استفاده شده است. با توجه به وجود سه کنترل کننده و وابستگی آنها به یکدیگر و همچنین وجود بلوک اینورتر در سیستم که باعث بروز نوسانات شدید فرکانس بالا می گردد، ترتیب و روش این تنظیم ها بسیار مهم می باشد.

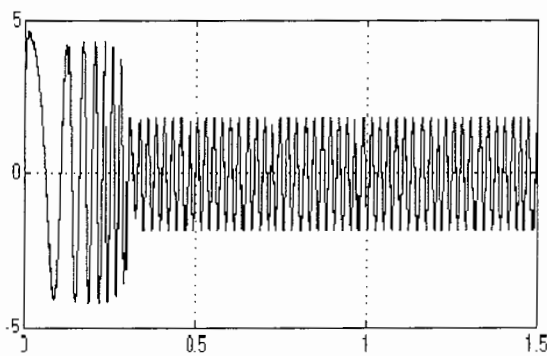
ابتدا ضرایب کنترل کننده سرعت را با توجه به مقادیر سرعت مرجع و سرعت موتور، به گونه ای انتخاب می کنیم تا سیگنال مرجع جریان محور q استاتور دارای زمان خیز مناسب حدود میلی ثانیه و نوسانات کم گردد. سپس ضرایب کنترل کننده جریان محور q استاتور را به گونه ای انتخاب می کنیم تا خروجی آن دارای زمان خیز حداکثر حدود چند میلی ثانیه و نوسانات کمتر از ۳۰٪ درصد باشد. سپس این تنظیم ها را چندین بار تکرار می نماییم تا زمان خیز کنترل کننده های سرعت و جریان محور q استاتور به کمتر از یک میلی ثانیه و نوسانات آنها کمتر از ۵٪ گردد. طبق روش فوق ضرایب تناسبی و انتگرالگیر کنترل کننده سرعت به ترتیب برابر ۰/۴۱ و ۰/۱۰ ضرایب تناسبی و ضرایب تناسبی و انتگرالگیر کنترل کننده جریان محور d و q استاتور به ترتیب برابر ۴۰ و ۶۳۷۳ می باشد.

۶-۲-۱۰ نتایج حاصل از شبیه سازی

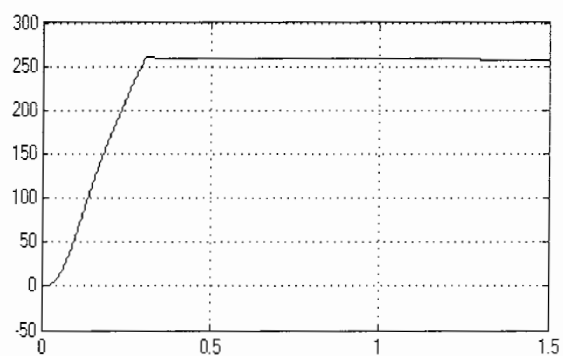
شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی سه فاز، با استفاده از معادلات دینامیکی غیر خطی موتور که در فصل دوم و سوم ارائه شد صورت گرفته است. چندین آزمایش برای صحت اجرای کنترل برداری غیر مستقیم اجرا شده است، که چند نمونه از این آزمایشات آن تحت شرایط مختلف در این بخش ارائه شده اند.

۶-۲-۱۰ پاسخ موتور در سرعت نامی

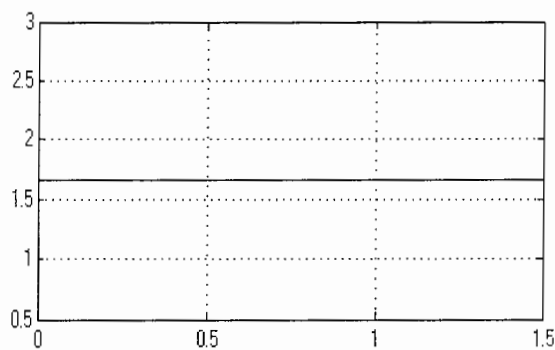
در این آزمایش بدون اینکه هیچگونه باری بر روی موتور قرار داشته باشد، سرعت مرجع را برابر سرعت نامی 260 rad/s قرار داده و شبیه سازی را انجام می‌دهیم. نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل‌های ۶-۱۲ الی ۶-۲۱ نشان داده شده است.



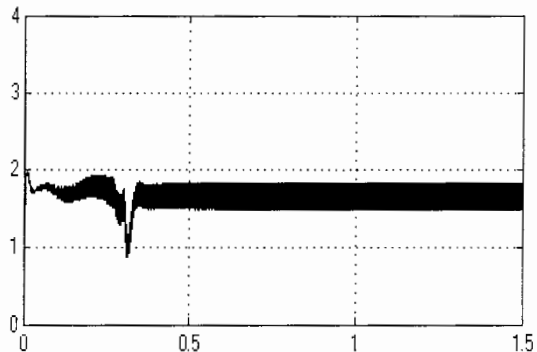
شکل ۶-۱۳- جریان یک فاز موتور



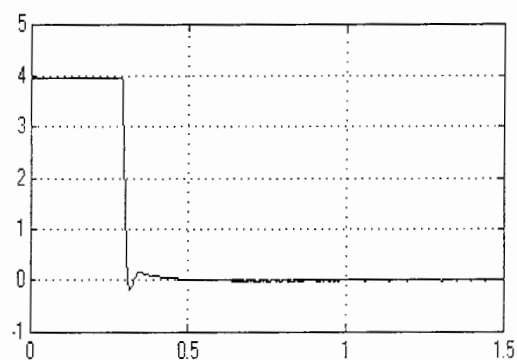
شکل ۶-۱۲- سرعت موتور



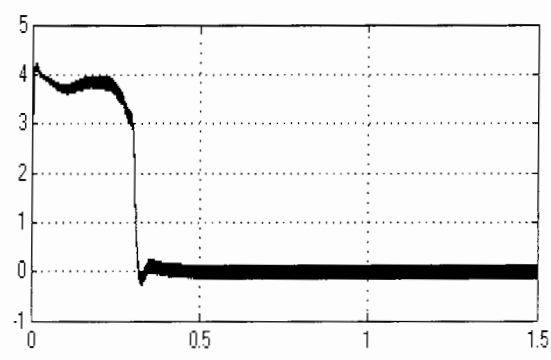
شکل ۶-۱۵- جریان مرجع محور d استاتور



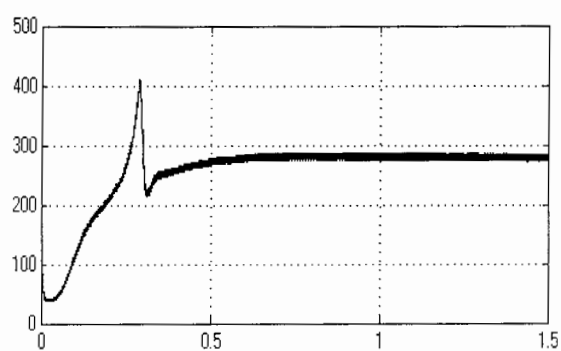
شکل ۶-۱۴- جریان محور d استاتور



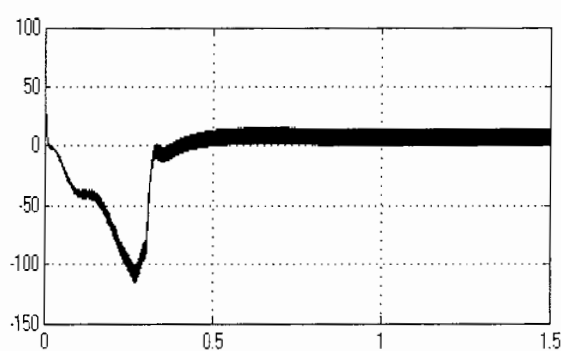
شکل ۶-۱۷- جریان مرجع محور q استاتور



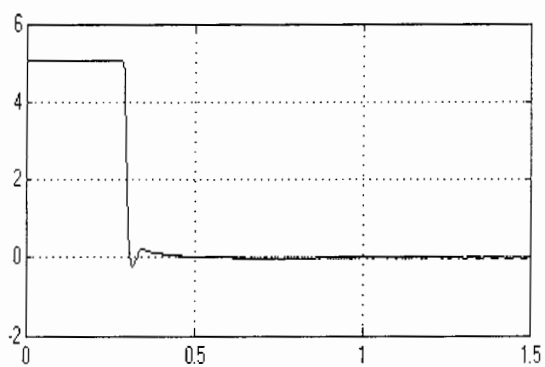
شکل ۶-۱۶- جریان محور q استاتور



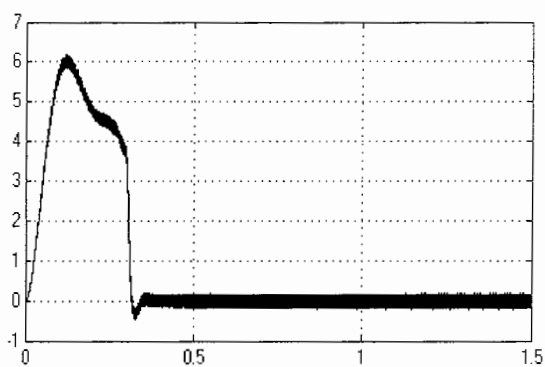
شکل ۶-۱۹- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۱۸- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۲۱- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

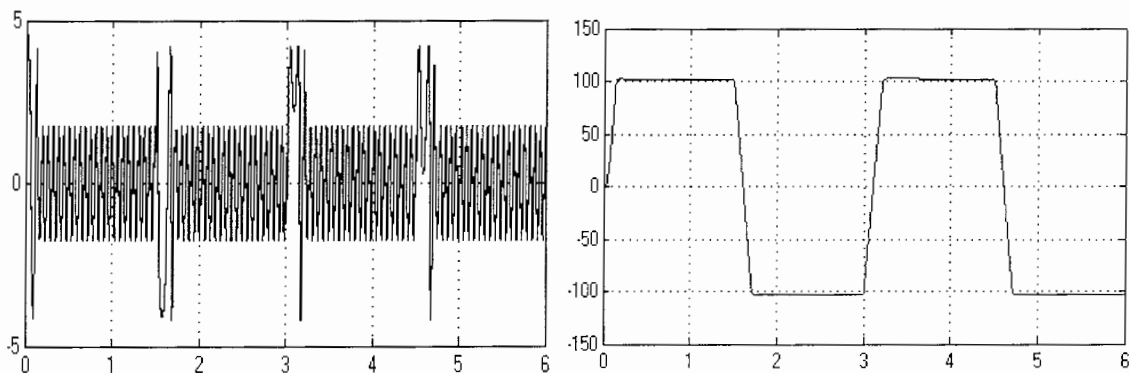


شکل ۶-۲۰- گشتاور الکترومغناطیسی

از شکل‌های بالا به خوبی دیده می‌شود که روش کنترل برداری غیر مستقیم به درستی اجرا شده است زیرا در شکل ۶-۱۲ سرعت به خوبی سرعت مرجع را دنبال کرده و در حالت ماندگار خطای سرعت قابل صرف نظر کردن می‌باشد. در شکل‌های ۶-۱۴ و ۶-۱۶ جریان محور d استاتور و جریان محور q استاتور مقادیر مرجع را به خوبی دنبال می‌کنند و همانطور که از شکل‌های ۶-۲۰ و ۶-۱۶ دیده می‌شود گشتاور الکتریکی بطور خطی با جریان محور q استاتور متناسب است.

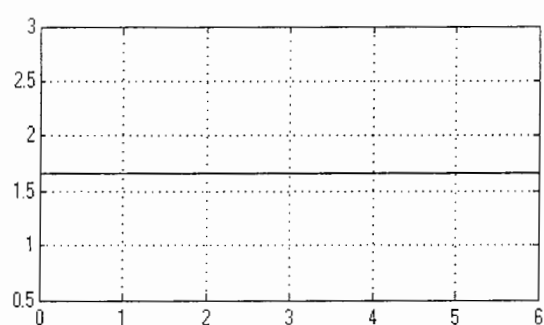
۶-۱۰-۲ پاسخ موتور به تغییر پله ای در سرعت مرجع

در شکل‌های ۶-۲۲ الی ۶-۳۱ پاسخ موتور به تغییر در سرعت مرجع از صفر تا 100 rad/s و 100 rad/s به 100 rad/s - نشان داده شده است.

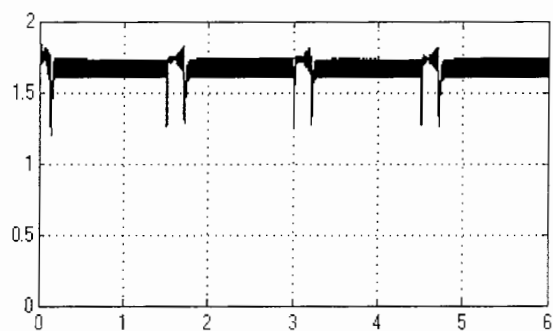


شکل ۶-۲۳- جریان یک فاز موتور

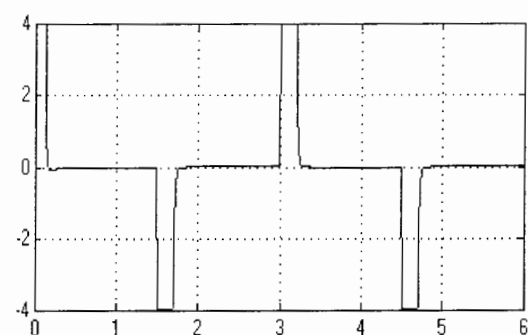
شکل ۶-۲۲- سرعت موتور



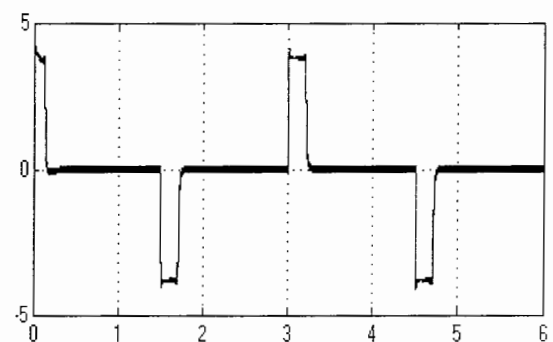
شکل ۶-۲۵- جریان مرجع محور d استاتور



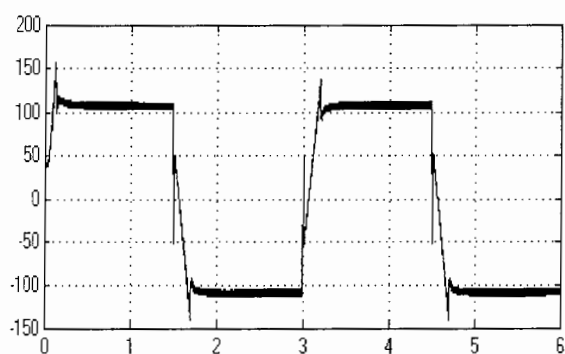
شکل ۶-۲۴- جریان محور d استاتور



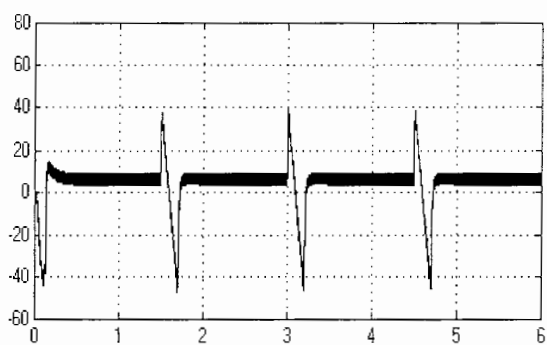
شکل ۶-۲۷- جریان مرجع محور q استاتور



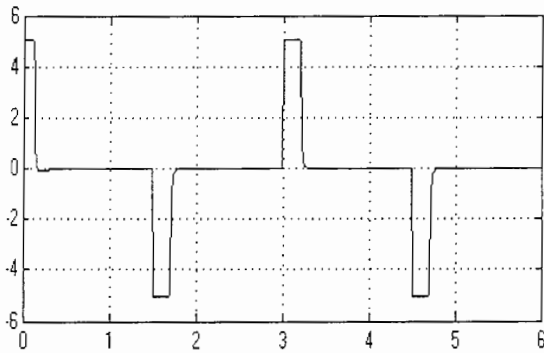
شکل ۶-۲۶- جریان محور q استاتور



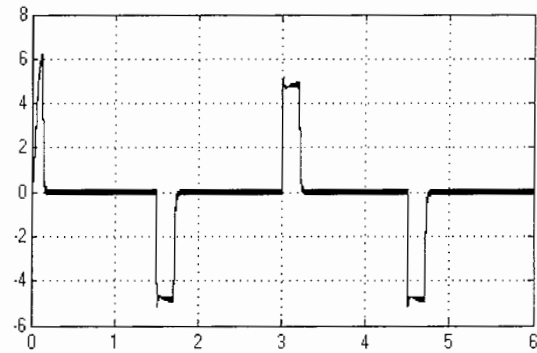
شکل ۶-۲۹- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۲۸- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۳۱-۶- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

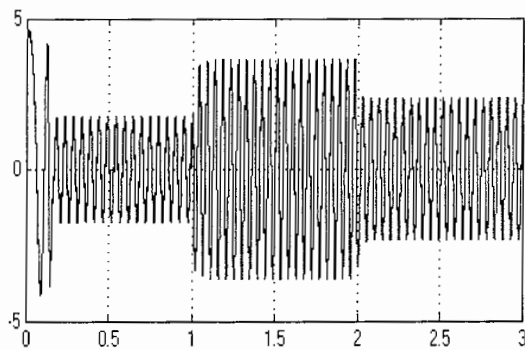


شکل ۳۰-۶- گشتاور الکترومغناطیسی

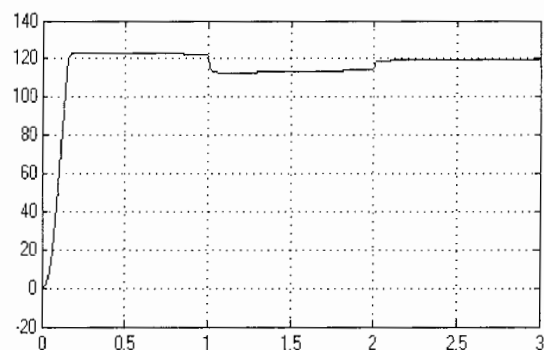
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که روش کنترل برداری نسبت به تغییرات سرعت، عملکرد خوبی دارد.

۳-۱۰-۲-۶ پاسخ موتور به تغییر پله ای در بار

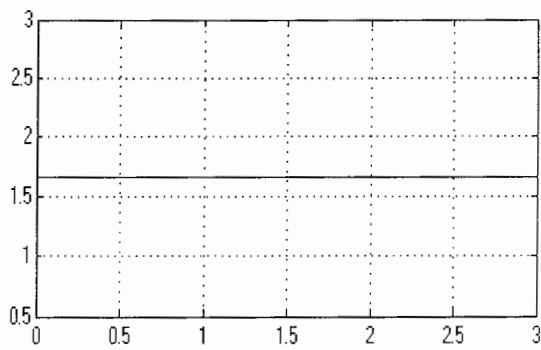
در این حالت موتور در حالت بی باری با سرعت 120 rad/s مشغول به کار می باشد. در لحظه $t=1 \text{ s}$ گشتاور بار 4 نیوتن متر به موتور اعمال می گردد سپس در لحظه $t=2 \text{ s}$ این گشتاور به 2 نیوتن متر کاهش می یابد. در شکل‌های ۳۲-۶ الی ۴۱-۶ پاسخ موتور به این تغییرات بار نشان داده شده است.



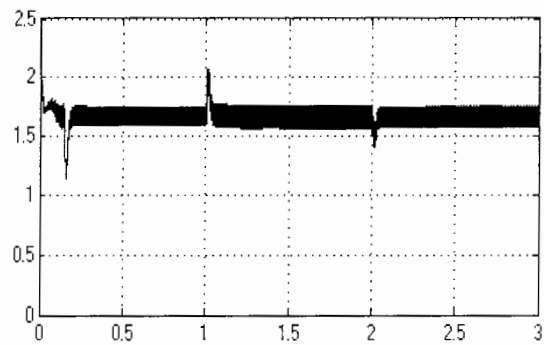
شکل ۳۳-۶- جریان یک فاز موتور



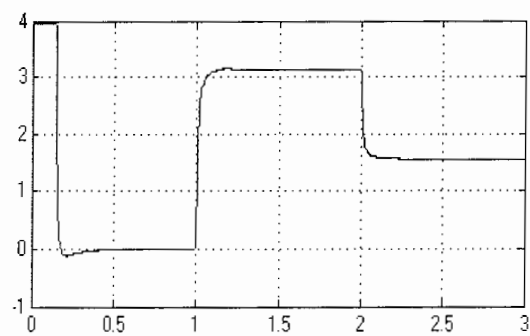
شکل ۳۲-۶- سرعت موتور



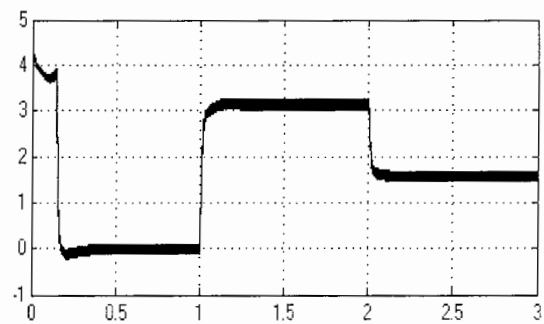
شکل ۳۵-۶- جریان مرجع محور d استاتور



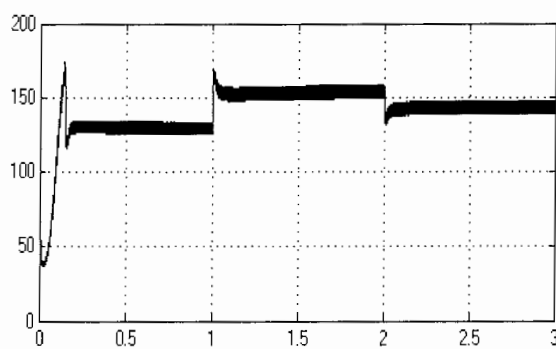
شکل ۳۴-۶- جریان محور d استاتور



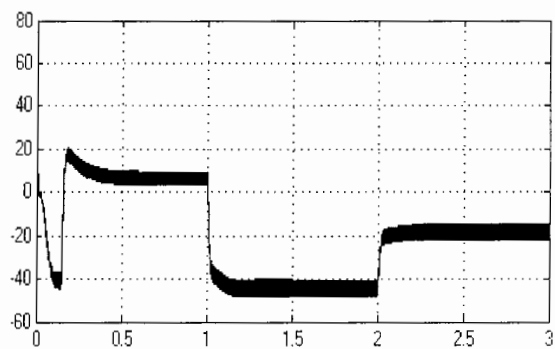
شکل ۳۷-۶- جریان مرجع محور q استاتور



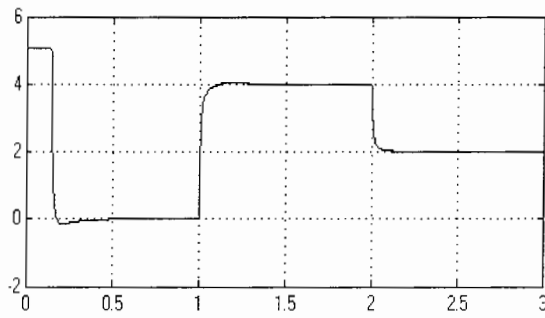
شکل ۳۶-۶- جریان محور q استاتور



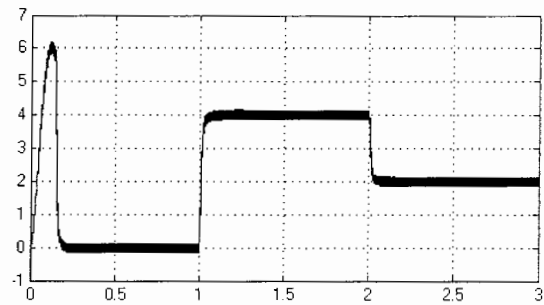
شکل ۳۹-۶- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۳۸-۶- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۴۱-۶- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

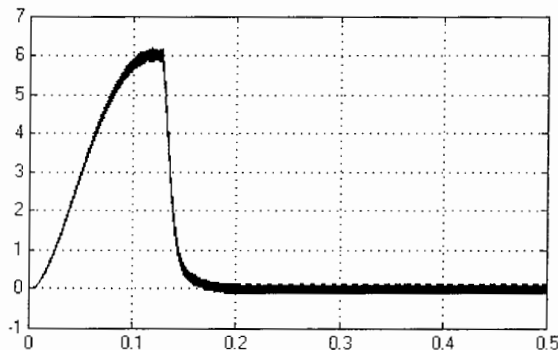
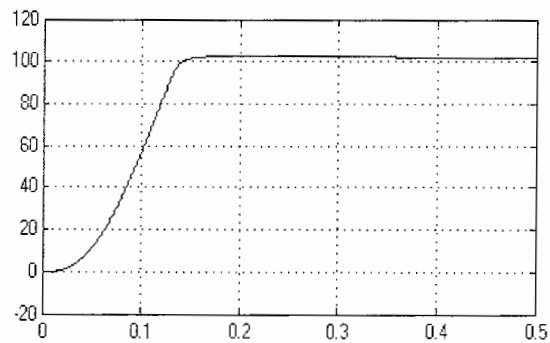


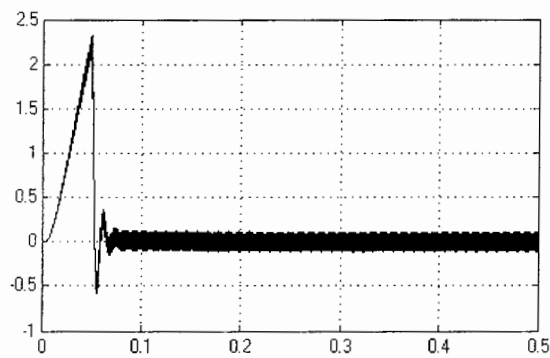
شکل ۴۰-۶- گشتاور الکترومغناطیسی

از شکل‌های بالا به خوبی دیده می‌شود که روش کنترل برداری غیر مستقیم به درستی اجرا شده است. در شکل ۳۲-۶ سرعت به خوبی سرعت مرجع را دنبال کرده و در حالت ماندگار خطای سرعت قابل صرف نظر کردن می‌باشد. در شکل‌های ۳۴-۶ و ۳۶-۶ جریان محور d استاتور و جریان محور q استاتور مقادیر مرجع را به خوبی دنبال می‌کنند و همانطور که از شکل‌های ۴۰-۶ و ۳۶-۶ دیده می‌شود گشتاور الکتریکی بطور خطی با جریان محور q استاتور متناسب است.

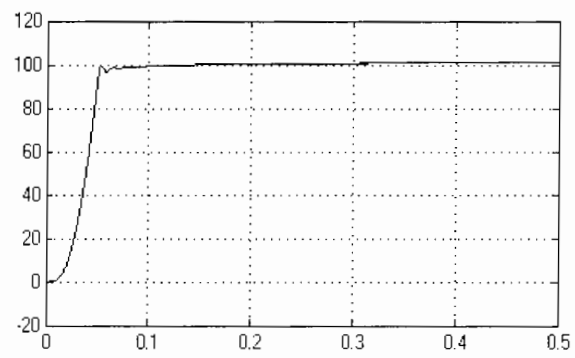
۴-۱۰-۲-۶ تغییرات اینرسی موتور

در این آزمایش چگونگی عملکرد تخنیر با تغییر اینرسی موتور را بررسی نمودیم. در این حالت موتور را با سرعت 100 rad/s راه اندازی نمودیم و تغییرات آنرا در شکل‌های ۴۲-۶ الی ۵۱-۶ نشان داده شده است.

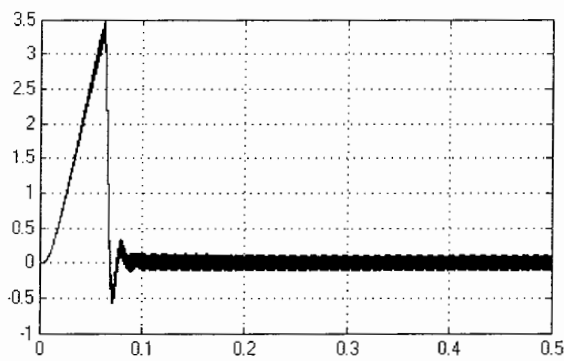
شکل ۴۳-۶- گشتاور به ازای $J = J_{nom}$ شکل ۴۲-۶- سرعت به ازای $J = J_{nom}$



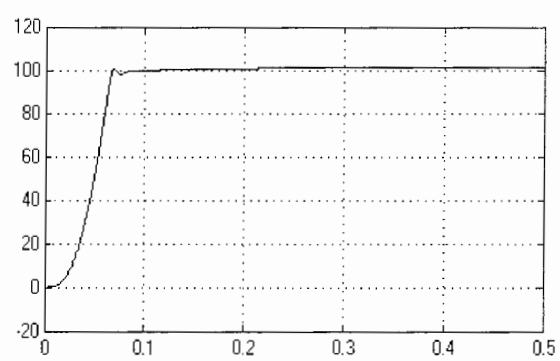
شکل ۶-۴۵- گشتاور به ازای $J=0.1 \cdot J_{nom}$



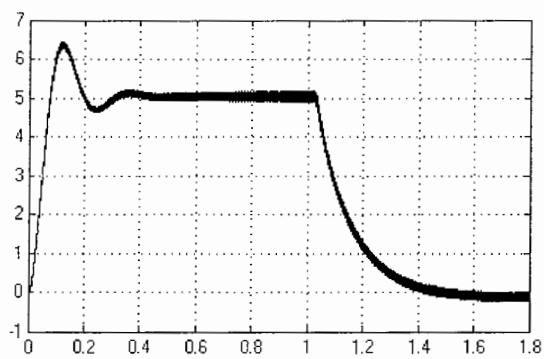
شکل ۶-۴۴- سرعت به ازای $J=0.1 \cdot J_{nom}$



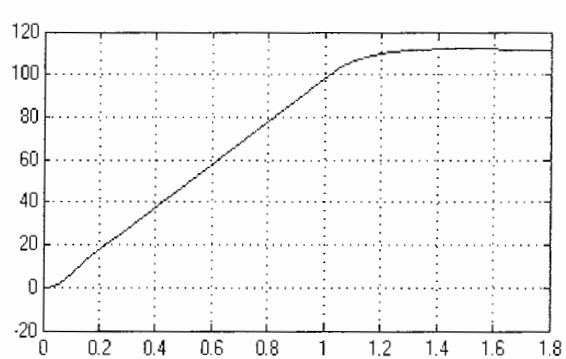
شکل ۶-۴۷- گشتاور به ازای $J=0.2 \cdot J_{nom}$



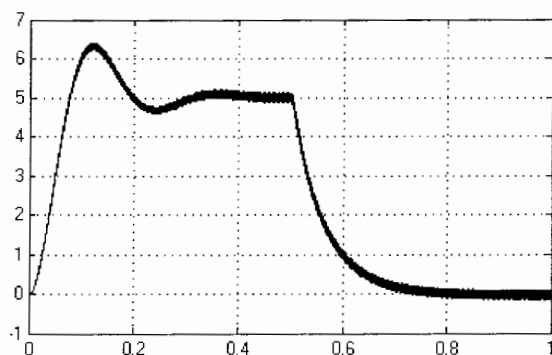
شکل ۶-۴۶- سرعت به ازای $J=0.2 \cdot J_{nom}$



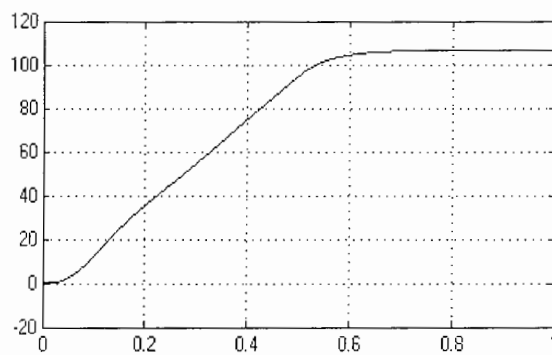
شکل ۶-۴۹- گشتاور به ازای $J=1.0 \cdot J_{nom}$



شکل ۶-۴۸- سرعت به ازای $J=1.0 \cdot J_{nom}$



شکل ۶-۵۱- گشتاور به ازای $J = 5 * J_{nom}$



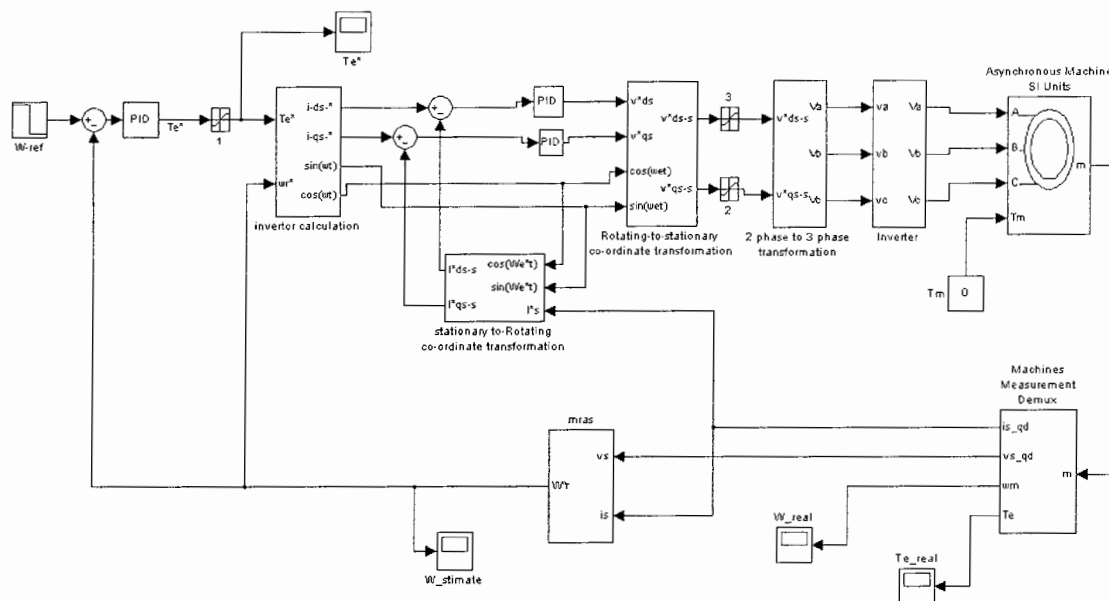
شکل ۶-۵۰- سرعت به ازای $J = 5 * J_{nom}$

اشکال ۶-۴۲ الی ۶-۵۱ نشانگر این مطلب می باشد که به ازای افزایش اینرسی موتور مقدار زمان رسیدن به سرعت مرجع طولانی می شود و با کوچک کردن اینرسی موتور این زمان کاهش می یابد. در این بخش در ابتدا شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی همراه با بلوک دیگرامهای قسمتهای مختلف ارائه شد. سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصله، نشان دهنده عملکرد قابل اطمینان این روش کنترلی بر روی موتور القایی می باشد.

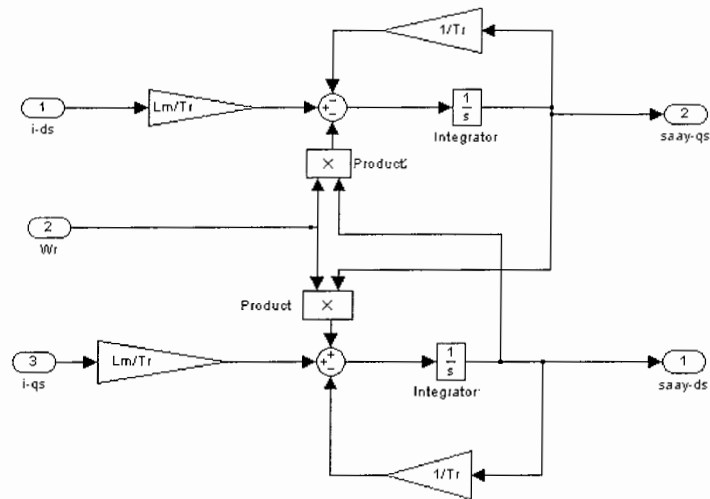
۳-۶ شبیه سازی تخمین سرعت موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از تخمینگر تطبیقی با مدل مرجع (MRAS)

در این روش، همانطور که در بخش ۵-۳-۲ بیان گردید، مقدار واقعی و تخمینی شار با یکدیگر مقایسه شده و از روی خطای حاصل از آن و با استفاده از یک کنترلر PID، مقدار سرعت روتور تخمین زده می‌شود.

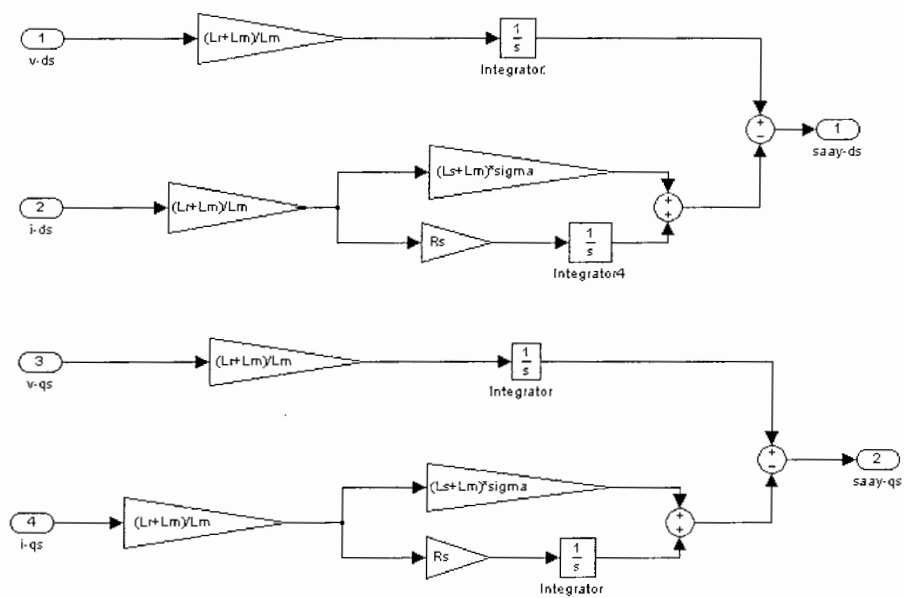
بلوک دیاگرام‌های کلی سیستم، محاسبه شار واقعی و شار تخمینی و همچنین بلوک محاسبه سرعت در اشکال ۵۲-۶ الی ۵۵-۶ نمایش داده شده است.



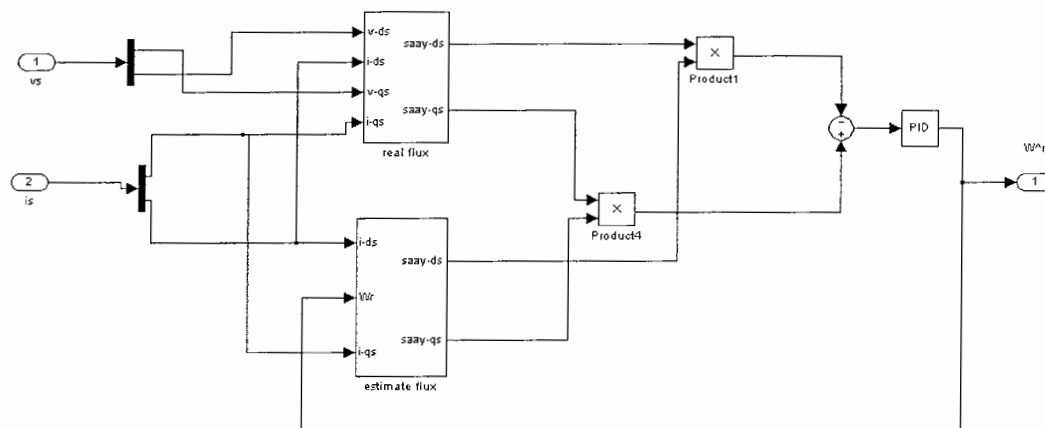
شکل ۵۲-۶- بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری به‌مراه تخمینگر سرعت MRAS



شکل ۶-۵۳- بلوک محاسبه شار تخمینی



شکل ۶-۵۴- بلوک محاسبه شار واقعی

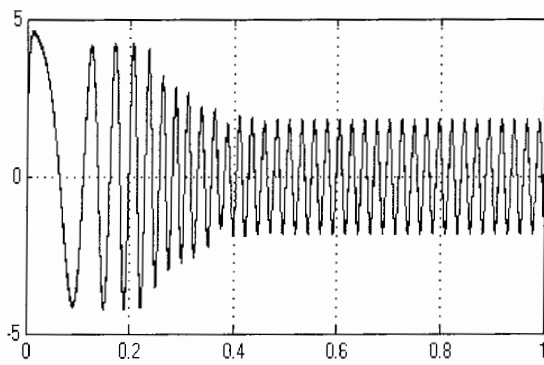


شکل ۶-۵۵- بلوک محاسبه سرعت تخمینی روتور با استفاده از روش MRAS

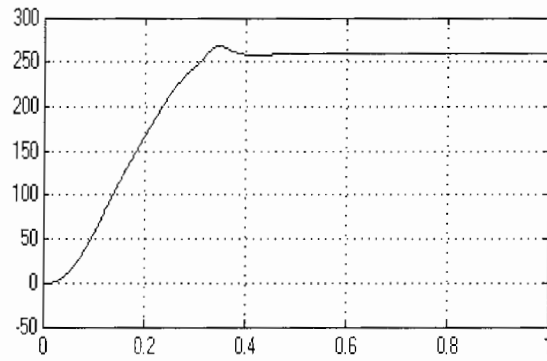
در این قسمت شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی سه فاز با تخمینگر سرعت MRAS صورت گرفته است. چندین آزمایش برای صحت عملکرد تخمینگر اجرا شده است، که چند نمونه از این آزمایشات آن تحت شرایط مختلف در این بخش ارائه شده‌اند.

۶-۳-۱ پاسخ موتور در سرعت نامی

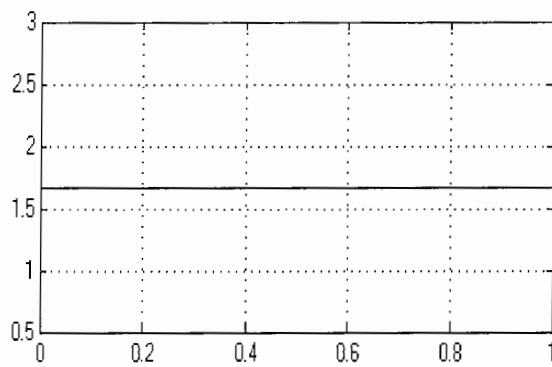
در این آزمایش بدون اینکه هیچگونه باری بر روی موتور قرار داشته باشد، سرعت مرجع را برابر سرعت نامی 260 rad/s قرار داده و شبیه سازی را انجام می‌دهیم. نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل‌های ۶-۵۶ الی ۶-۶۵ نشان داده شده است.



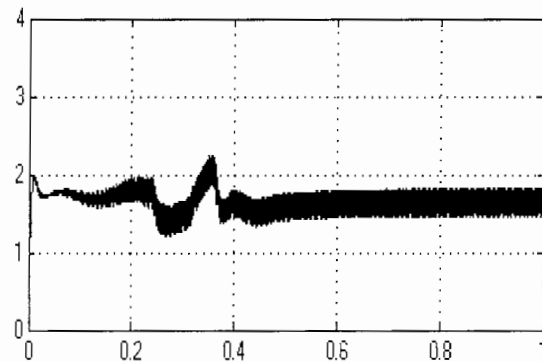
شکل ۵۷-۶- جریان یک فاز موتور



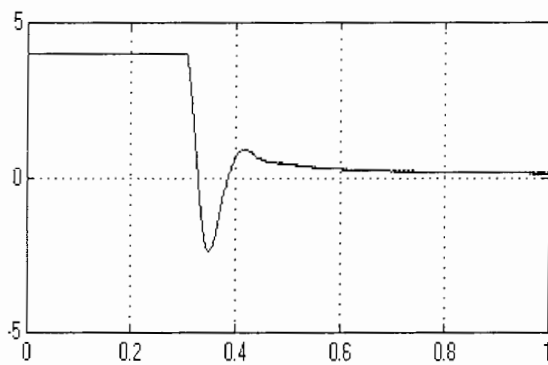
شکل ۵۶-۶- سرعت موتور



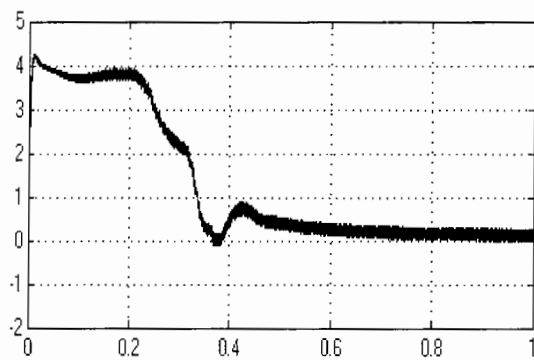
شکل ۵۹-۶- جریان مرجع محور d استاتور



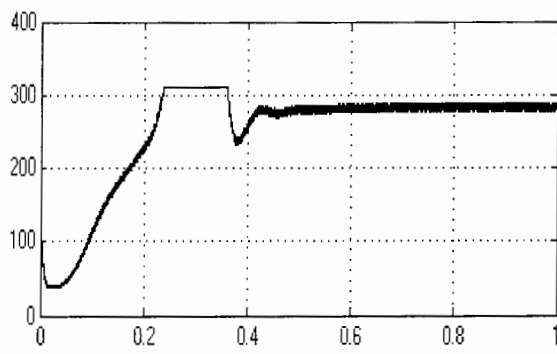
شکل ۵۸-۶- جریان محور d استاتور



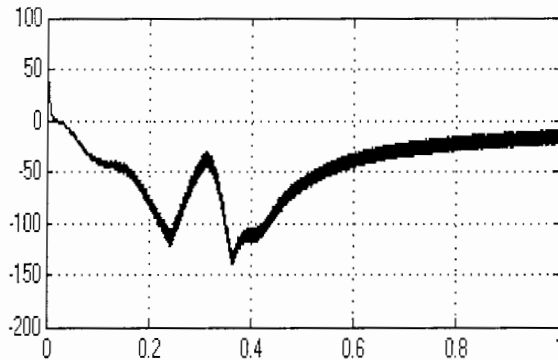
شکل ۶۱-۶- جریان مرجع محور q استاتور



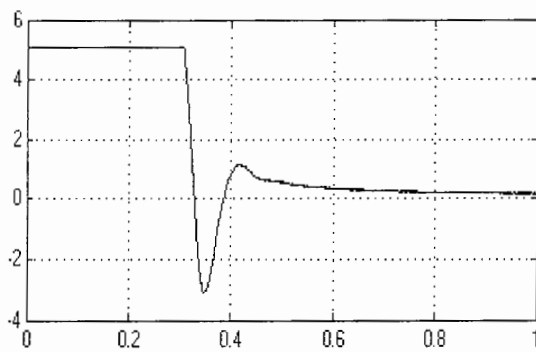
شکل ۶۰-۶- جریان محور q استاتور



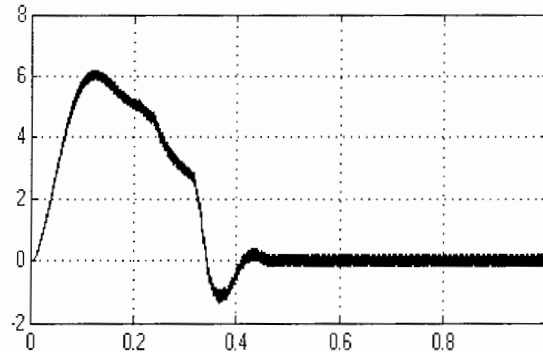
شکل ۶-۶۳- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۶۲- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۶۵- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

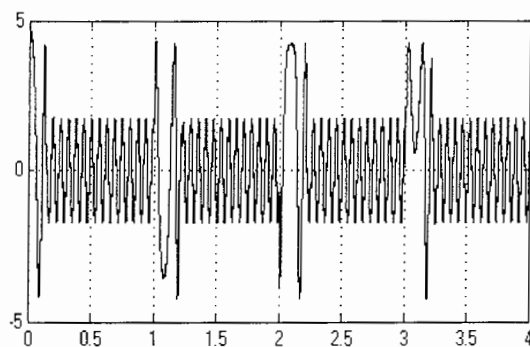


شکل ۶-۶۴- گشتاور الکترومغناطیسی

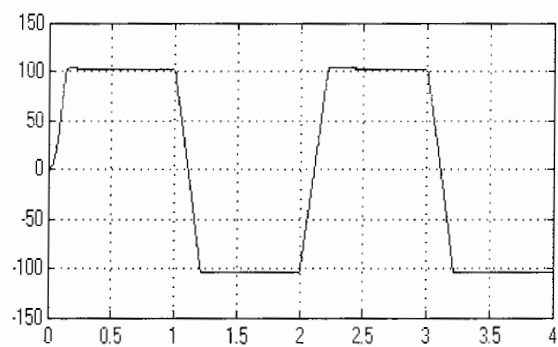
از شکل‌های بالا به خوبی دیده می شود که عملکرد تخمینگر MRAS مطلوب می باشد در شکل ۶-۵۶ سرعت به خوبی سرعت مرجع را دنبال می کند

۶-۳-۲ پاسخ موتور به تغییر پله ای در سرعت مرجع

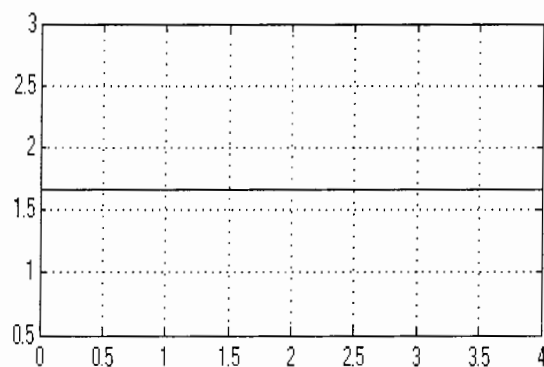
در شکل‌های ۶-۶۶ الی ۶-۷۵ پاسخ موتور به تغییر در سرعت مرجع از صفر تا 100 rad/s و به 100 rad/s - نشان داده شده است.



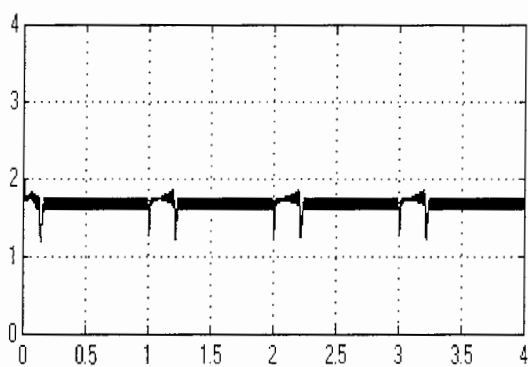
شکل ۶-۶۷- جریان یک فاز موتور



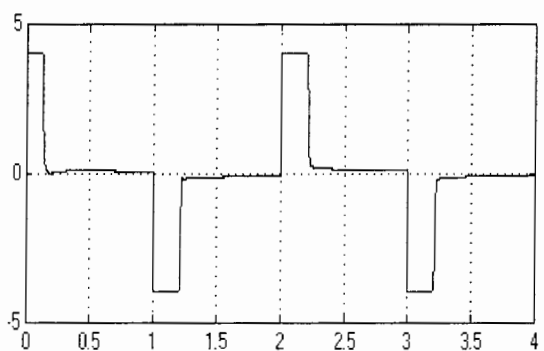
شکل ۶-۶۶- سرعت موتور



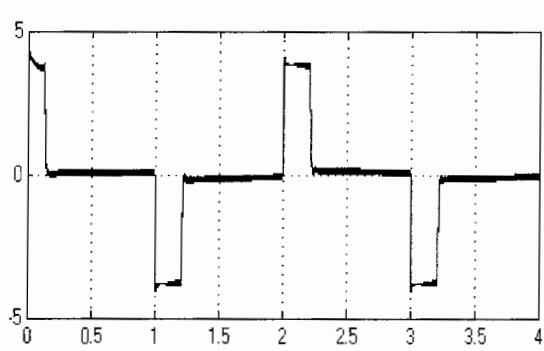
شکل ۶-۶۹- جریان مرجع محور d استاتور



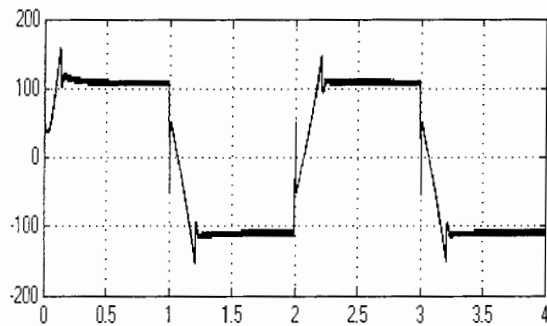
شکل ۶-۶۸- جریان محور d استاتور



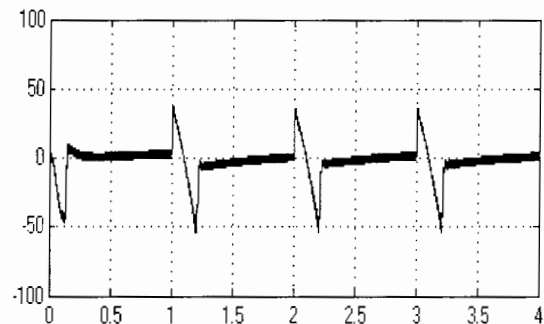
شکل ۶-۷۱- جریان مرجع محور q استاتور



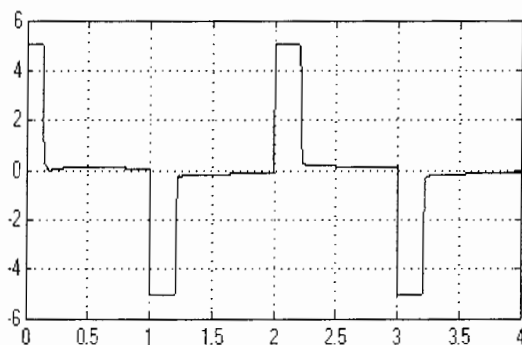
شکل ۶-۷۰- جریان محور q استاتور



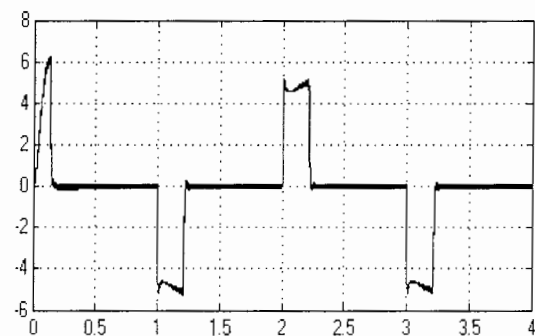
شکل ۶-۷۳- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۷۲- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۷۵- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

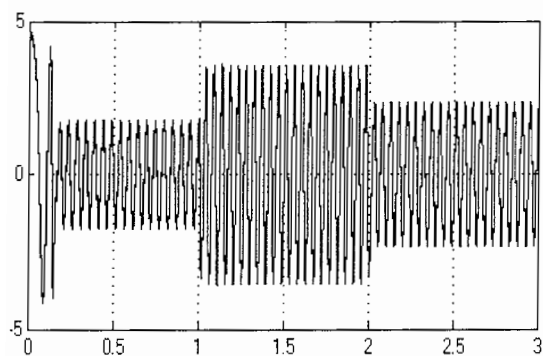


شکل ۶-۷۴- گشتاور الکترومغناطیسی

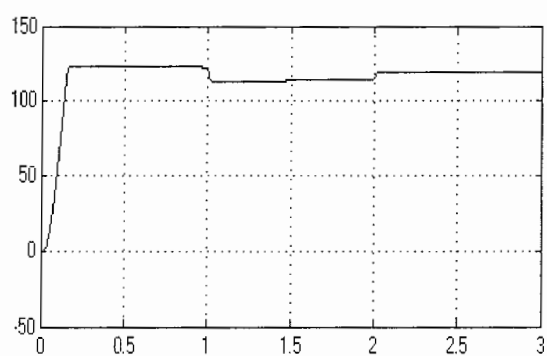
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که عملکرد تخمینگر MRAS نسبت به تغییرات سرعت، مطلوب می‌باشد.

۶-۳-۳ پاسخ موتور به تغییر پله ای در بار

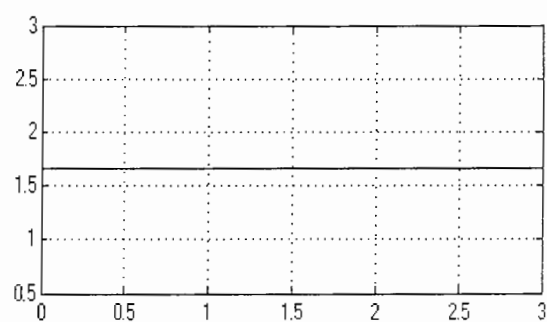
در این حالت موتور در حالت بی باری با سرعت 120 rad/s مشغول به کار می‌باشد. در لحظه $t=1 \text{ s}$ گشتاور بار ۴ نیوتن متر به موتور اعمال می‌گردد. سپس در لحظه $t=2 \text{ s}$ این گشتاور به ۲ نیوتن متر کاهش می‌یابد. شکل‌های ۶-۷۶ الی ۶-۸۵ پاسخ موتور به این تغییرات بار نشان داده شده است.



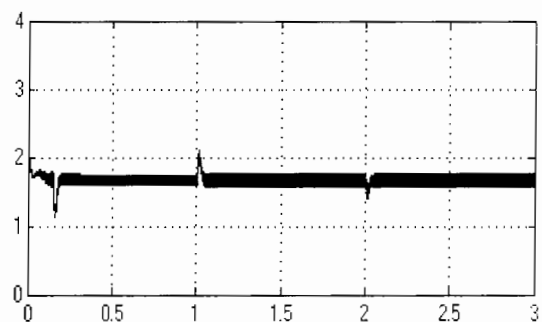
شکل ۶-۷۷- جریان یک فاز موتور



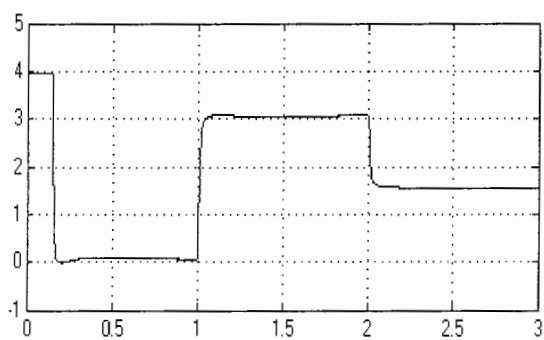
شکل ۶-۷۶- سرعت موتور



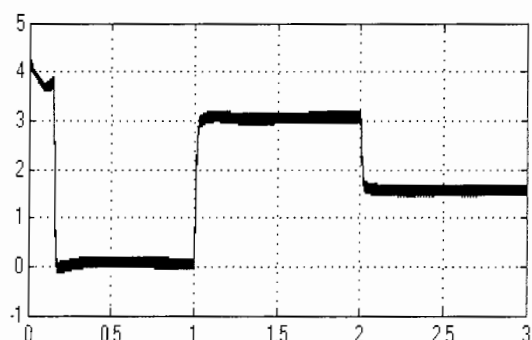
شکل ۶-۷۹- جریان مرجع محور d استاتور



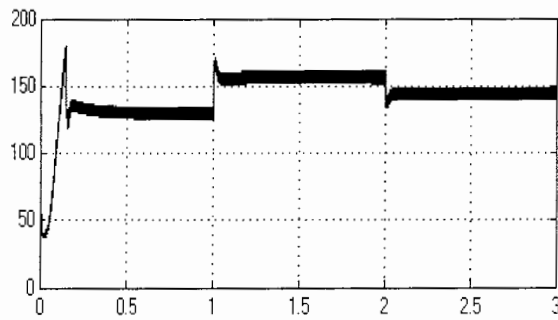
شکل ۶-۷۸- جریان محور d استاتور



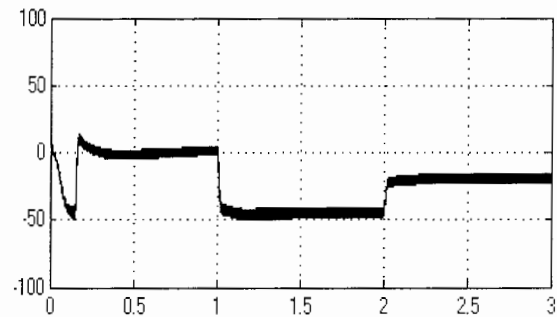
شکل ۶-۸۱- جریان مرجع محور q استاتور



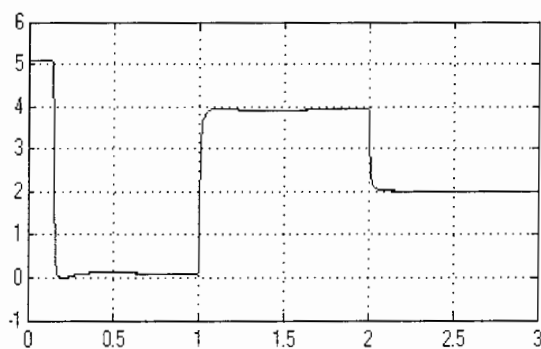
شکل ۶-۸۰- جریان محور q استاتور



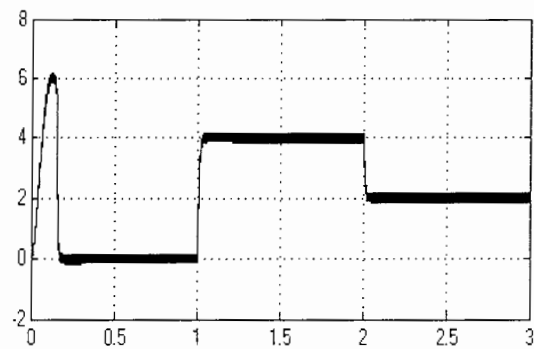
شکل ۶-۸۳- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۸۲- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۸۵- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

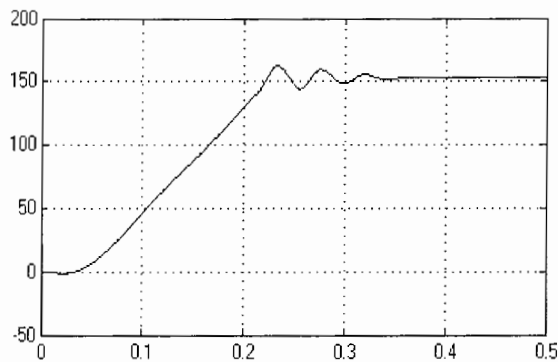


شکل ۶-۸۴- گشتاور الکترومغناطیسی

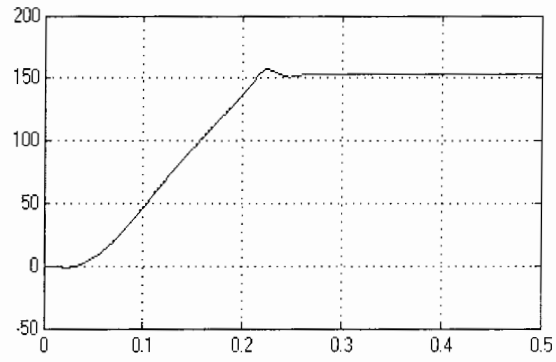
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که عملکرد تخمینگر MRAS نسبت به تغییرات بار، مطلوب می‌باشد.

۶-۳-۴ تغییرات مقاومت روتور

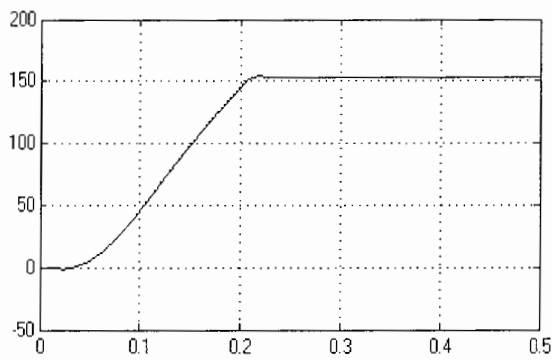
در این آزمایش چگونگی عملکرد تخمینگر با تغییر مقاومت روتور را بررسی نمودیم. در این حالت موتور را با سرعت 150 rad/s راه اندازی نمودیم و تغییرات آنرا در شکل‌های ۶-۸۶ الی ۶-۸۹ نشان داده شده است.



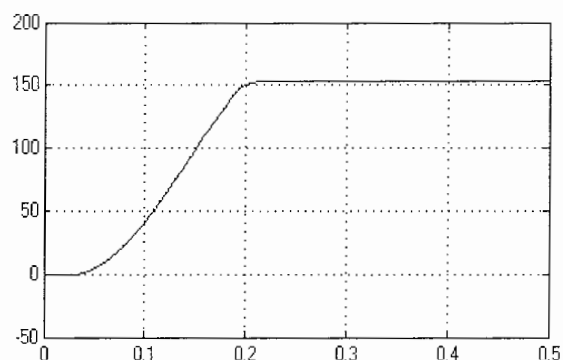
شکل ۶-۸۷- سرعت روتور به ازای $Rr = 1/3 * Rr$



شکل ۶-۸۶- سرعت روتور به ازای $Rr = 1/15 * Rr$



شکل ۶-۸۹- سرعت روتور به ازای $Rr = 1 * Rr$

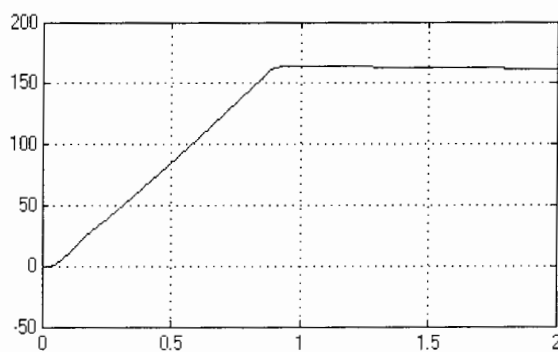
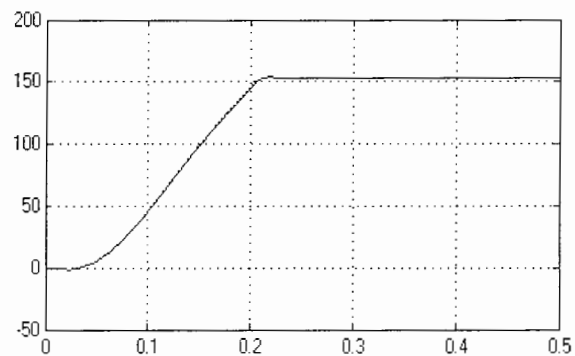
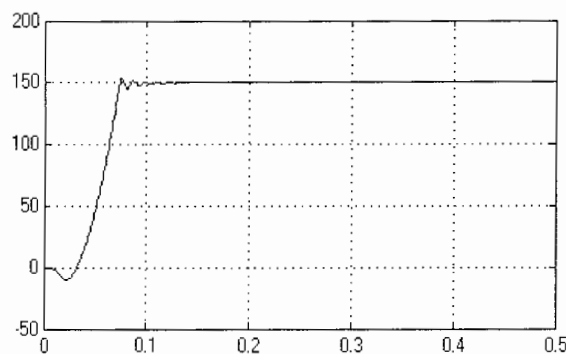
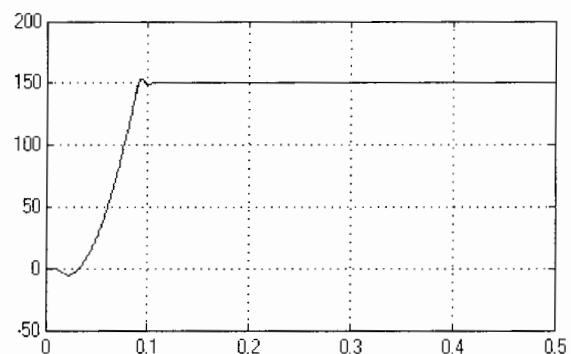


شکل ۶-۸۸- سرعت روتور به ازای $Rr = 0.8 * Rr$

همانطور که در شکل‌های ۶-۸۶ الی ۶-۸۹ نشان داده شده است، افزایش مقاومت روتور باعث بوجود آمدن نوساناتی در سیستم می‌گردد. این نوسانات با افزایش مقاومت روتور تا حدود ۳۰ درصد قابل چشم پوشی می‌باشد.

۵-۳-۶ تغییرات اینرسی موتور

در این آزمایش چگونگی عملکرد تخنیکر با تغییر اینرسی موتور را بررسی نمودیم. در این حالت موتور را با سرعت 150 rad/s راه اندازی نمودیم و تغییرات آنرا در شکل‌های ۶-۹۰ الی ۶-۹۳ نشان داده شده است.

شکل ۶-۹۱- سرعت به ازای $J = 5 * J_{nom}$ شکل ۶-۹۰- سرعت به ازای $J = J_{nom}$ شکل ۶-۹۳- سرعت به ازای $J = 0.1 * J_{nom}$ شکل ۶-۹۲- سرعت به ازای $J = 0.2 * J_{nom}$

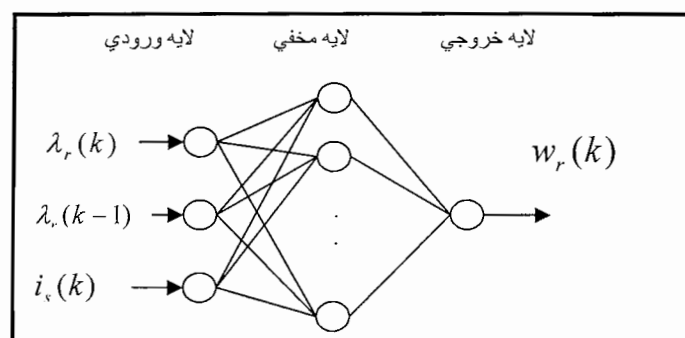
همانطور که در شکل‌های ۶-۹۰ الی ۶-۹۳ نشان داده شده است، افزایش اینرسی موتور باعث طولانی‌تر شدن زمان رسیدن به سرعت مرجع می‌گردد (افزایش زمان حالت گذرا) و کاهش اینرسی موتور باعث کاهش زمان رسیدن به سرعت مرجع می‌گردد.

در این بخش روش تخمین سرعت MRAS بر روی موتور القایی کنترل برداری غیر مستقیم شبیه سازی شده و سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصله، نشان دهنده عملکرد قابل اطمینان این روش تخمین سرعت بر روی موتور القایی می باشد. همانطور که در نتایج حالات مختلف شبیه سازی نشان داده شده است، این نوع تخمینگر دارای نتایج مطلوبی نسبت به حالت کنترل برداری موتور القایی با سنسور سرعت می باشد.

۴-۶ شبیه سازی تخمین سرعت موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از شبکه عصبی با آموزش غیر همزمان^۱

در این روش ابتدا شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان براساس داده‌های نمونه برداری شده از سیستم تعلیم داده می شود. از یک شبکه عصبی پرسپترون سه لایه با الگوریتم آموزش پس-انتشار^۲ استفاده شده است. سرعت روتور به عنوان خروجی شبکه می‌باشد. بررسی رابطه ۵-۳۷ نشان می‌دهد که ورودی‌های مورد نیاز شبکه جریان استاتور و شار روتور در همان لحظه و لحظه قبل برای تخمین سرعت روتور می‌باشد، بعلاوه وجود رابطه ریاضی بین سرعت روتور و گشتاور بار و گشتاور الکترومغناطیسی، از این دو پارامتر بعنوان ورودی شبکه عصبی استفاده نمی‌گردد. [۶]

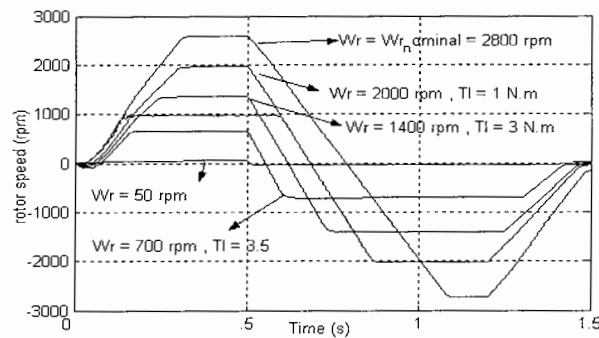
شکل ۶-۹۴ ساختار داخلی این شبکه عصبی را نشان می‌دهد. برای نمونه برداری از جریانه‌ها و شارها از مدار کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر سرعت استفاده شده است. سپس شبکه فوق با مجموعه ورودی‌های مختلف تعلیم داده شد. ورودی‌های آموزش شبکه باید به صورتی باشند که مهمترین حالات مختلف کارکرد موتور را تحت پوشش قرار دهند (شکل ۶-۹۵). این شبکه یک شبکه MLP سه لایه با یک لایه مخفی می باشد. از تابع خطی در لایه خروجی و تابع سیگموئیدال در لایه مخفی استفاده شده است.



شکل ۶-۹۴- ساختار داخلی شبکه عصبی

^۱ Off line

^۲ Back propagation



شکل ۶-۹۵- ورودی های مختلف برای آموزش شبکه عصبی

۶-۴-۱ طراحی شبکه عصبی غیر همزمان

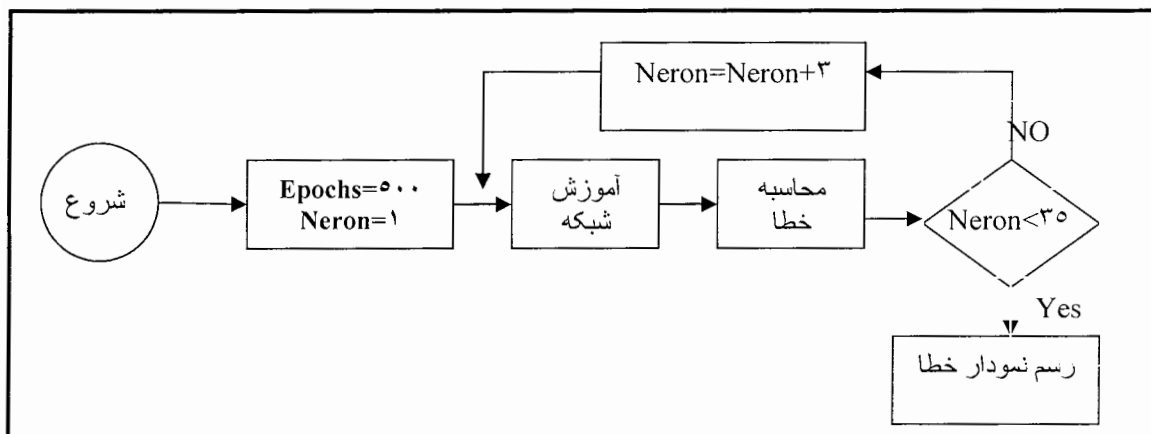
روش های پس انتشار متفاوتی برای آموزش عصبی خارج از خط وجود دارد. این روشها دارای نحوه محاسبات، سرعت و حافظه مورد نیاز متفاوتی می باشد. استفاده از هر کدام از این روشها بستگی به شرایط و سیستم مورد استفاده دارد. برای انتخاب بهترین روش آموزش و طراحی بهینه ساختار شبکه عصبی یک برنامه برنامه کامپیوتر طراحی گردیده است. این برنامه کامپیوتری بطور اتوماتیک کمترین تعداد نرون مورد نیاز و بهترین روش آموزش را تعیین می کند. این انتخاب بر اساس کمترین خطای شبکه عصبی صورت پذیرفته است. نحوه عملکرد این برنامه در فلوچارت شکل ۶-۹۶ نمایش داده شده است. در این فلوچارت تعداد تکرار ۵۰۰ انتخاب گردیده است. سپس به ازاء تعداد نرونهای مختلف شبکه عصبی آموزش داده شده است و خطای نهایی ذخیره گردیده است. در هر مرحله^۳ این فلوچارت تعداد نرونها به اندازه ۳ اضافه می گردد و این عمل تا ماکزیمم ۳۵ ادامه پیدا می نماید. در پایان میزان خطا به تعداد نرونهای متفاوت در یک شکل رسم می گردد. این الگوریتم برای روشهای مختلف پس انتشار شامل پس انتشار ارتجاعی^۴، مارکوارت-لیونبرگ^۵، گرادیان فلچر درهم^۶، گرادیان درهم^۷ انجام پذیرفته است. نتایج این مقایسه در شکلهای ۶-۹۷ الی ۶-۹۹ نشان داده شده است.

^۳ iteration

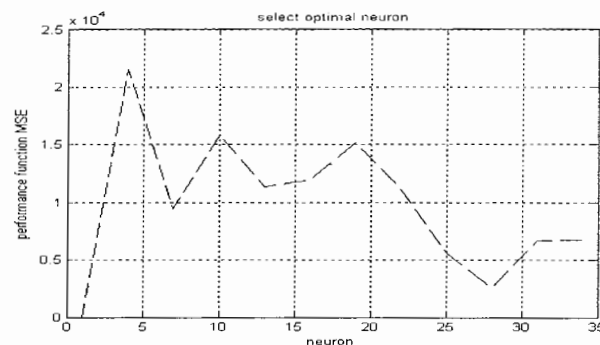
^۴ Resilient backpropagation

^۵ Levenberg-Marquardt

در ابتدا نمودار خطای هر روش را با تعداد تکرار ۵۰۰ بدست آوردیم. با استفاده از نمودار فوق تعداد نرون به ازای حداقل خطا را بدست آوردیم. در مرحله بعد، تعداد تکرار آموزش را به ازای تعداد نرون بدست آمده، به ۲۰۰۰ افزایش دادیم و الگوریتم با حداقل خطا را بدست آوردیم. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که الگوریتم لیونبرگ-مارکوارت دارای دقت بالاتری نسبت به سایر الگوریتمها می‌باشد. از آنجاییکه شرایط اولیه آموزش بصورت تصادفی^۸ انتخاب گردیده است. مراحل فوق به ازاء شرایط اولیه مختلفی تکرار گردیده است که نتایج آن موید انتخاب روش فوق می‌باشد. شکل ۶-۱۰ نمودار خطای روش فوق با ۲۰۰۰ تکرار و ۳۰ نرون را نشان می‌دهد. مقدار خطا در حدود ۰،۲ می‌باشد.



شکل ۶-۹۵- فلوچارت محاسبه بهترین الگوریتم

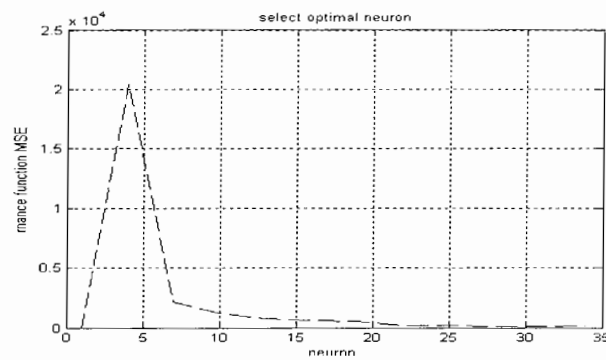


شکل ۶-۹۶- نمودار خطا با الگوریتم Levenberg-Marquardt

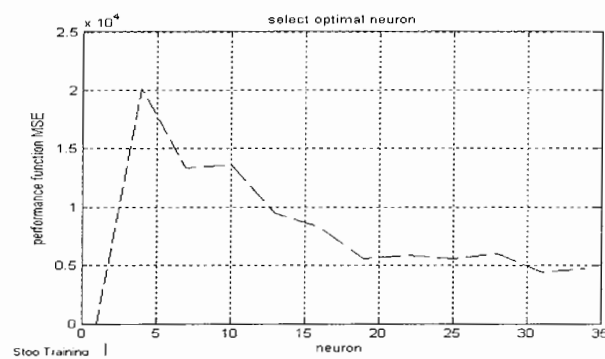
^۶ Fletcher- Reeves conjugate gradient

^۷ Basic gradient descent

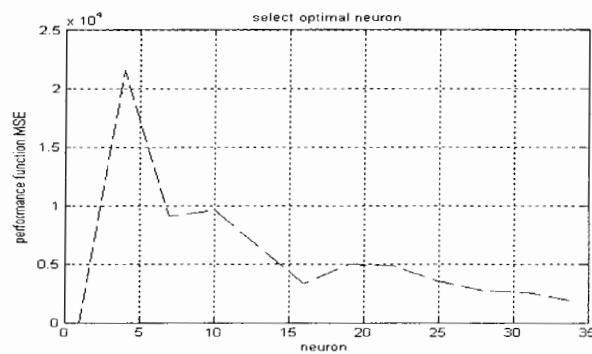
^۸ random



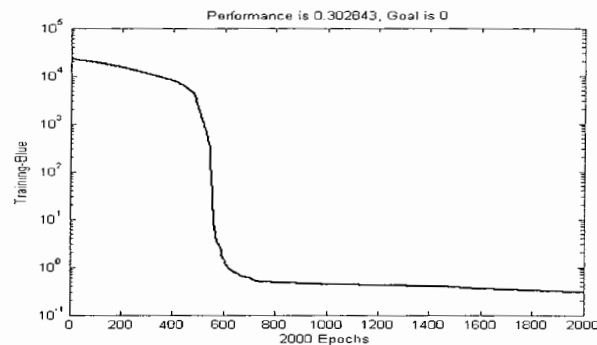
شکل ۶-۹۷- نمودار خطا با الگوریتم Resilient backpropagation



شکل ۶-۹۸- نمودار خطا با الگوریتم Fletcher-Reeves conjugate gradient



شکل ۶-۹۹- نمودار خطا با الگوریتم Basic gradient descent



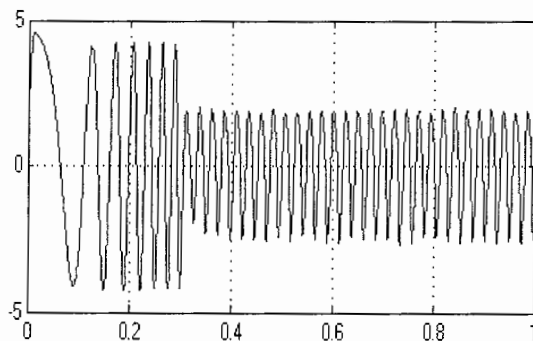
شکل ۶-۱۰۰- نمودار خطا با الگوریتم Levenberg-Marquardt به ازای ۲۰۰۰ تکرار و ۳۰ نرون

۶-۴-۲ نتایج حاصل از شبیه سازی موتور القایی با تخمینگر عصبی با آموزش غیرهمزمان

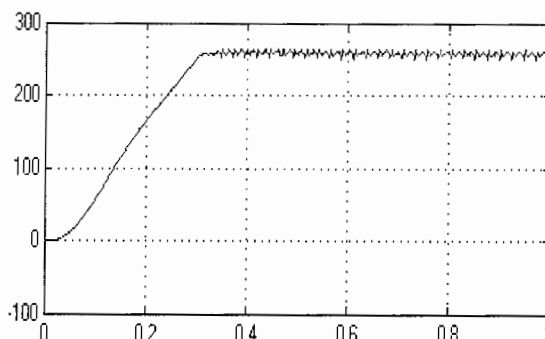
در این قسمت شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی سه فاز با تخمینگر عصبی سرعت با آموزش غیرهمزمان صورت گرفته است. چندین آزمایش برای صحت عملکرد تخمینگر اجرا شده است، که چند نمونه از این آزمایشات آن تحت شرایط مختلف در این بخش ارائه شده‌اند.

۶-۴-۲-۱ پاسخ موتور در سرعت نامی

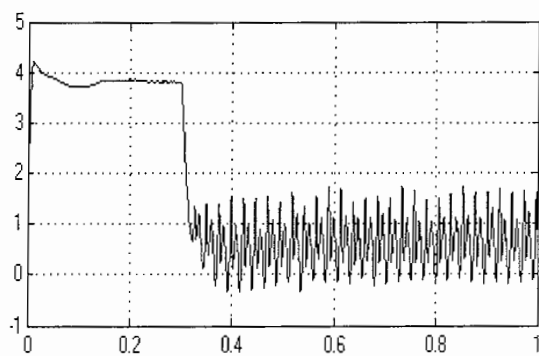
در این آزمایش بدون اینکه هیچگونه باری بر روی موتور قرار داشته باشد، سرعت مرجع را برابر سرعت نامی 260 rad/s قرار داده و شبیه سازی را انجام می‌دهیم. نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل‌های ۶-۱۰۱ الی ۶-۱۰۷ نشان داده شده است.



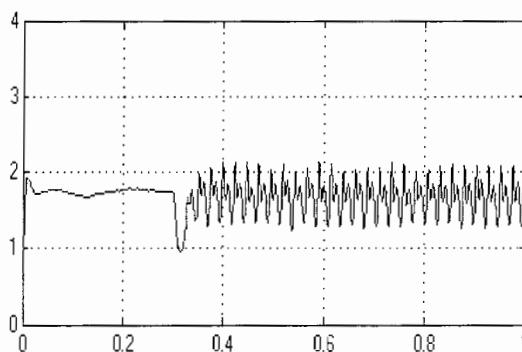
شکل ۶-۱۰۲- جریان یک فاز موتور



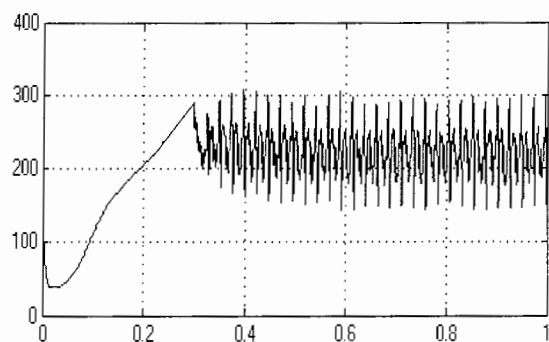
شکل ۶-۱۰۱- سرعت موتور



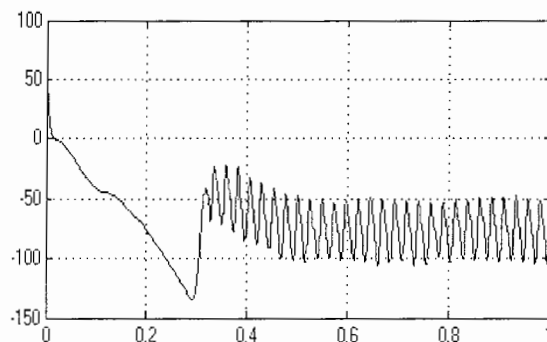
شکل ۶-۱۰۴- جریان محور q استاتور



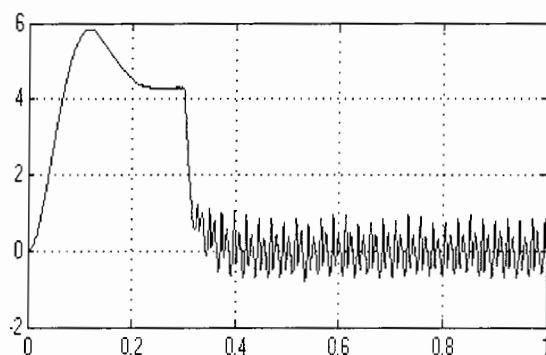
شکل ۶-۱۰۳- جریان محور d استاتور



شکل ۶-۱۰۶- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۱۰۵- ولتاژ محور q استاتور

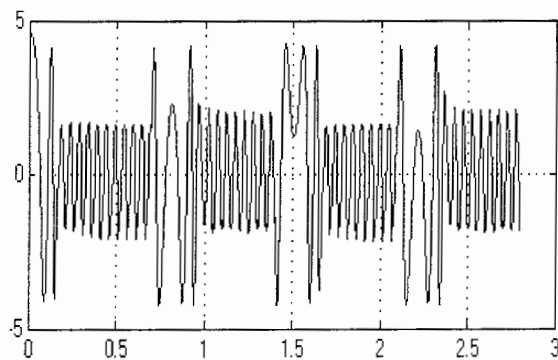


شکل ۶-۱۰۷- گشتاور الکترومغناطیسی

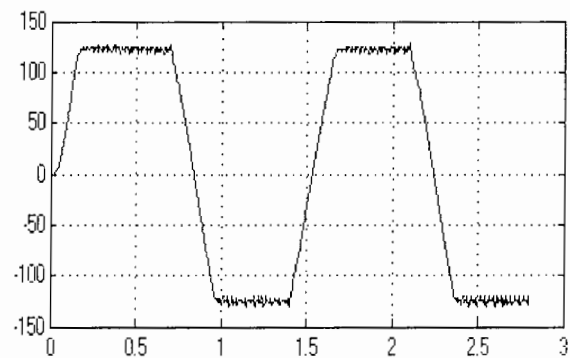
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که عملکرد تخمینگر شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان در سرعت نامی موتور، نسبتاً مطابقت می‌باشد. البته دارای تخمینگر فوق در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می‌باشد.

۶-۴-۲ پاسخ موتور به تغییر پله ای در سرعت مرجع

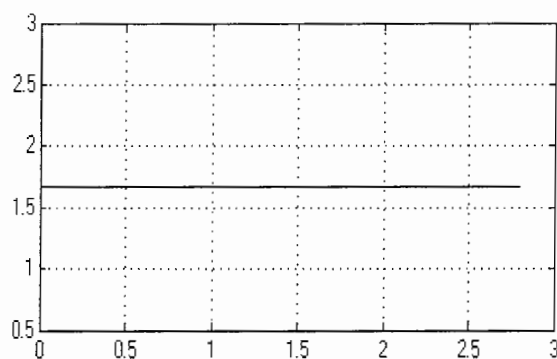
در شکل‌های ۶-۱۰۸ الی ۶-۱۱۴ پاسخ موتور به تغییر در سرعت مرجع از صفر تا 120 rad/s و به 120 rad/s - نشان داده شده است.



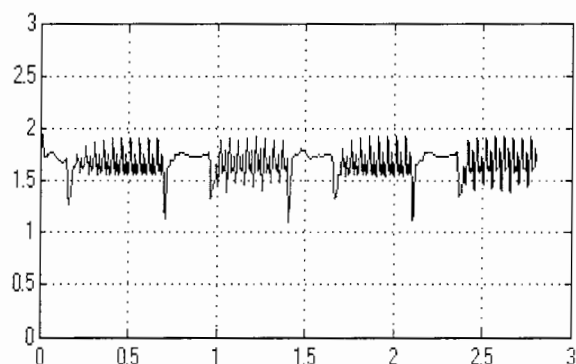
شکل ۶-۱۰۹- جریان یک فاز موتور



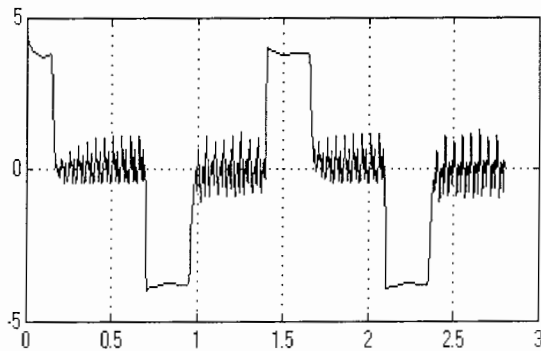
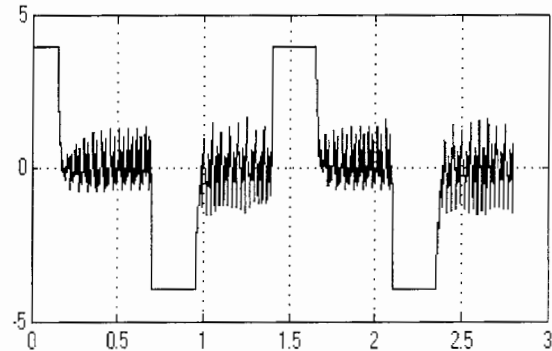
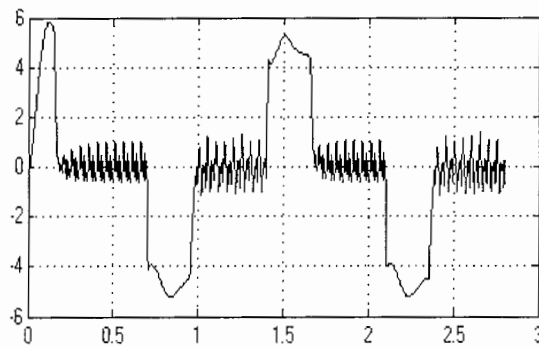
شکل ۶-۱۰۸- سرعت موتور



شکل ۶-۱۱۱- جریان مرجع محور d استاتور



شکل ۶-۱۱۰- جریان محور d استاتور

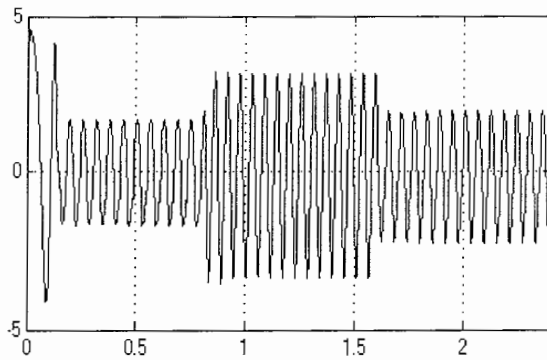
شکل ۶-۱۱۳- جریان مرجع محور q استاتورشکل ۶-۱۱۲- جریان محور q استاتور

شکل ۶-۱۱۴- گشتاور الکترومغناطیسی

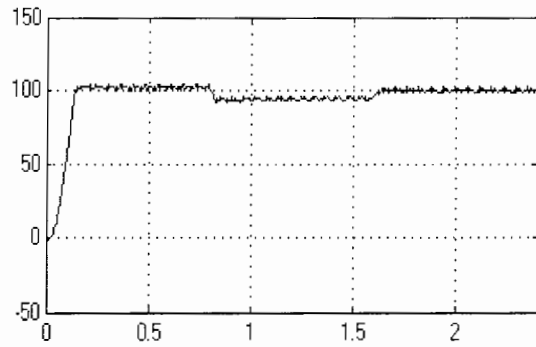
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که عملکرد تخمینگر شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان، نسبت به تغییرات سرعت، نسبتاً مطابقت می‌باشد.

۶-۴-۲-۳ پاسخ موتور به تغییر پله‌ای در بار

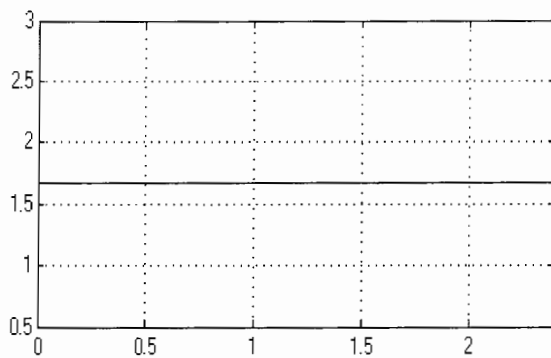
در این حالت موتور در حالت بی باری با سرعت 120 rad/s مشغول به کار می‌باشد. در لحظه $t=1 \text{ s}$ گشتاور بار 4 نیوتن متر به موتور اعمال می‌گردد سپس در لحظه $t=2 \text{ s}$ این گشتاور به 2 نیوتن متر کاهش می‌یابد. در شکل‌های ۶-۱۱۵ الی ۶-۱۲۳ پاسخ موتور به این تغییرات بار نشان داده شده است.



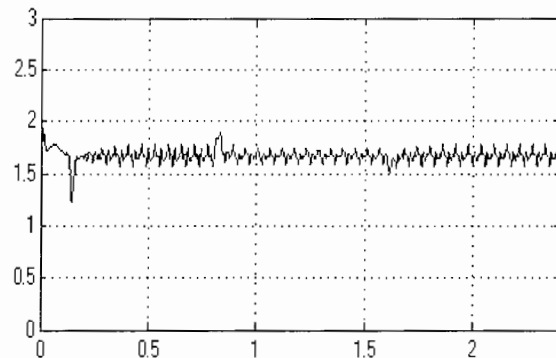
شکل ۶-۱۱۶- جریان یک فاز موتور



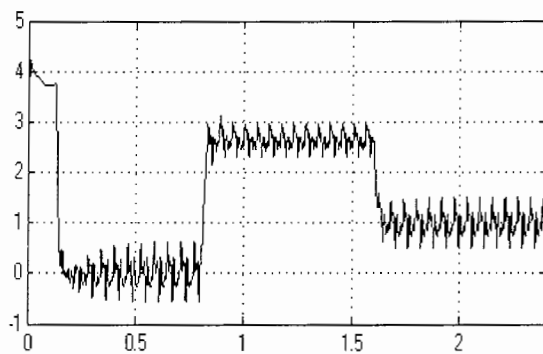
شکل ۶-۱۱۵- سرعت موتور



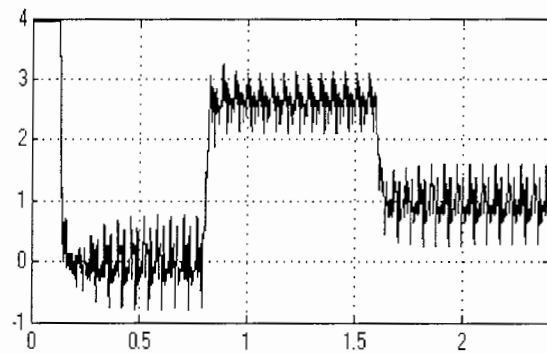
شکل ۶-۱۱۸- جریان مرجع محور d استاتور



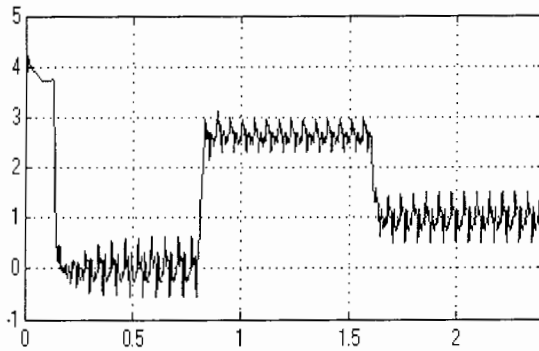
شکل ۶-۱۱۷- جریان محور d استاتور



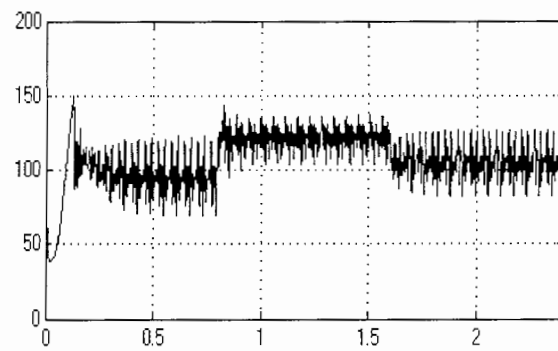
شکل ۶-۱۲۰- جریان مرجع محور q استاتور



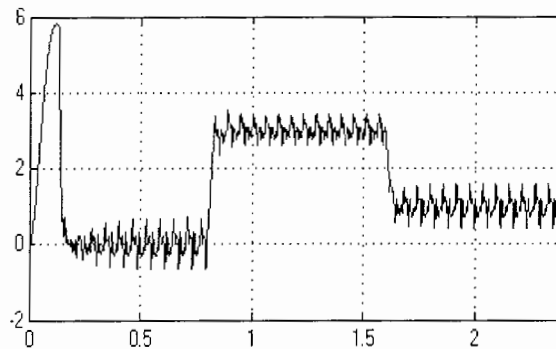
شکل ۶-۱۱۹- جریان محور q استاتور



شکل ۶-۱۲۲- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۱۲۱- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۱۲۳- گشتاور الکترومغناطیسی

در این بخش از تخمینگر شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان برای تخمین سرعت موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت مورد استفاده قرار گرفت. سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج شبیه سازی نشان دهنده عملکرد نسبتاً مطلوب این تخمینگر می باشد. قابل ذکر است که تخمینگر فوق الذکر در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می باشد و این اعوجاجات دارای ۳ درصد خطا در وضعیت مانا می باشد.

۵-۶ شبیه سازی موتور القایی کنترل برداری غیر مستقیم با استفاده از تخمینگر عصبی سرعت با آموزش همزمان^۹

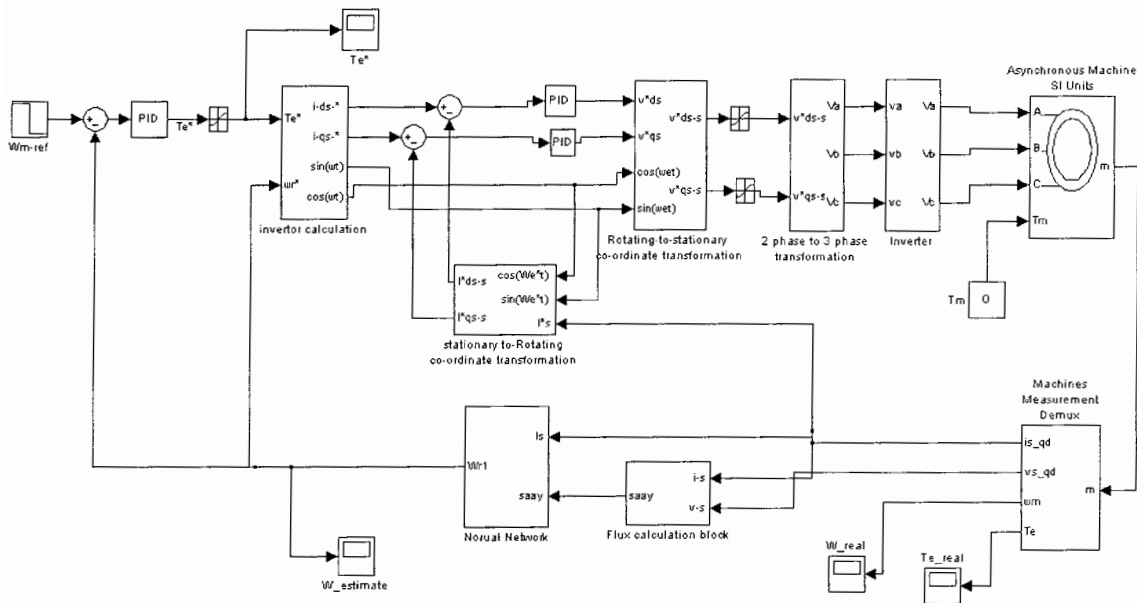
در این حالت از یک شبکه عصبی دو لایه برای تخمین سرعت موتور استفاده شده است و سرعت موتور به عنوان خروجی شبکه در نظر گرفته می شود. وزن نرون ها در طول کار درایو مقادیر ثابتی ندارند و بصورت لحظه ای تغییر می کنند. چگونگی عملکرد این تخمینگر در بخش ۵-۳-۵ بصورت کامل بیان گردیده است.

در این قسمت از سیستم شرح داده شده در ابتدای فصل استفاده گردیده است و از یک تخمینگر عصبی با آموزش همزمان برای تخمین سرعت آن استفاده شده است. حال به توضیح بلوک دیاگرام قسمت های مختلف این مدار می پردازیم.

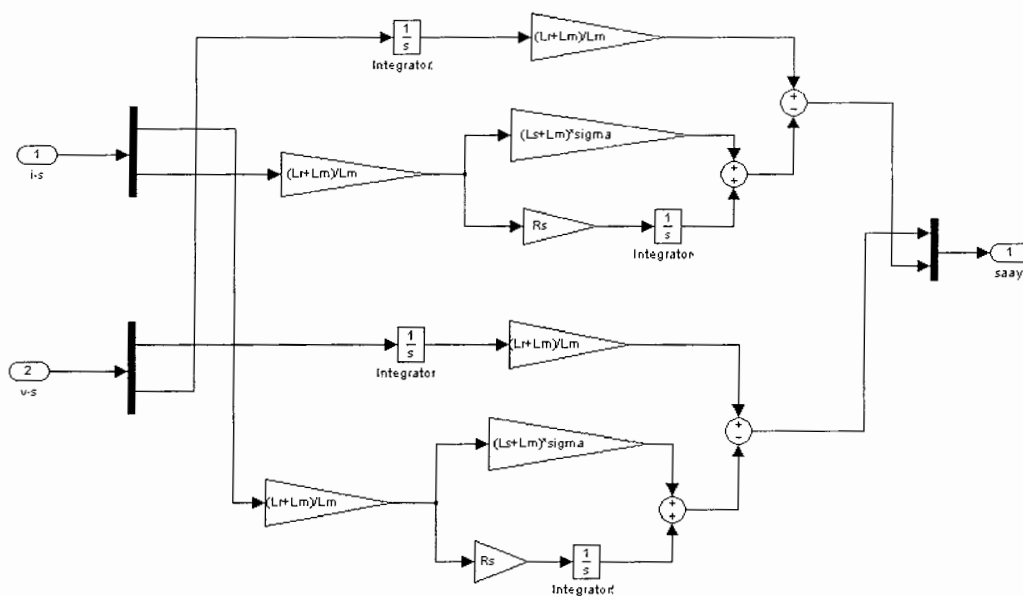
شکل ۶-۱۲۴ بلوک دیاگرام کلی موتور به همراه تخمینگر عصبی با آموزش همزمان را نمایش می دهد. با استفاده از مقادیر جریان و ولتاژ، مقدار شار موتور تعیین می گردد و به عنوان ورودی شبکه عصبی اعمال می گردد. بلوک محاسبه شار موتور مطابق شکل ۶-۱۲۵ می باشد.

با استفاده از رابطه ۵-۴۸ سرعت موتور محاسبه می گردد. بلوک دیاگرام این تخمین سرعت در شکل ۶-۱۲۶ نمایش داده شده است.

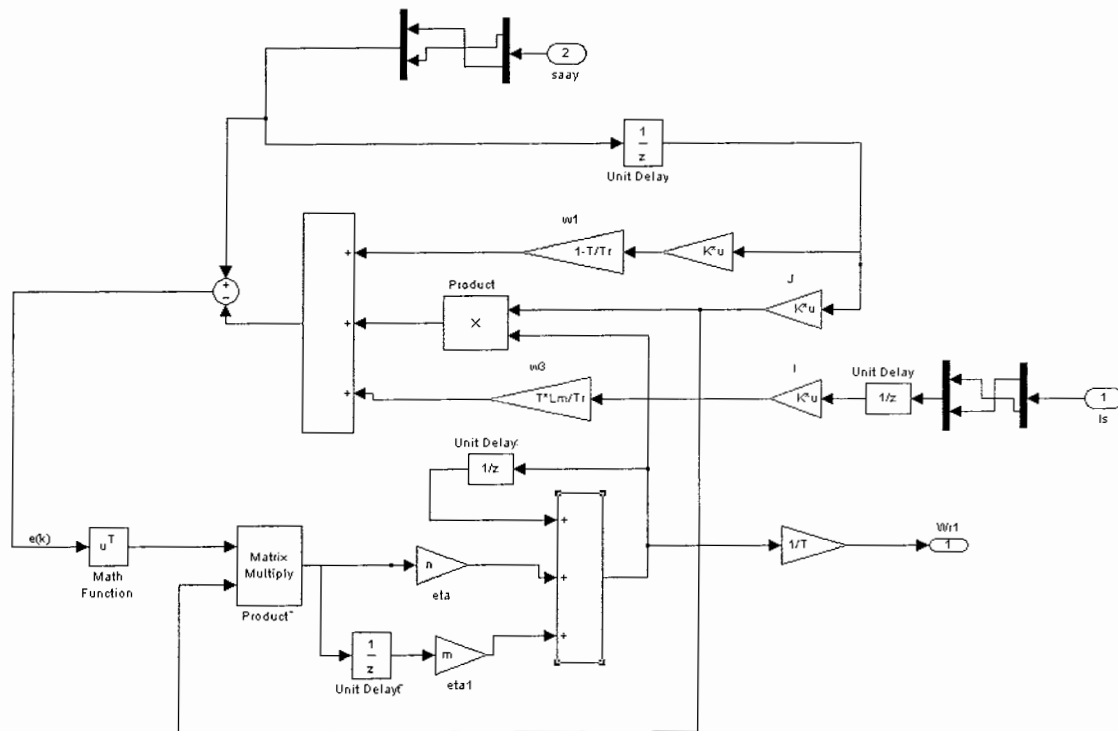
^۹ On line



شکل ۶-۱۲۴- بلوک دیاگرام کلی موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از تخمینگر عصبی



شکل ۶-۱۲۵- بلوک دیاگرام محاسبه شار



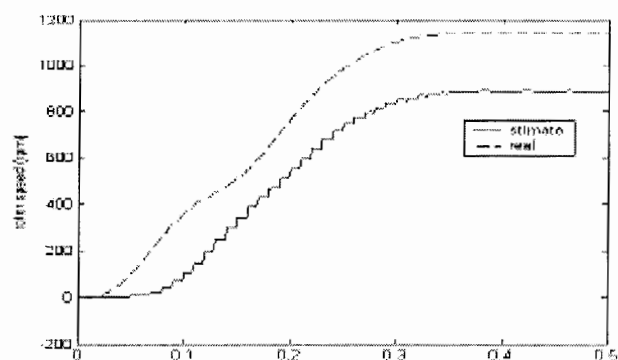
شکل ۶-۱۲۶- بلوک دیاگرام محاسبه سرعت روتور

۶-۵-۱ انتخاب زمان نمونه برداری مناسب

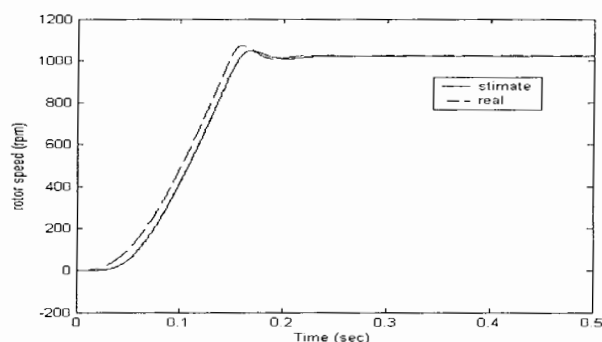
از آنجا که شبیه سازی سیستم و در نهایت اجرای عملی آن بصورت دیجیتال^{۱۰} صورت می پذیرد، بررسی اثر زمان نمونه برداری در کیفیت پاسخ از اهمیت بالایی برخوردار می باشد. اهمیت این مساله در وابستگی رابطه ۵-۳۷ به زمان نمونه برداری نیز مشخص می گردد.

در این قسمت تاثیر تغییر زمان نمونه برداری بر کیفیت سرعت تخمین زده شده بوسیله شبکه عصبی با آموزش همزمان نشان داده می شود. شکل های ۶-۱۲۷ تا ۶-۱۲۹ بترتیب تخمین سرعت با زمان های نمونه برداری ۱۰، ۱ و ۰/۱ میلی ثانیه را نشان می دهد.

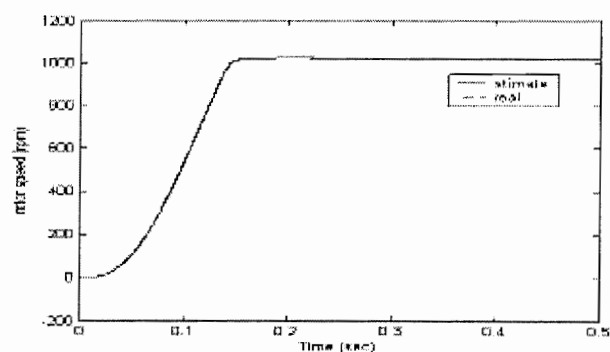
^{۱۰} discrete



شکل ۶-۱۲۷- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۱۰ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



شکل ۶-۱۲۸- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۱ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



شکل ۶-۱۲۹- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۰/۱ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان

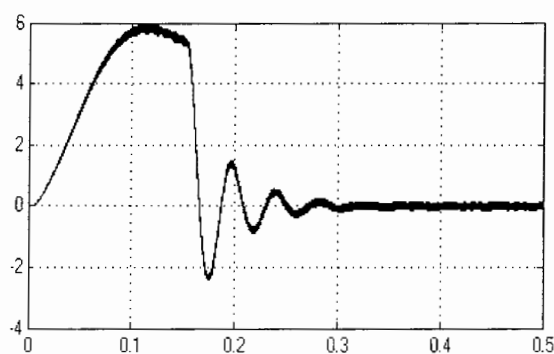
همانطور که از اشکال ۶-۱۲۷ تا ۶-۱۲۹ مشاهده می‌کنید با کاهش زمان نمونه برداری دقت تخمینگر بالاتر می‌رود و شکل شماره ۶-۱۲۹ با زمان نمونه برداری ۰/۱ میلی ثانیه دارای کیفیت تخمین سرعت مطلوبی می‌باشد. بنابراین زمان ۰/۱ میلی ثانیه را به عنوان زمان نمونه برداری در نظر گرفتیم.

۶-۵-۲ نتایج حاصل از شبیه سازی

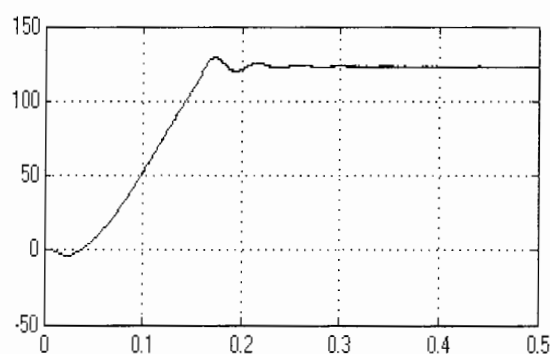
در این قسمت شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی سه فاز با تخمینگر عصبی سرعت با آموزش همزمان صورت گرفته است. چندین آزمایش برای صحت عملکرد تخمینگر اجرا شده است، که چند نمونه از این آزمایشات آن تحت شرایط مختلف در این بخش ارائه شده‌اند.

۶-۵-۲-۱ تغییرات مقاومت روتور

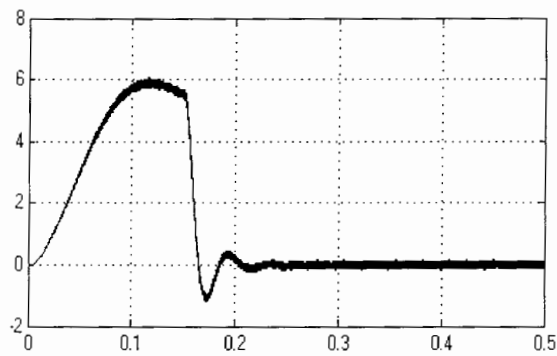
در این آزمایش با تغییر مقاومت روتور در حالات مختلف، موتور را با سرعت‌های مختلف راه اندازی نمودیم و تغییرات آنرا در شکل‌های ۶-۱۳۰ الی ۶-۱۳۷ نشان داده شده است.



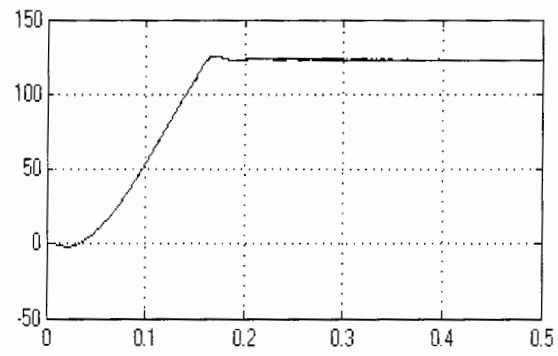
شکل ۶-۱۳۱- گشتاور به ازای $R_r = 1/3 * R_r$



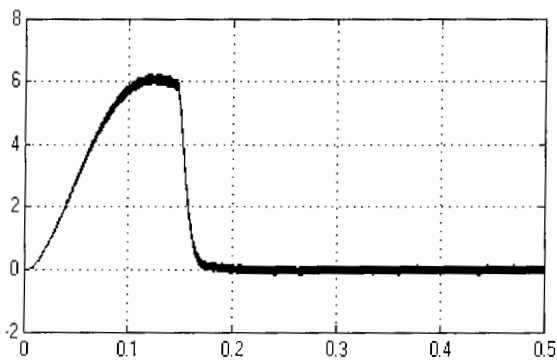
شکل ۶-۱۳۰- سرعت روتور به ازای $R_r = 1/3 * R_r$



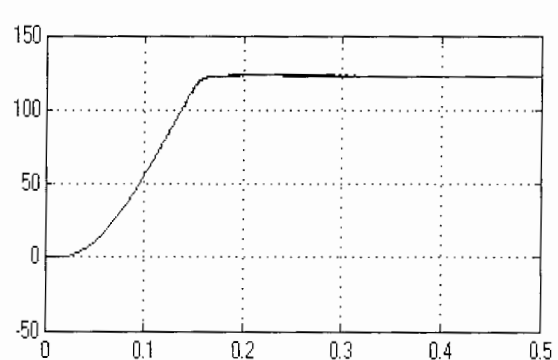
شکل ۶-۱۳۳- گشتاور به ازای $R_r = 1/2 * R_r$



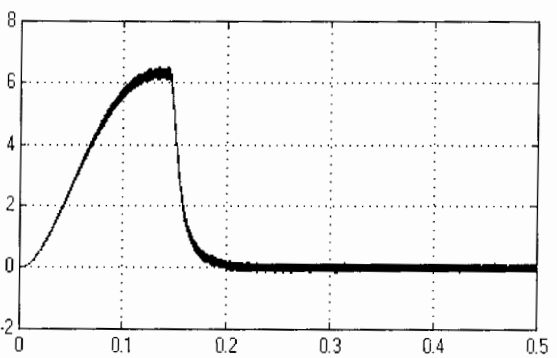
شکل ۶-۱۳۲- سرعت روتور به ازای $R_r = 1/2 * R_r$



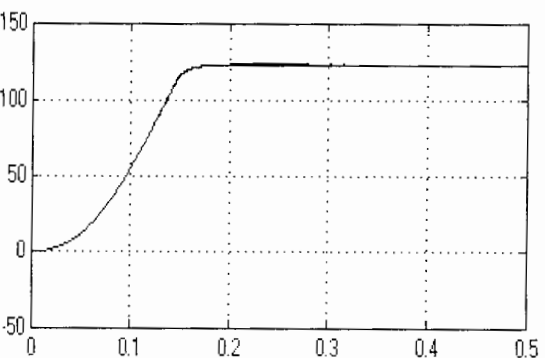
شکل ۶-۱۳۵- گشتاور به ازای $R_r = 1 * R_r$



شکل ۶-۱۳۴- سرعت روتور به ازای $R_r = 1 * R_r$



شکل ۶-۱۳۷- گشتاور به ازای $R_r = 0.8 * R_r$

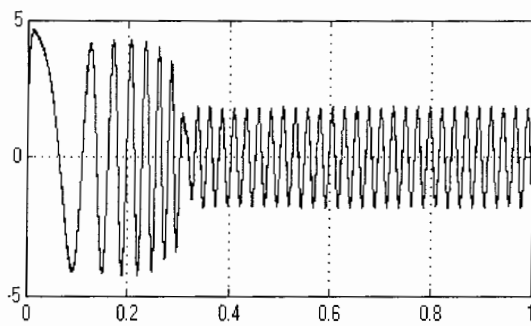


شکل ۶-۱۳۶- سرعت روتور به ازای $R_r = 0.8 * R_r$

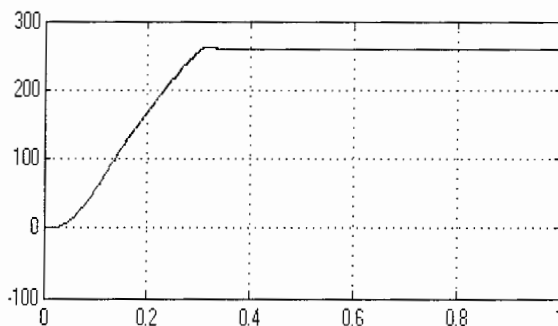
همانطور که در شکل‌های ۶-۱۳۰ الی ۶-۱۳۷ نشان داده شده است، افزایش مقاومت روتور باعث بوجود آمدن نوساناتی در سیستم می‌گردد. این نوسانات با افزایش مقاومت روتور تا حدود ۳۰ درصد قابل چشم پوشی می‌باشد

۶-۲-۵-۲ پاسخ موتور در سرعت نامی

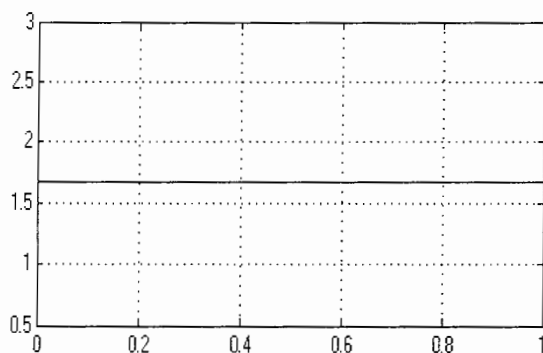
در این آزمایش بدون اینکه هیچگونه باری بر روی موتور قرار داشته باشد، سرعت مرجع را برابر سرعت نامی 260 rad/s قرار داده و شبیه سازی را انجام می‌دهیم. نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل‌های ۶-۱۳۸ الی ۶-۱۴۷ نشان داده شده است.



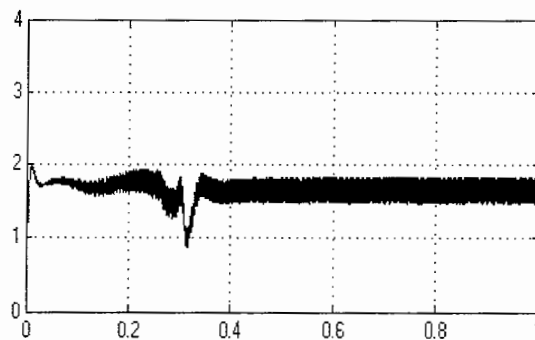
شکل ۶-۱۳۹- جریان یک فاز موتور



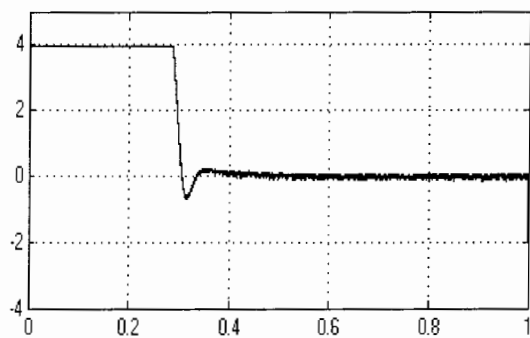
شکل ۶-۱۳۸- سرعت موتور



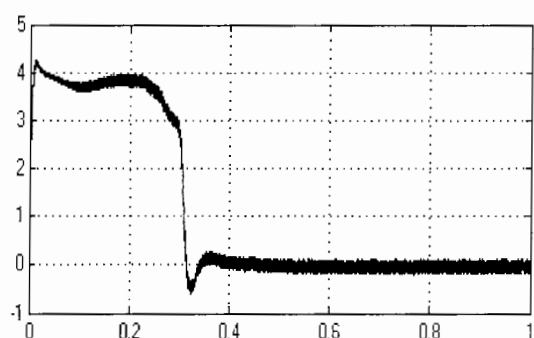
شکل ۶-۱۴۱- جریان مرجع محور d استاتور



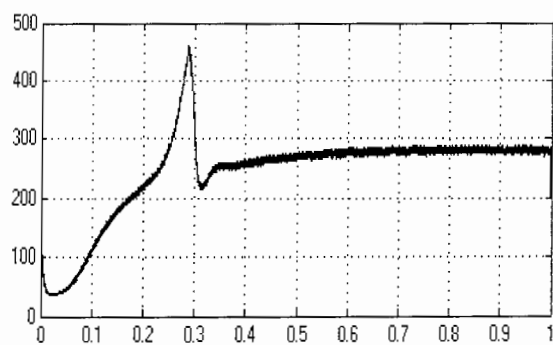
شکل ۶-۱۴۰- جریان محور d استاتور



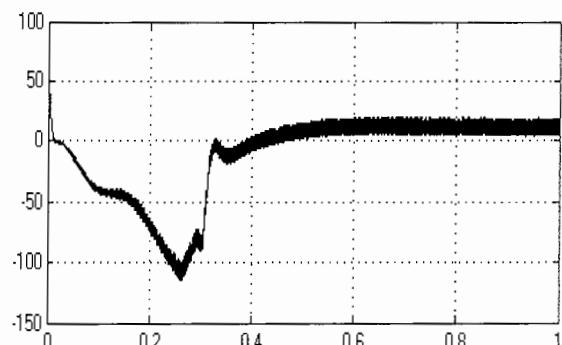
شکل ۶-۱۴۳- جریان مرجع محور q استاتور



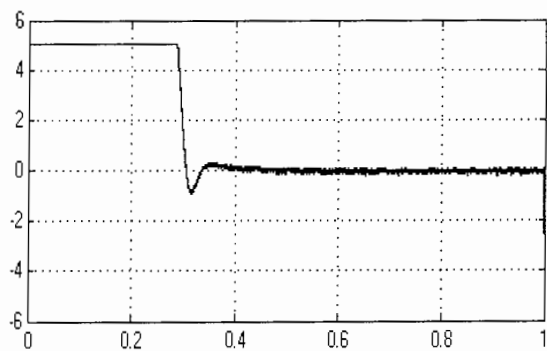
شکل ۶-۱۴۲- جریان محور q استاتور



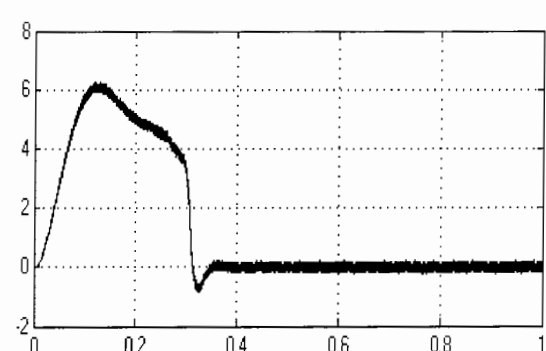
شکل ۶-۱۴۵- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۱۴۴- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۱۴۷- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

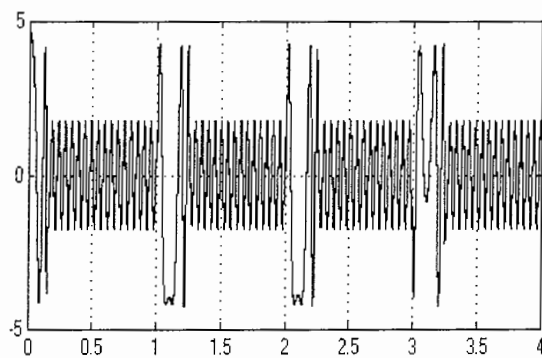


شکل ۶-۱۴۶- گشتاور الکترومغناطیسی

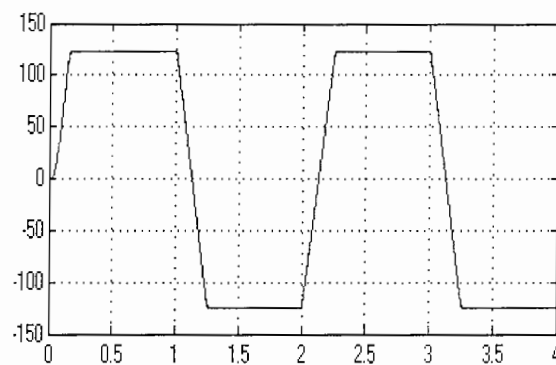
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که عملکرد تخمینگر شبکه عصبی با آموزش همزمان در سرعت نامی موتور، مطابقت می‌باشد.

۶-۵-۳ پاسخ موتور به تغییر پله‌ای در سرعت مرجع

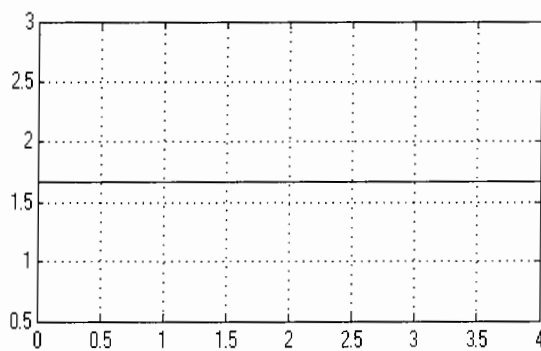
در شکل‌های ۶-۱۴۸ الی ۶-۱۵۷ پاسخ موتور به تغییر در سرعت مرجع از صفر تا 120 rad/s و به 120 rad/s - نشان داده شده است.



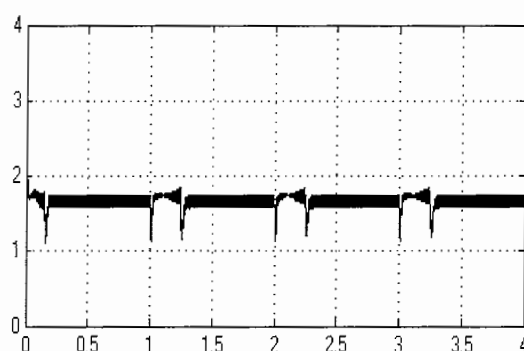
شکل ۶-۱۴۹- جریان یک فاز موتور



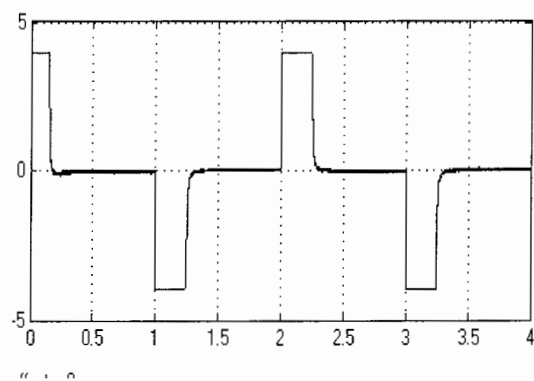
شکل ۶-۱۴۸- سرعت موتور



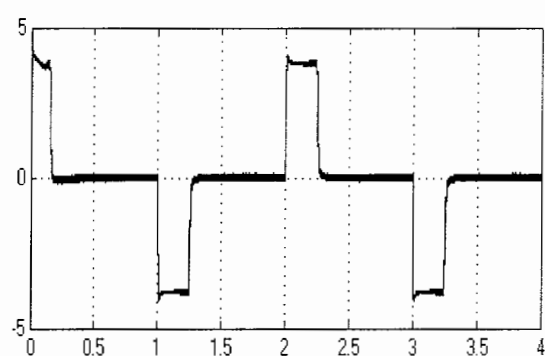
شکل ۶-۱۵۱- جریان مرجع محور d استاتور



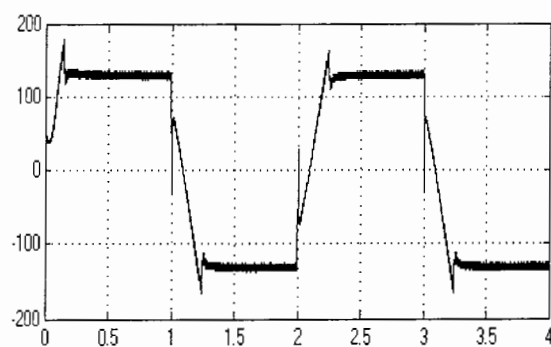
شکل ۶-۱۵۰- جریان محور d استاتور



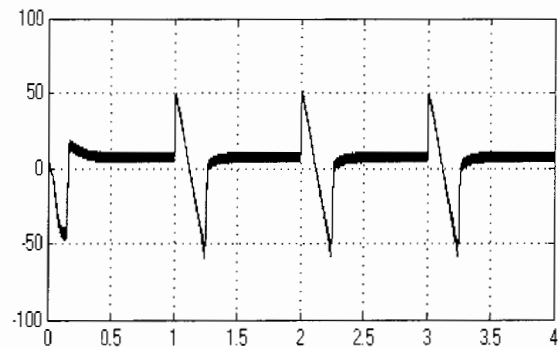
شکل ۶-۱۵۳- جریان مرجع محور q استاتور



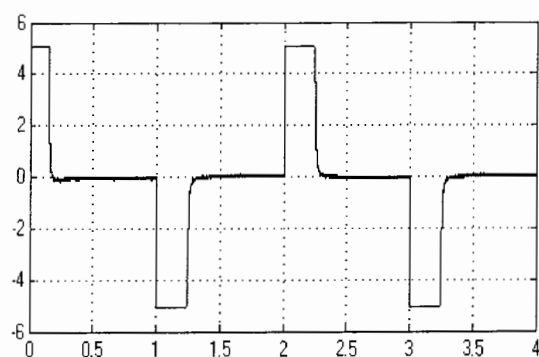
شکل ۶-۱۵۲- جریان محور q استاتور



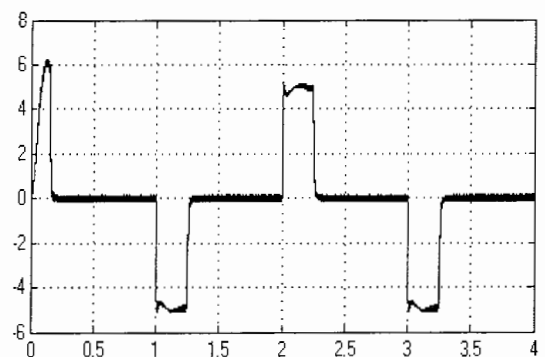
شکل ۶-۱۵۵- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۱۵۴- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۱۵۷- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع

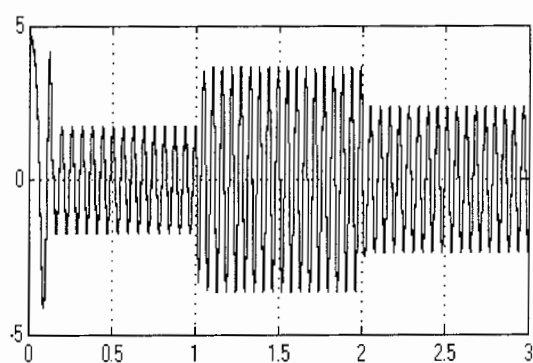


شکل ۶-۱۵۶- گشتاور الکترومغناطیسی

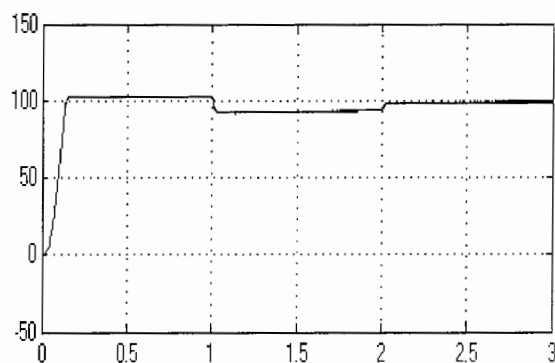
از شکل‌های فوق مشاهده می‌گردد که عملکرد تخمینگر شبکه عصبی با آموزش همزمان در نسبت به تغییرات سرعت، مطابقت می‌باشد.

۴-۲-۵-۶ پاسخ موتور به تغییر پله‌ای در بار

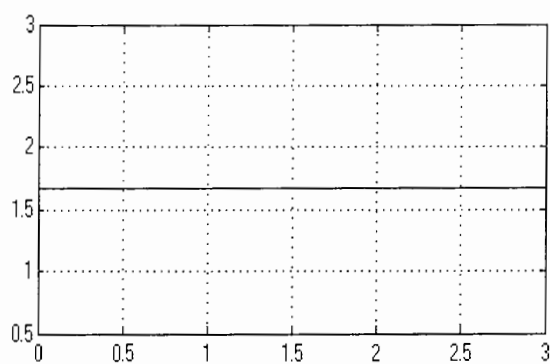
در این حالت موتور در حالت بی باری با سرعت 100 rad/s مشغول به کار می‌باشد. در لحظه $t=1 \text{ s}$ گشتاور بار 4 نیوتن متر به موتور اعمال می‌گردد سپس در لحظه $t=2 \text{ s}$ این گشتاور به 2 نیوتن متر کاهش می‌یابد. در شکل‌های ۶-۱۵۸ الی ۶-۱۶۷ پاسخ موتور به این تغییرات بار نشان داده شده است.



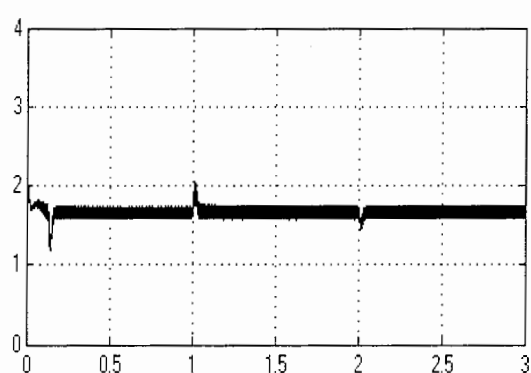
شکل ۶-۱۵۹- جریان یک فاز موتور



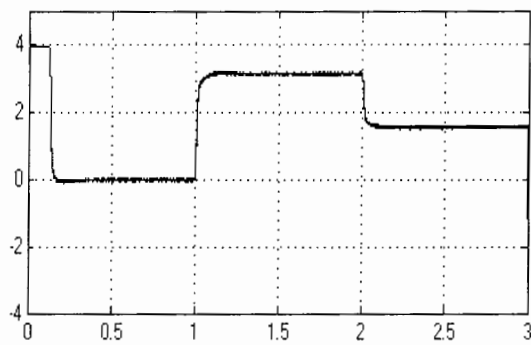
شکل ۶-۱۵۸- سرعت موتور



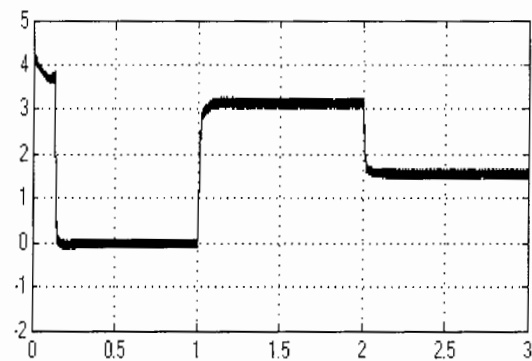
شکل ۶-۱۶۱- جریان مرجع محور d استاتور



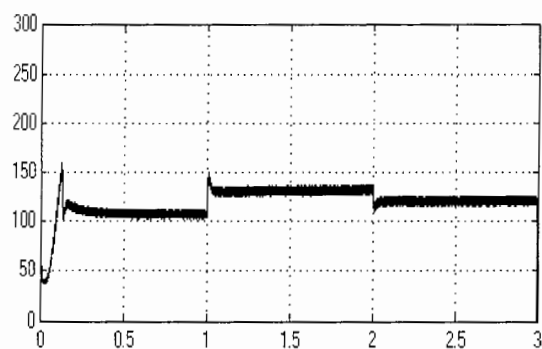
شکل ۶-۱۶۰- جریان محور d استاتور



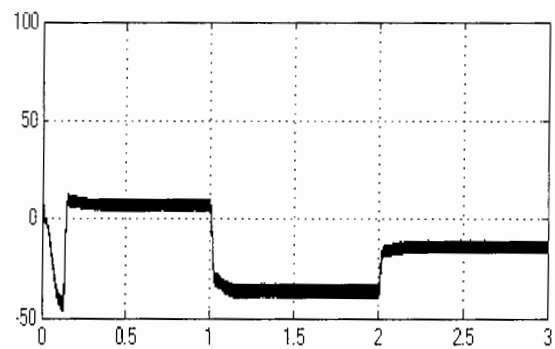
شکل ۶-۱۶۳- جریان مرجع محور q استاتور



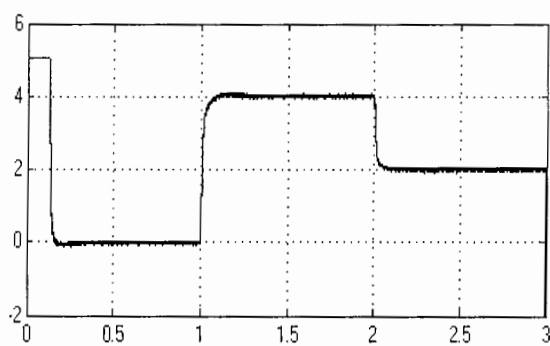
شکل ۶-۱۶۲- جریان محور q استاتور



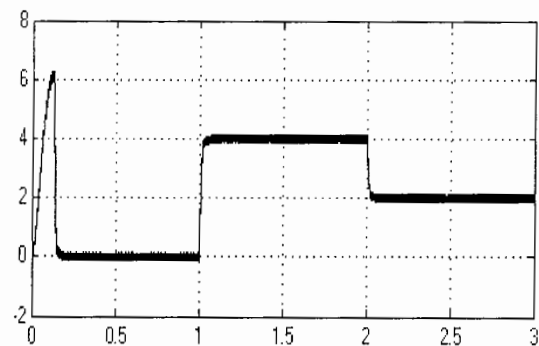
شکل ۶-۱۶۵- ولتاژ محور d استاتور



شکل ۶-۱۶۴- ولتاژ محور q استاتور



شکل ۶-۱۶۷- گشتاور الکترومغناطیسی مرجع



شکل ۶-۱۶۶- گشتاور الکترومغناطیسی

در این بخش از تخمینگر شبکه عصبی با آموزش همزمان برای تخمین سرعت موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت مورد استفاده قرار گرفت. سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج شبیه سازی نشان دهنده عملکرد مطلوب این تخمینگر می باشد. عملکرد این تخمینگر نسبت به حالت غیرهمزمان مطلوبتر می باشد.

۶-۶ خلاصه:

در این فصل در ابتدا شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی همراه با بلوک دیاگرامهای قسمتهای مختلف ارائه شد. سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصله، عملکرد قابل اطمینان این روش کنترلی بر روی موتور القایی را نشان می دهند.

در ادامه از روشهای تخمین سرعت برای تعیین مقدار سرعت موتور القایی بدون استفاده از حسگر سرعت استفاده نمودیم و روشهای تخمین سرعت MRAS و استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان و غیرهمزمان مورد استفاده قرار گرفت. سپس عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصله، عملکرد قابل اطمینان این روشهای تخمین سرعت موتور القایی را نشان می دهند. قابل ذکر است که تخمینگر سیستم با روش آموزش غیر همزمان در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می باشد و این اعوجاجات دارای ۳ درصد خطا در وضعیت مانا می باشد.

فصل هفتم:

نتیجه گیری

در این پایان نامه، ابتدا شبیه سازی کنترل برداری غیر مستقیم بر روی موتور القایی صورت گرفته است. نتایج حاصل از شبیه سازی با استفاده از نرم افزار Matlab Simulink حاکی از عملکرد مناسب این روش کنترلی در بازه های وسیع سرعت، بار گذاری و نواحی عبور از نقطه صفر می باشد.

در ادامه روشهای تخمین سرعت مورد بررسی قرار گرفتند و از میان آنها روش تخمین سرعت با شبکه عصبی و تخمینگر تطبیقی با مدل مرجع (MRAS) شبیه سازی گردیدند.

بررسی نتایج حاصل از شبیه سازی تخمینگر MRAS نشان دهنده کارکرد مطلوب این تخمینگر در بازه های وسیع سرعت، بارگذاری و نواحی عبور از نقطه صفر می باشد.

شبکه عصبی در دو حالت همزمان و غیرهمزمان آموزش داده شد. در شبکه عصبی با آموزش همزمان مقادیر وزنهای شبکه بصورت لحظه ای تعیین می گردند در صورتیکه در شبکه با آموزش غیرهمزمان، ابتدا شبکه آموزش داده می گردد و پس از آن وزنهای شبکه در مدت زمان کارکرد دارای مقادیر ثابتی می باشند. عملکرد سیستم در شرایط مختلف مورد بررسی قرار گرفته شد. نتایج حاصله، نشان دهنده عملکرد مناسب هر دو تخمینگر در شرایط مختلف کاری می باشد. قابل ذکر است که تخمینگر سیستم با روش آموزش غیر همزمان در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می باشد و این اعوجاجات دارای ۳ درصد خطا در وضعیت مانا می باشد.

برای ادامه کار پیشنهاد می‌گردد که در صورت امکان و عملی شدن یک رابطه و قانون کلی برای متغیرهای η و α (ضرایب یادگیری) و زمان نمونه برداری در حالت تخمین سرعت بصورت همزمان تعیین گردد که برای انواع موتورها با رنج های متفاوت قابل تعمیم باشد و نیاز به تعیین آنها با استفاده از روش سعی خطا نباشد.

- [١] B.K.Bose “*Power Electronics and AC drives*” Prentice Hall ,١٩٨٦
- [٢] M.Rashid “*Power Electronics Circuits, Devices and Applications*”
- [٣] R. Kaushik, K.Atso, M.Kouki, “*Sensorless Control of AC Motor Drive*”, IEEE Press ١٩٩٦
- [٤] H.K.Seong, S.P.Tae, T.P.Gwi, “*Speed sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation*”, IEEE Trans On industrial electronics Vol. ٤٨, No. ٣, June ٢٠٠١
- [٥] Ben-Brahim LTadakum S, “*Practical considerations for Sensorless Induction Motor Drive System*”, Proceedings of the ٢٤th Annual Conference of Industrial Electronics Society, IECON'٩٨, pp. ١٠٠٢- ١٠٠٧, ١٩٩٨
- [٦] D.Fodor, F.Ionescu, P.Delarue, D.Diana, J.P.G.Griva Six, “*Neural Networks Applied for Induction Motor Speed Sensorless Estimation*”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '٩٥, pp.١٨١- ١٨٦,١٩٩٥.
- [٧] Paul C.Krause “*Analysis of Electronic Machinery*”
- [٨] Chee-mun ong “*Dynamic Simulation of electrical machinery*” Prentice Hall .١٩٩٨
- [٩] Neural Network toolbox for use with Matlab
- [١٠] Laurence_Englewood cliffy “*Fundemental of Neural Network*”, Architecture Algorithms, Applications, Prective Hall ١٩٩٤
- [١١] H.Tajima, Y.Matsumoto, M.Kawano “*Speed sensorless Vector Control Method for an Induction Drive System*” Proc. Intl. Power Electron. Conf. ,Yokohama , pp .١٠٣٤-١٠٣٩ , ١٩٩٥
- [١٢] M.P.Kazmierkowski, R.Krishnan, F.Blaabjeg “*Control in power electronics*” Academic press, ٢٠٠٢

[۱۳] Fang-Zheng Peng, Tadashi Fukao “*Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors*” IEEE ۱۹۹۶, vol.۳۰, no. ۵, pp. ۱۲۳۴-۱۲۴۰.

[۱۴] Colin Schauder “*Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers*”, IEEE ۱۹۹۲, vol.۲۸, no.۵, pp. ۱۰۵۴-۱۰۶۱

[۱۵] H.Kubota, K.Matsuse and T.Nakano, “*DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*” IEEE Transactions on Industry Applications s. Vol.۲۹, No.۲, pp. ۳۴۴-۳۴۹, ۱۹۹۳

[۱۶] G.Henneberger, B.J.brunsbach, et all., “*Field-Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drive Without Mechanical Sensors Using a Kalman Filter*” EPE, Firenze, pp.۳,۶۶۴-۳,۶۷۱, ۱۹۹۱

[۱۷] Y.R.Kim, S.K.Sul, M.H.Park, “*Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Filter*” IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. ۳۰, No. ۵, pp. ۱۲۲۵-۱۲۳۳, ۱۹۹۴

[۱۸] مرتضی اسماعیلی، محسن نیاستی، احمد غلامی، محمدعلی شرکت معصوم “کنترل موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از شبکه های عصبی” یازدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، اریبهشت ۱۳۸۲

[۱۹] M.Ishida, K.Iwata, “*A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics*” IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. IA-۲۰, No. ۳, pp. ۵۷۵-۵۸۱, ۱۹۸۴

[۲۰] A.Ferrah, K.J.Bradley, G.M.Asher, “*Sensorless Speed Detection of Inverter Fed Induction Motors Using Rotor Slot Harmonics and Fast Fourier Transform*” IEEE Power Electronics Specialists Conference pp.۲۷۹-۲۸۶, ۱۹۹۲

[۲۱] صادق واعظ زاده، بهار جلالی فراهانی‌ریال “ارزیابی روشهای کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر مکانیکی با طراحی و مقایسه روشهای برتر تخمین سرعت بر پایه رویکرد حالت و شبکه‌های عصبی” هشتمین کنفرانس مهندسی برق ایران، اردیبهشت ماه ۱۳۷۹

[۲۲] M.Cirrincone, M.Pucci “*A New TLS based MRAS speed estimation with adaptive integration machine drives*” Trans. On Industry Applications, ۲۰۰۳

[۲۳] B.Piepenbreier, L.Sack “*Regenerative drive converter with line-frequency switched rectifier and without DC link components*” IEEE Trans. Trans. On Industry Applications, Germany ۲۰۰۴

[۲۴] D.Borgonovo, Y.R.D.Noveas “*A Three-Phase Three-Switch Two-Level PWM Rectifier*” Trans. On Industry Applications, ۲۰۰۳



تخمین سرعت در کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر سرعت با استفاده از شبکه های عصبی

مصطفی محمدیان

علی دستفان

علی نقدی نژاد

پژوهشکده برق سازمان پژوهشهای

دانشکده برق و ریاضیات دانشگاه صنعتی

دانشکده برق و ریاضیات دانشگاه صنعتی

علمی و صنعتی ایران

شاهرود

شاهرود

mohamadian@irost.com

dastfan@shahrood.ac.ir

ali_n_n@yahoo.com

۱- مقدمه

استفاده از موتور القایی امروزه بطور گسترده ای در صنعت، خصوصا در درایوهای سرعت متغیر، توسعه یافته است. علت این امر پایین بودن قیمت و هزینه نگهداری، بالا بودن ضریب اطمینان می باشند.

کنترل برداری بعنوان روشی موثر و کارا در کنترل سرعت موتور القایی شناخته شده است. استفاده از جهت یابی شار روتور در کنترل برداری بسیار مرسوم است زیرا شار روتور بطور مستقیم در تولید گشتاور دخالت دارد. در این روش سرعت روتور جهت تولید سیگنالهای فرمان مناسب در حلقه کنترل سرعت و یا در تخمین زاویه امتدادیابی شار بکار می رود. استفاده از حسگر سرعت جهت اندازه گیری سرعت روتور باعث افزایش قیمت و کاهش قابلیت اطمینان سیستم می شود و عاملی برای ورود اغتشاش و نویز به سیستم نیز می باشد. به همین دلیل تلاش زیادی برای حذف حسگر سرعت از سیستم کنترل برداری شده است و روشهای متعددی جهت تخمین سرعت روتور با استفاده از متغیرهای ماثن پیشنهاد شده است. از آن جمله می توان به فیلتر کالمن، تطبیق پارامترها

چکیده: مقدار دقیق سرعت یکی از پارامترهای مهم در کنترل موتور القایی می باشد در این مقاله تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی در کنترل برداری موتور القایی بجای حسگر سرعت ارایه شده است که در آن محاسبه سرعت با اندازه گیری جریان و ولتاژ انجام شده است. شبیه سازی سیستم با استفاده از نرم افزار Matlab Simulink به دو روش آموزش همزمان و غیرهمزمان انجام شده است. نتایج شبیه سازی در آموزش همزمان نشان دهنده عملکرد مطلوب تخمینگر سرعت می باشد. در این مقاله اثرات تغییر زمان نمونه برداری در روش آموزش همزمان برای بدست آوردن عملکرد بهینه ارایه شده است. تعداد ورودی های شبکه عصبی در مقایسه با تحقیقات قبلی انجام شده در روش آموزش همزمان کاهش داده شده است.

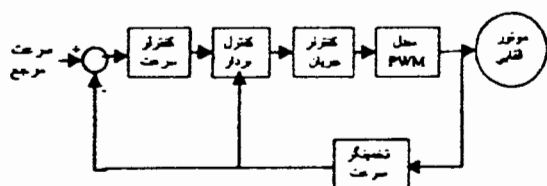
واژه های کلیدی: موتور القایی، کنترل برداری بدون حسگر

سرعت، شبکه عصبی، تخمینگر سرعت

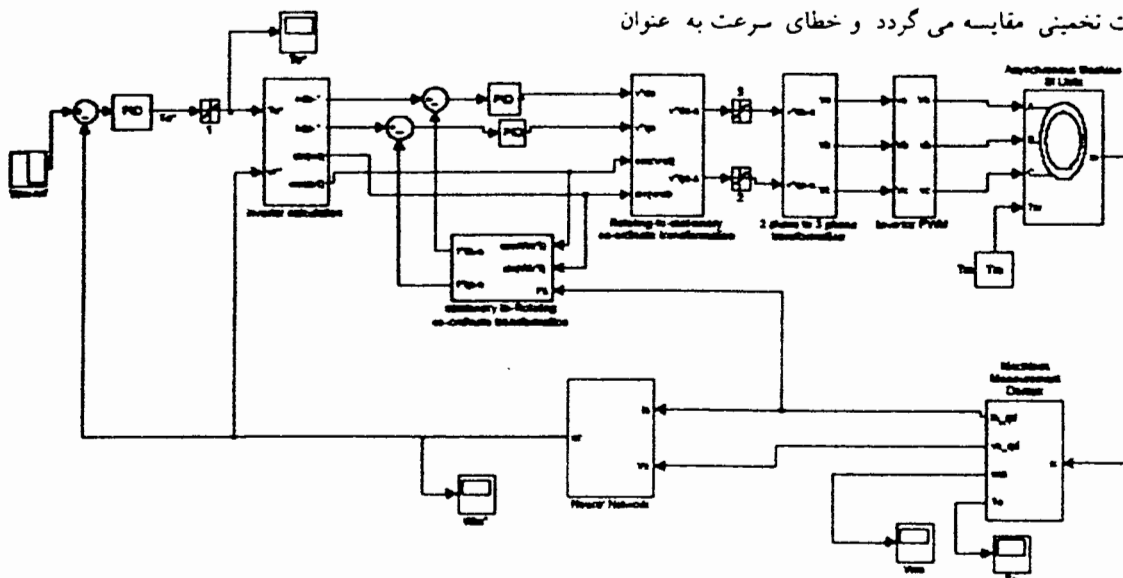
ورودی بلوک کنترلر سرعت که عموماً یک کنترلر PI باشد، وارد می گردد. بلوک کنترل برداری با استفاده از خروجی کنترلر سرعت که گشتاور مرجع می باشد، میزان جریانهای مرجع مورد نیاز برای عملکرد موتور در وضعیت کنترل برداری را مشخص می نماید. سپس کنترلر جریان، مقادیر فوق را به سگنالهای فرمان اینورتر تبدیل کرده و اینورتر ولتاژ مورد نیاز به موتور القایی را تامین می نماید. برای تخمینگر سرعت از شبکه های عصبی MLP استفاده شده است.

شکل (۲) بلوک دیاگرام شییه سازی موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از تخمینگر عصبی را نشان می دهد. بجای تخمینگر موجود در بخشهای بعدی دو تخمینگر عصبی با آموزش همزمان و غیر همزمان قرار می گیرد. ضرایب کنترلرهای PI مورد استفاده با استفاده از روش سعی و خطا بدست آمده است و دارای مقادیر ثابت در طی شییه سازی می باشد.

موتور بکار رفته یک موتور AEG ۲ اسب بخار می باشد که مشخصات آن در جدول شماره (۱) موجود می باشد.



شکل ۱- بلوک دیاگرام سیستم کنترل برداری غیر مستقیم بدون حسگر سرعت



شکل ۲: بلوک دیاگرام شییه سازی موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از تخمینگر عصبی

با مدل مبناء استفاده از معادلات حالت و استفاده از شبکه عصبی نام برد که هر کدام دارای مزایا و معایبی می باشند [۱]. شبکه های عصبی در تخمین سرعت موتور القایی هم در روشهای کنترل اسکالر [۲] و هم در روشهای برداری [۳، ۴] مورد استفاده قرار می گیرد. همچنین تخمین سرعت با استفاده از شبکه های عصبی عموماً به دو روش اجرا می گردد. در روش اول شبکه عصبی به عنوان جایگزین جبران ساز سیستم [۲، ۴] و در روش دوم بعنوان جایگزین جبران ساز و مدل جریانی شار استفاده می گردد [۳-۵].

در این مقاله پس از معرفی بلوک دیاگرام سیستم عملکرد شبکه عصبی به دو روش آموزش همزمان (online) و غیر همزمان (offline) مورد بررسی قرار گرفته و هر دو روش شییه سازی شده و نتایج آنها ارایه گردیده است. در ادامه در روش آموزش همزمان اثرات تغییر زمان نمونه برداری مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین در این مقاله تعداد ورودیهای مورد نیاز برای عملکرد شبکه عصبی در روش آموزش غیر همزمان نسبت به مقاله [۴] کاهش داده شده است. بدون اینکه در عملکرد سیستم مشکلی بوجود آید.

۲- معرفی سیستم

بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل برداری غیر مستقیم در شکل (۱) نشان داده شده است. در این شکل سرعت مرجع با سرعت تخمینی مقایسه می گردد و خطای سرعت به عنوان

$r_s = 3.8$	Power = 1.5 (kw)
$r_r = 6.93$	$f = 50$ (Hz)
$i_r = i_s = 0.0635$	Vline = 280 (v)
$p = 2$	Wt-nominal = 2800 rpm
	$J = 0.005$

جدول ۱- مشخصات موتور

واقعی موتور، باعث ایجاد خطا میان خروجی شارها می گردد. از این خطا برای تنظیم لحظه ای وزن نرونهاى شبکه عصبی استفاده می شود. با حداقل نمودن خطای تعلیم، خروجی شبکه عصبی سرعت واقعی موتور را دنبال می نماید. معادله (۲) را می توان بصورت زیر تخمین زد:

$$\hat{\lambda}_r(k) = w_1 x_1 + w_2 x_2 + w_3 x_3 \quad (3)$$

که در آن:

$$w_1 = 1 - \frac{T}{T_r}, w_2 = w_r(k-1)T, w_3 = \frac{L_m}{T_r}T$$

$$x_1 = I\lambda_r(k-1), x_2 = J\lambda_r(k-1), x_3 = Ii_r(k-1)$$

و T زمان نمونه برداری می باشد.

معادله (۳) را می توان به عنوان یک مدل شبکه عصبی با دو لایه و وزنهاى w_1, w_2, w_3 جایگزین نمود. خطای بین شار تخمینی و شار مدل مرجع بصورت زیر می باشد.

$$\varepsilon(k) = \lambda_r^*(k) - \hat{\lambda}_r(k) \quad (4)$$

مقدار وزنهاى زمانی بدست می آید که تابع انرژی زیر مینیمم گردد.

$$E = \frac{1}{2} \varepsilon^2(k) \quad (5)$$

همانطور که ملاحظه می کنید فقط وزن w_r متغیر می باشد و تغییرات آن از رابطه زیر بدست می آید.

$$\Delta w_r(k) \propto -\frac{\partial E}{\partial w_r} = -\frac{\partial E}{\partial \hat{\lambda}_r(k)} \frac{\partial \hat{\lambda}_r(k)}{\partial w_r} \quad (6)$$

$$= -\delta(k)x_3$$

که در آن:

$$\delta(k) = \frac{\partial E}{\partial \hat{\lambda}_r(k)} = \left(\lambda_r^*(k) - \hat{\lambda}_r(k) \right)^T$$

$$\Delta w_r(k) = \left(\hat{\lambda}_r(k) - \hat{\lambda}_r^*(k) \right)^T J \hat{\lambda}_r(k-1) \quad (7)$$

$$w_r(k) = w_r(k-1) + \eta \Delta w_r(k) \quad (8)$$

$$\hat{w}_r(k) = \hat{w}_r(k-1) + \eta \Delta w_r(k) \quad (9)$$

که در آن η مقدار ضریب آموزش (training coefficient) می باشد. برای بهبود کیفیت سرعت تخمینی موتور و بدست آوردن نرخ یادگیری بهتر (learning rate) می توان بجای معادله فوق از رابطه زیر استفاده نمود.

$$\hat{w}_r(k) = \hat{w}_r(k-1) + \eta \Delta w_r(k) + \alpha \Delta w_r(k-1) \quad (10)$$

۲-۱- معادلات سینم

معادلات کلی شار، ولتاژ، جریان و گشتاور موتور القایی کنترل برداری در [۷] می باشد. پس از نمونه برداری جریان و ولتاژ، شار از روابط (۱) و (۲) که در دستگاه مرجع ساکن می باشد بدست می آید. رابطه (۱) را رابطه ولتاژی و رابطه (۲) را رابطه جریانی شار می نامیم.

$$\frac{d\bar{\lambda}_r^*}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(\bar{V}_r^* - R_r \bar{i}_r^* - \sigma L_r \frac{d\bar{i}_r^*}{dt} \right) \quad (1)$$

$$\frac{d\bar{\lambda}_r^*}{dt} = - \left(\frac{1}{T_r} I + w_r J \right) \bar{\lambda}_r^* + \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s^* \quad (2)$$

که در آن:

$$\bar{V}_r^* = \begin{bmatrix} V_{dr}^* \\ V_{qr}^* \end{bmatrix}, \bar{\lambda}_r^* = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^* \\ \lambda_{qr}^* \end{bmatrix}, \bar{i}_r^* = \begin{bmatrix} i_{dr}^* \\ i_{qr}^* \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ ثابت زمانی موتور و $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ ضریب کمبود می باشد. که در آن $\lambda_{dr}^*, \lambda_{qr}^*, i_{dr}^*, i_{qr}^*$ شار روتور، روتور و مغناطیس شوندگی می باشد.

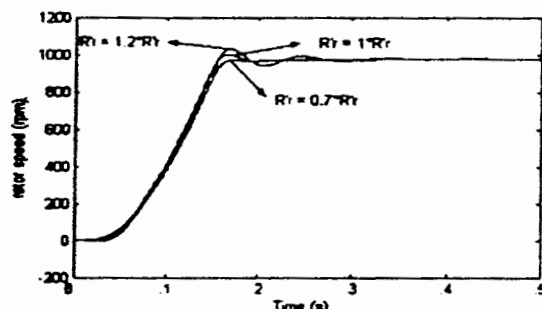
معادله (۱) وابسته به سرعت روتور نمی باشد و شار واقعی روتور را تولید می کند. معادله (۲) وابسته به سرعت روتور می باشد.

۳- تخمین سرعت با استفاده از شبکه عصبی با

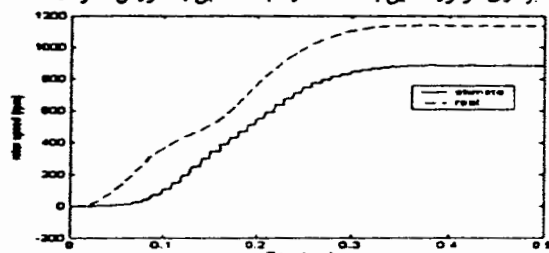
آموزش همزمان

در این حالت از یک شبکه عصبی دو لایه برای تخمین سرعت روتور استفاده شده است و سرعت روتور به عنوان خروجی شبکه در نظر گرفته می شود. وزن نرون ها در طول کار درایو مقادیر ثابتی ندارند و بصورت لحظه ای تغییر می کنند.

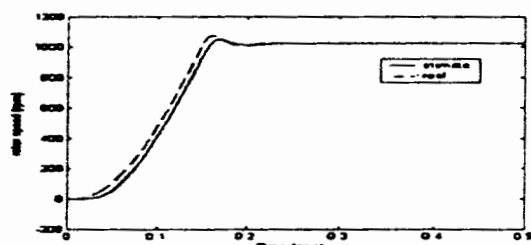
به جای معادله (۲) می توان شبکه عصبی با وزنهاى قابل تنظیم قرار داد. هرگونه اختلاف میان سرعت تخمینی و سرعت



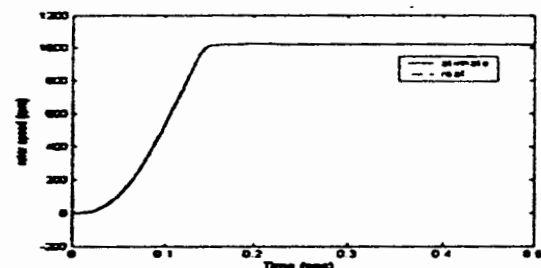
شکل ۵- نمودار سرعت به ازای تغییرات مقاومت استاتور در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



شکل ۶- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۱۰ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



شکل ۷- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۱ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



شکل ۸- سرعت به ازای زمان نمونه برداری ۰.۱ میلی ثانیه در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان

۲-۳- انتخاب زمان نمونه برداری مناسب

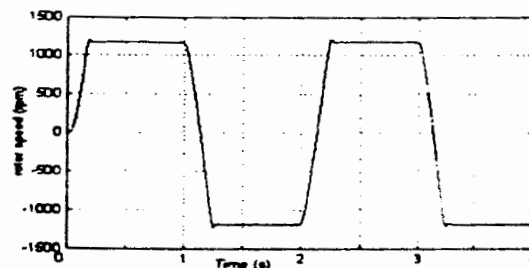
از آنجا که شیبه سازی سیستم و در نهایت اجرای عملی آن بصورت دیجیتال (discrete) صورت می پذیرد، بررسی اثر زمان نمونه برداری در کیفیت پاسخ از اهمیت بالایی برخوردار می باشد. اهمیت این مساله در وابستگی رابطه (۲) به زمان نمونه برداری نیز مشخص می گردد.

همگرایی دینامیکی شبکه عصبی وابسته به دو مقدار ضریب یادگیری (learning coefficient)، η و α می باشد.

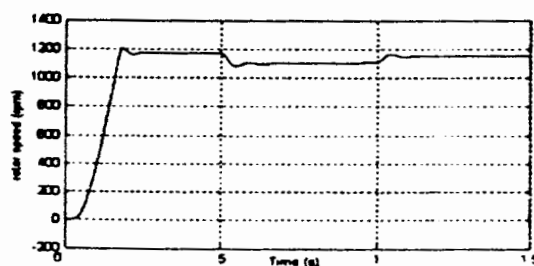
۱-۳- نتایج شیبه سازی

در این بخش با استفاده از برنامه Matlab Simulink شیبه سازی کنترل سرعت یک موتور القایی بدون حسگر سرعت به روش برداری که در قسمت قبلی شرح داده شده، با استفاده از تخمینگر عصبی صورت می گیرد.

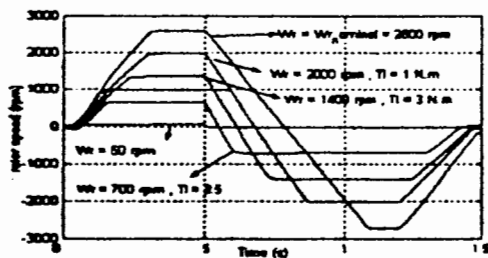
شکل (۳) مقدار سرعت تخمینی در تغییر جهت سرعت مرجع به شکل موج مربعی را نشان می دهد. شکل (۴) منحنی سرعت به ازای اعمال گشتاور پله بار از ۰ به ۳ نیوتن متر در لحظه ۰.۵ ثانیه و از ۳ به ۱ نیوتن متر در لحظه ۱ ثانیه را نشان میدهد. شکل (۵) منحنی و سرعت به ازای تغییرات مقاومت روتور را نشان می دهد. همانطور که از شکل‌های (۳)، (۴) مشاهده می شود، عملکرد تخمینگر سرعت در حالات گذرا و مانا در شرایط بارگذاری و عبور از نقطه صفر بسیار مطلوب می باشد مطابق شکل (۵) عملکرد تخمینگر به ازای تغییرات مقاومت روتور مطلوب می باشد.



شکل ۳- نمودار سرعت به ازای اعمال سرعت مرجع مربعی به سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



شکل ۴- نمودار سرعت به اعمال گشتاور پله در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش همزمان



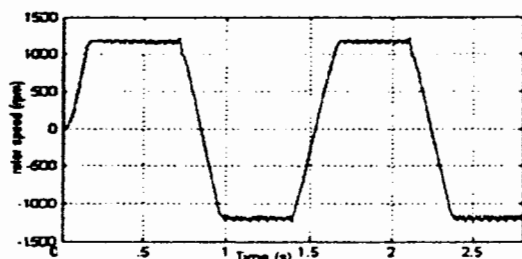
شکل ۱۰- ورودی های مختلف برای آموزش شبکه عصبی

است. سپس شبکه فوق با مجموعه ورودی های مختلف تعلیم داده شد. ورودی های آموزش شبکه باید به صورتی باشند که مهمترین حالات مختلف کارکرد موتور را تحت پوشش قرار دهند (شکل ۱۰). این شبکه یک شبکه MLP سه لایه با یک لایه مخفی می باشد. از تابع خطی در لایه خروجی و تابع سیگموئیدال در لایه مخفی استفاده شده است.

بررسی مقالات ارائه شده در زمینه شبکه های عصبی نشان می دهد که بررسی پایداری شبکه های عصبی هنوز موضوع تحقیقاتی می باشد که پاسخ مناسبی برای آن یافت نشده است. علیرغم مطلب فوق عموماً جهت بررسی عملکرد شبکه های عصبی از تست عملکرد کنترلر به ازای شرایط کاری مختلف که در اطلاعات آموزش گنجانده نشده است، استفاده می گردد

۴-۱- تایید شبیه سازی

شبیه سازی های گوناگونی با شرایط کاری متفاوت برای تصدیق کارایی تخمینگر عصبی سرعت انجام گرفته است. شکل (۱۱) مقدار سرعت تخمینی در تغییر جهت سرعت مرجع به شکل موج مربعی را نشان می دهد. شکل (۱۲) منحنی سرعت به ازای اعمال گشتاور به بار از ۰ به ۳ نیوتن متر را نشان می دهد. شکل های (۱۳) و (۱۴) بترتیب منحنی های سرعت نامی و سرعت به ازای تغییرات مقاومت روتور را نشان می دهد

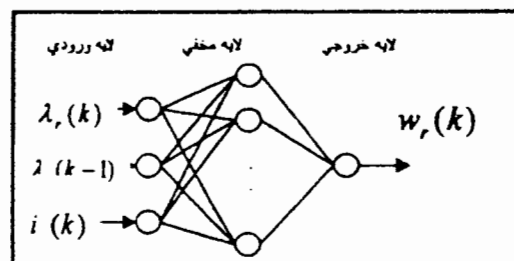


شکل ۱۱- نمودار سرعت به ازای اعمال سرعت مرجع مربعی به سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی غیر همزمان

در این قسمت تاثیر تغییر زمان نمونه برداری بر کیفیت سرعت تخمین زده شده بوسیله شبکه عصبی با آموزش همزمان نشان داده می شود. شکل های (۶) تا (۸) بترتیب تخمین سرعت با زمان های نمونه برداری ۱۰، ۱ و ۰٫۱ میلی ثانیه را نشان می دهد. همانطور که از اشکال (۶) تا (۸) مشاهده می کنید با کاهش زمان نمونه برداری دقت تخمینگر بالاتر می رود و شکل شماره (۸) با زمان نمونه برداری ۰٫۱ میلی ثانیه دلاری کیفیت تخمین سرعت مطلوبی می باشد. بنابراین زمان ۰٫۱ میلی ثانیه را به عنوان زمان نمونه برداری در نظر گرفتیم.

۴- شبیه سازی تخمین سرعت موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از شبکه عصبی با آموزش غیر همزمان

در این روش ابتدا شبکه عصبی با آموزش غیر همزمان براساس داده های نمونه برداری شده از سیستم تعلیم داده می شود. در این مقاله از یک شبکه عصبی پرسپترون سه لایه با الگوریتم آموزش پس-انتشار (Back propagation) استفاده شده است. سرعت روتور به عنوان خروجی شبکه می باشد. بررسی رابطه (۲) نشان می دهد که ورودی های مورد نیاز شبکه جریان استاتور و شار روتور در همان لحظه و لحظه قبل برای تخمین سرعت روتور می باشد، بعلاوه عدم وجود رابطه ریاضی بین سرعت روتور و گشتاور بار و گشتاور الکترومغناطیسی، از این دو پارامتر بعنوان ورودی شبکه عصبی استفاده نمی گردد. در تحقیقات قبلی از ورودی های بیشتر شامل گشتاور بار و گشتاور الکترومغناطیسی ماشین نیز استفاده شده است [۴]. شکل (۹) ساختار داخلی این شبکه عصبی را نشان می دهد. برای نمونه برداری از جریانه ها و شارها از مدار کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر سرعت استفاده شده



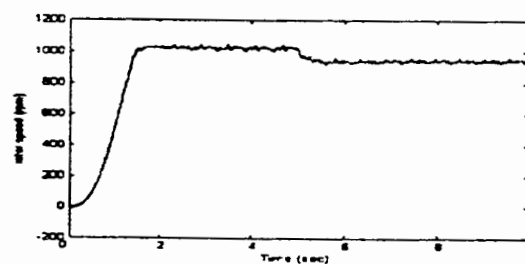
شکل ۹- ساختار داخلی شبکه عصبی

۵- نتیجه گیری

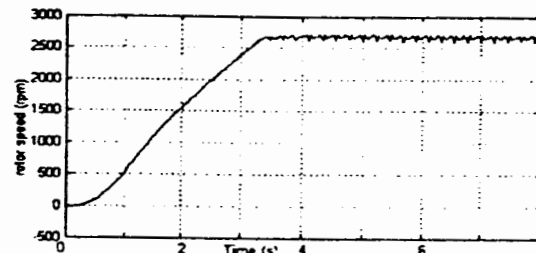
در این مقاله از شبکه عصبی در تخمین سرعت سیستم کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر سرعت استفاده گردیده است. این تخمینگر در دو حالت آموزش همزمان و غیرهمزمان مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج حاصل از شبیه سازی با استفاده از نرم افزار Matlab Simulink حاکی از عملکرد مناسب هر دو روش در بازه های وسیع سرعت، بار گذاری و نواحی عبور از نقطه صفر می باشد. قابل ذکر است که تخمینگر سیستم با روش آموزش غیر همزمان در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می باشد و این اعوجاجات دارای ۳ درصد خطا در وضعیت مانا می باشد.

۶- مراجع

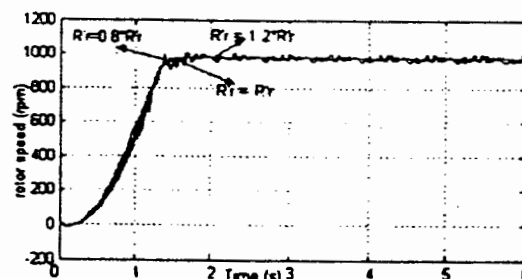
- [۱] R. Kaushik, K. Atsou, M. Kouki, "Sensorless Control of AC Motor Drive", IEEE Press ۱۹۹۶
- [۲] H.K. Seong, S.P. Tae, T.P. Gwi, "Speed sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", IEEE Trans. On industrial electronics Vol. ۴۸, No. ۳, June ۲۰۰۱
- [۳] Ben-Brahim L. Tadakum S., "Practical considerations for Sensorless Induction Motor Drive System", Proceedings of the ۲۲th Annual Industrial Electronics Conference of ۱۰۰۷, ۱۹۹۸ Society, IECON'۹۸, pp. ۱۰۰۲۰
- [۴] D. Fodor, F. Ionescu, P. Delarue, D. Diana, J.P. G. Griva Six, "Neural Networks Applied for Induction Motor Speed Sensorless Estimation", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '۹۵, pp. ۱۸۱-۱۸۶, ۱۹۹۵.
- [۵] M.P. Kazmierkowski, D.L. Sobczuk, P.Z. Filipek, "Sensorless Control of Induction Motor Using a Neural Network for Speed Estimation", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '۹۷, pp. ۱۲۲۲-۱۲۲۶, ۱۹۹۷
- [۶] مرتضی اسماعیلی، محسن نبیانی، احمد غلامی، محمدعلی شرکت معصوم "کنترل موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از شبکه های عصبی" یازدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، لویهشت ۱۳۸۲
- [۷] B.K. Bose "Power Electronics and AC Drives" Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Hersey ۱۹۸۶



شکل ۱۲- نمودار سرعت با اعمال گشتاور بار پله به سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان



شکل ۱۳- نمودار سرعت نامی در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان



شکل ۱۴- نمودار سرعت به ازای تغییرات مقاومت روتور در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی با آموزش غیرهمزمان

مطابق شکل‌های (۱۱) الی (۱۴) سرعت تخمینی سیستم با روش آموزش غیرهمزمان در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می باشد. این اعوجاجات به میزان ۳ درصد بوده و در صورتیکه در محدوده قابل قبول برای بار موتور باشد قابل صرف نظر کردن می باشد. بطور کلی همانطور که از اشکال فوق مشاهده می شود، عملکرد تخمینگر در حالات مانا و گذرا در شرایط بارگذاری و عبور از نقطه صفر در حالت آموزش غیرهمزمان مطلوب می باشد. اما در مقایسه با روش آموزش همزمان از کیفیت تخمین ضعیف تری برخوردار می باشد. همچنین مطابق شکل (۱۴) عملکرد تخمینگر به ازای تغییرات مقاومت روتور مطلوب می باشد.

طراحی و آموزش یک شبکه عصبی خارج از خط برای کنترل بدون حسگر موتورهای القایی

مصطفی محمدیان^۳

علی دستفان^۲

علی نقدی نژاد^۱

گروه قدرت دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود
ali_n_n@yahoo.com

چکیده

در این مقاله یک شبکه عصبی خارج از خط برای تخمین سرعت موتور القایی بدون حسگر طراحی گردیده است. روشهای مختلف آموزش برای طراحی این شبکه عصبی به ازای تعداد تکرار معین و تعداد نرون های متغیر مورد بررسی قرار گرفته است. سپس تعداد نرون مناسب به ازای حداقل خطا در هر روش را بدست آوردیم. با استفاده از اطلاعات بدست آمده فوق در مرحله بعد، تعداد تکرار آموزش را به ازای تعداد نرون بدست آمده، افزایش دادیم و الگوریتم با حداقل خطا را بدست آوردیم. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که الگوریتم لیونبرگ-مارکوارت دارای دقت بالاتری نسبت به سایر الگوریتمها می باشد. همچنین نتایج این شبیه سازی تعداد لایه های مخفی شبکه را یک لایه و تعداد نرونها را ۳۰ عدد مشخص نمود. پس از مشخص گردیدن ساختار شبکه عصبی، این شبکه در سیستم کنترل برداری موتور القایی به عنوان تخمینگر سرعت استفاده گردید. شبیه سازی انجام شده با استفاده از نرم افزار Simulink برنامه MATLAB انجام پذیرفت. نتایج شبیه سازی نشان دهنده عملکرد مطلوب روش پیشنهادی به همراه خطای ناچیز می باشد.

واژه های کلیدی: موتور القایی- شبکه عصبی با آموزش غیر همزمان- تخمین سرعت.

۱- مقدمه

محرکه های الکتریکی موتور القایی در روند عملیات کنترل خود به سرعت موتور القایی در هر لحظه نیازمندند. این سرعت بمنظور تبدیل متغیرهای مختلف (عموما جریان و ولتاژ استاتور) از قالب مرجع استاتور به سنکرون و بالعکس بکار برده می شوند. همچنین در صورتیکه محرکه الکتریکی بمنظور کنترل سرعت بکار رود سرعت موتور به عنوان فیدبک در حلقه کنترل سرعت بکار گمارده می شوند. بنابراین محاسبه سرعت روتور در محرکه های الکتریکی الزامی است. ساده ترین روش اندازه گیری سرعت بوسیله حسگر سرعت (انکدر یا تاکومتر) از روی محور موتور می باشد. اما بکارگیری حسگر سرعت در محرکه الکتریکی مشکلاتی از قبیل نصب حسگر سرعت، پائین آمدن قابلیت اطمینان سیستم، اضافه شدن هزینه حسگر سرعت و ناتوانی عملکرد محرکه الکتریکی در محیطهای کاری نامساعد را ایجاد می کند. بنابراین سعی می شود که با حذف حسگر سرعت و جایگزینی آن با یک تخمینگر سرعت از مواجه شدن با مشکلات فوق اجتناب گردد. برای این منظور تخمینگرهای سرعت متنوعی تاکنون بکار گرفته شده است که هر کدام دارای مزایا و معایب منحصر به خویش است [۱].

^۱- دانشجوی کارشناسی ارشد قدرت، دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود

^۲- استادیار گروه قدرت دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود

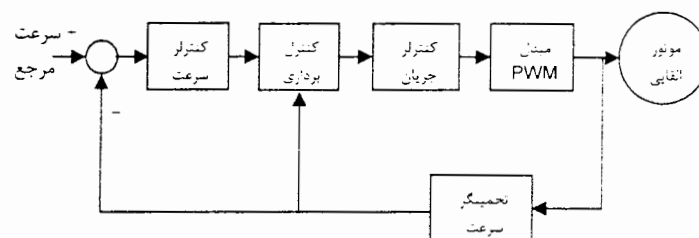
^۳- استادیار گروه قدرت دانشکده برق دانشگاه تربیت مدرس

شبکه های عصبی برگرفته از ساختار مغز انسان می باشند و بصورت لایه لایه تعریف گردیده اند که هر لایه شامل تعدادی المان به نام نرون می باشد. این لایه ها با اتصالات و وزنهای (weight) مشخص به یکدیگر مرتبط می باشند. این شبکه ها عموماً برای شبیه سازی عملکرد مغز انسان در سیستمهای هوش مصنوعی مورد استفاده قرار می گیرد. شبکه های عصبی دارای مزایایی از جمله قابلیت یادگیری، تحمل خطا (Fault Tolerate) و قابل تعمیم (Generalization) می باشند. شبکه های عصبی دارای ساختارهای متفاوتی از جمله تک لایه (perceptrons)، پیش خورده (Feedforward) و پس خورده (Recurrent) می باشند. شبکه عصبی تک لایه عموماً برای طبقه بندی (classification) و روش پیش خورده (بدون فیدبک داخلی) عموماً برای سیستمهای غیرخطی استاتیک استفاده می گردند. روش پس خورده دارای فیدبکهای داخلی می باشد و عموماً برای سیستمهای غیرخطی دینامیک استفاده می گردند. هرکدام از روشهای فوق الذکر دارای الگوریتم های آموزشی متفاوتی می باشند.

در این مقاله برای تخمین سرعت در یک سیستم کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر، از یک شبکه عصبی پیش خورده استفاده گردیده است. روشهای مختلفی برای آموزش شبکه های عصبی پیش خورده وجود دارند که مهمترین آنها پس انتشار (BackPropagation) می باشد. روش پس انتشار یک روش گرادیان نزولی (gradient descent) می باشد که وزنهای سیستم براساس گرادیان خطای شبکه اصلاح می گردند. عموماً زمان آموزش شبکه پس انتشار طولانی می باشد. روشهای جدیدی نیز ارائه گردیده اند که سبب کاهش زمان آموزش روش پس انتشار می گردد. در این مقاله با استفاده از یک الگوریتم کامپیوتری، روشهای مختلف آموزش پس انتشار و تعداد نرون های این شبکه، مشخص گردیده اند. این شبکه در تخمین سرعت سیستم کنترل سرعت موتور القایی بدون حسگر استفاده گردیده است.

۲- ساختار سیستم

ساختار کلی یک سیستم کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر در شکل (۱) نشان داده شده است. در این سیستم، سرعت مرجع با سرعت تخمینی مقایسه می گیرد و خطای سرعت به کنترلر سرعت که یک کنترلر خطی PI، وارد می گردد. خروجی کنترلر سرعت به همراه سرعت تخمین زده شده اطلاعات مورد نیاز را در اختیار بلوک کنترل برداری که یک کنترلر غیر خطی می باشد قرار می دهد. خروجی کنترلر برداری که فرمانهای جریان استاتور موتور القایی می باشد، توسط بلوک کنترلر جریان (کنترلر PI) به فرمانهای ولتاژ موتور تبدیل می گردند. این فرمانها نهایتاً توسط بلوک PWM شامل یک یکسوکننده و اینورتر می باشد به موتور اعمال می گردد. این سیستم عموماً در کنترل حرکت با دینامیک سریع در صنعت مورد استفاده قرار می گیرد. لازم به ذکر است که ضرایب PI کنترلرهای سرعت و جریان با استفاده از روش سعی و خطا بدست آمده اند.



شکل ۱- بلوک دیگران سیستم کنترل برداری غیرمستقیم بدون حسگر سرعت

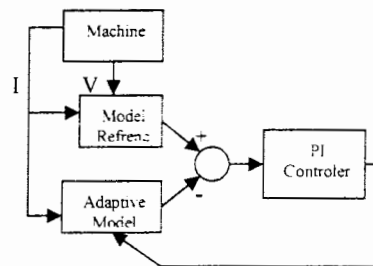
روشهای متفاوتی برای تخمین سرعت موتور تانکون پیشنهاد گردیده است [۱]. عموماً این روشها بر اساس مقایسه معادلات شار صورت می پذیرد. از مقایسه خطای بین معادلات جریانی و ولتاژی شار، سرعت موتور تعیین می گردد. (شکل ۲) این معادلات عبارتند از:

$$\frac{d\bar{\lambda}_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(\bar{V}_s^s - R_s \bar{i}_s^s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s^s}{dt} \right) \quad (1)$$

$$\frac{d\bar{\lambda}_r^s}{dt} = - \left(\frac{1}{T_r} I + w_r J \right) \bar{\lambda}_r^s + \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s^s \quad (2)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad \text{موتورو زمانی ثابت } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \bar{V}_s^s = \begin{bmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \end{bmatrix}, \bar{\lambda}_r^s = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix}, \bar{i}_s^s = \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{که}$$

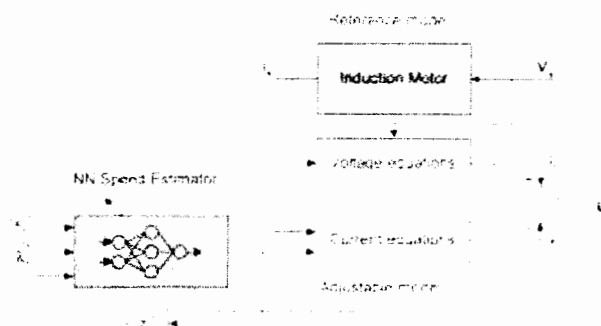
ضریب کمبود می باشد. که در آن λ_r^s شار روتور، L_m, L_r, L_s به ترتیب: اندوکتانسهای استاتور، روتور و مغناطیس شوندگی می باشند. معادله (۱) وابسته به سرعت روتور نمی باشد و شار واقعی روتور را تولید می کند. معادله (۲) وابسته به سرعت روتور می باشد.



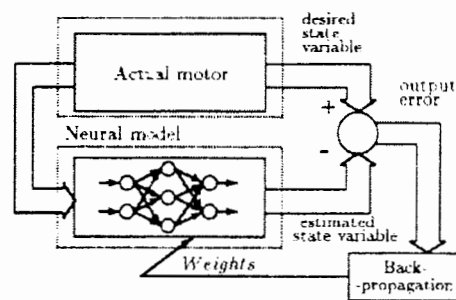
شکل ۲- تخمین سرعت با مقایسه معادلات جریانی و ولتاژی شار

استفاده از شبکه عصبی در روش فوق الذکر به دو صورت امکان پذیر می باشد. تخمینگر عصبی می تواند جایگزین کنترلر خطی (PI) شود [۲،۶] (شکل ۳) و یا جایگزین کنترلر خطی PI و معادله جریانی شار گردد [۳-۵] (شکل ۴). در این مقاله از روش دوم استفاده گردیده است.

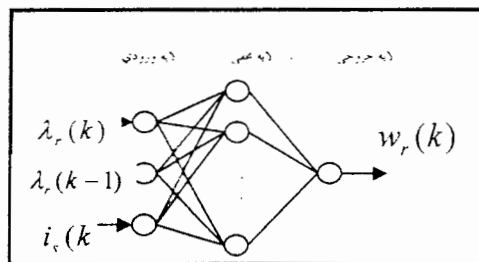
این شبکه عصبی را می توان به دو صورت خارج از خط (Offline) و روی خط (Online) طراحی و آموزش داد. مقایسه این دو تخمینگر توسط نویسندگان این مقاله قبلاً ارائه گردیده است [۷]. در این مقاله نحوه طراحی و آموزش شبکه عصبی خارج از خط به عنوان تخمینگر سرعت بررسی گردیده است. بررسی رابطه (۲) نشان می دهد که ورودی های مورد نیاز شبکه عصبی، جریان استاتور و شار روتور در همان لحظه و لحظه قبل می باشد [۷]. شکل (۵) ورودی ها و خروجی های مورد نیاز شبکه عصبی را نشان می دهد.



شکل ۳- تخمینگر عصبی جایگزین کنترلر خطی (PI)



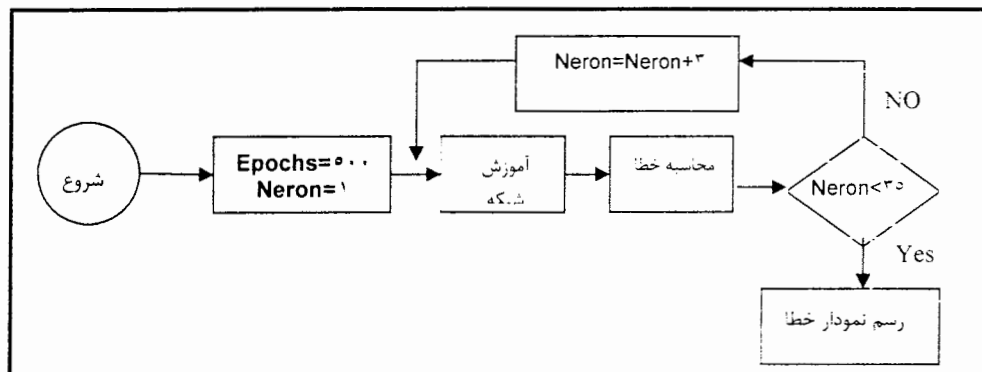
شکل ۴ - تخمینگر عصبی جایگزین کنترلر خطی (PI) و معادله جریانی شار



شکل ۵ - ساختار ورودیها و خروجی شبکه عصبی خارج از خط

۳- طراحی شبکه عصبی خارج از خط

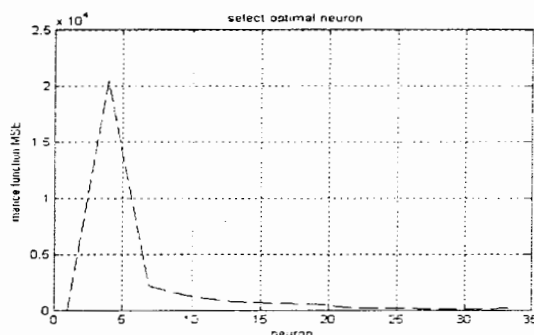
روش های پس انتشار متفاوتی برای آموزش عصبی خارج از خط وجود دارد. این روشها دارای نحوه محاسبات، سرعت و حافظه مورد نیاز متفاوتی می باشد. استفاده از هر کدام از این روشها بستگی به شرایط و سیستم مورد استفاده دارد. برای انتخاب بهترین روش آموزش و طراحی بهینه ساختار شبکه عصبی یک برنامه کامپیوتر طراحی گردیده است. این برنامه کامپیوتری بطور اتوماتیک کمترین تعداد نرون مورد نیاز و بهترین روش آموزش را تعیین می کند. این انتخاب بر اساس کمترین خطای شبکه عصبی صورت پذیرفته است. نحوه عملکرد این برنامه در فلوجارت شکل (۶) نمایش داده شده است. در این فلوجارت تعداد تکرار ۵۰۰ انتخاب گردیده است. سپس به ازای تعداد نرونهای مختلف شبکه عصبی آموزش داده شده است و خطای نهایی ذخیره گردیده است. در هر مرحله (iteration) این فلوجارت تعداد نرونها به اندازه ۳ اضافه می گردد و این عمل تا ماکزیمم ۳۵ ادامه پیدا می نماید. در پایان میزان خطا به تعداد نروپی متفاوت در یک شکل رسم می گردد. این الگوریتم



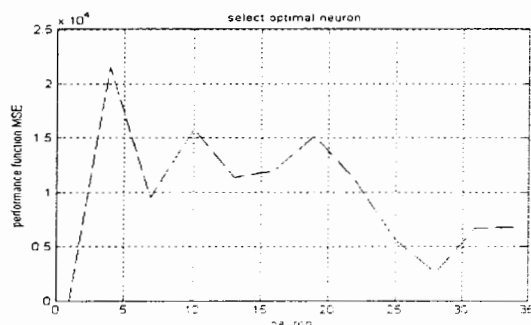
شکل ۶ - فلوجارت محاسبه بهترین الگوریتم

برای روشهای مختلف پس انتشار شامل پس انتشار ارتجاعی (Resilient backpropagation)، مارکوارت-لیونبرگ (Levenberg-Marquardt)، گرالدین درهم فلچر (Fletcher-Reeves conjugate gradient)، گرالدین درهم (Basic gradient descent) انجام پذیرفته است. نتایج این مقایسه در شکل‌های (۷) الی (۱۰) نشان داده شده است.

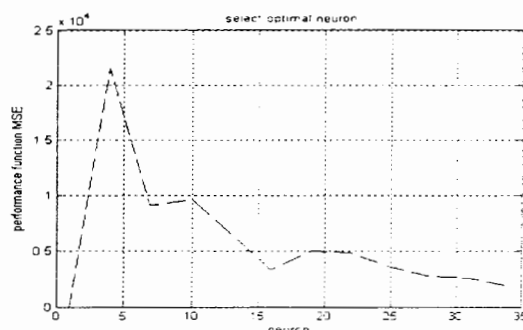
در ابتدا نمودار خطای هر روش را با تعداد تکرار ۵۰۰ بدست آوردیم. با استفاده از نمودار فوق تعداد نرون به ازای حداقل خطا را بدست آوردیم. در مرحله بعد، تعداد تکرار آموزش را به ازای تعداد نرون بدست آمده، به ۲۰۰۰ افزایش دادیم و الگوریتم با حداقل خطا را بدست آوردیم. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که الگوریتم لیونبرگ-مارکوارت دارای دقت بالاتری نسبت به سایر الگوریتمها می باشد. از آنجائیکه شرایط اولیه آموزش بصورت تصادفی (random) انتخاب گردیده است. مراحل فوق به ازای شرایط اولیه مختلفی تکرار گردیده است که نتایج آن موید انتخاب روش فوق می باشد. لازم به ذکر است که اطلاعات آموزش (test data) به نحوی انتخاب گردیده است که نقاط کار مختلف موتور را در برگیرد. شکل (۱۱) نمودار خطای روش فوق با ۲۰۰۰ تکرار و ۳۰ نرون را نشان می دهد. مقدار خطا در حدود ۰.۲ می باشد.



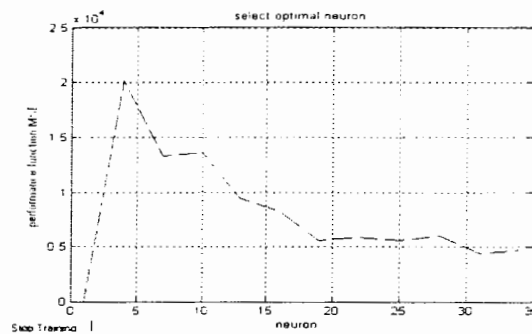
شکل ۷- نمودار خطا با الگوریتم Resilient backpropagation



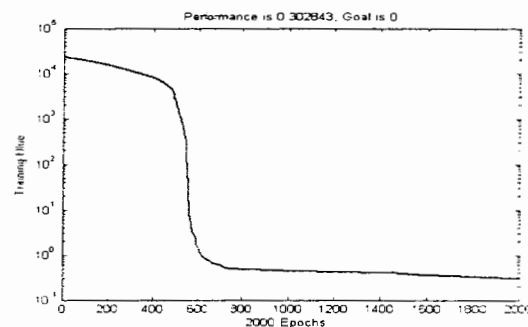
شکل ۸- نمودار خطا با الگوریتم Levenberg-Marquardt



شکل ۹- نمودار خطا با الگوریتم Basic gradient descent



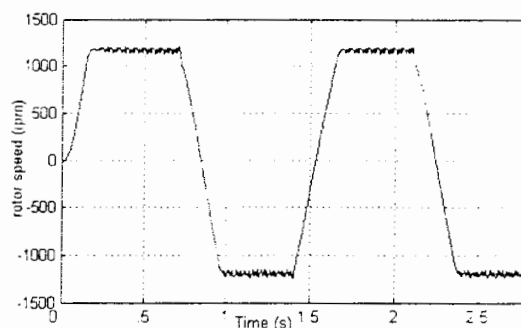
شکل ۱۰- نمودار خطا با الگوریتم Fletcher-Reeves conjugate gradient



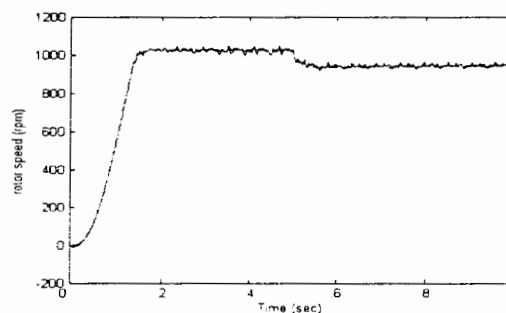
شکل ۱۱- نمودار خطا با الگوریتم Levenberg-Marquardt به ازای ۲۰۰۰ تکرار و ۳۰ نرون

۴- نتایج شبیه سازی

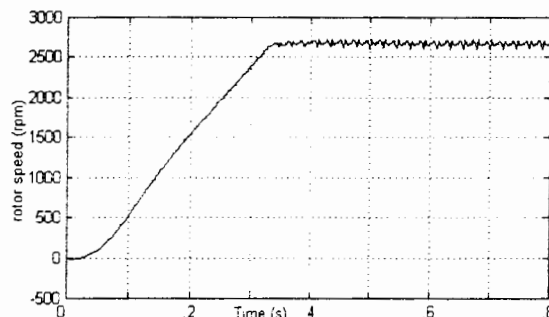
شبیه سازی های گوناگونی با شرایط کاری متفاوت برای تصدیق کارایی تخمینگر عصبی سرعت انجام گرفته است. شکل (۱۲) مقدار سرعت تخمینی در تغییر جهت سرعت مرجع به شکل موج مربعی را نشان می دهد. شکل (۱۳) منحنی سرعت به ازای اعمال گشتاور پله بار از ۰ به ۳ نیوتن متر را نشان می دهد. شکل های (۱۴) و (۱۵) بترتیب منحنی های سرعت نامی و سرعت به ازای تغییرات مقاومت روتور را نشان می دهد مطابق شکل های (۱۲) الی (۱۵) سرعت تخمینی سیستم با روش آموزش خارج از خط در موقعیت مانا دارای اعوجاجاتی می باشد. این اعوجاجات به میزان ۳ درصد بوده و در صورتیکه در محدوده قابل قبول برای بار موتور باشد، قابل صرف نظر کردن می باشد. بطور کلی همانطور که از اشکال فوق مشاهده می شود، عملکرد تخمینگر در حالات مانا و گذر در شرایط بار گذاری و عبور از نقطه صفر در حالت آموزش غیر همزمان مطلوب می باشد.



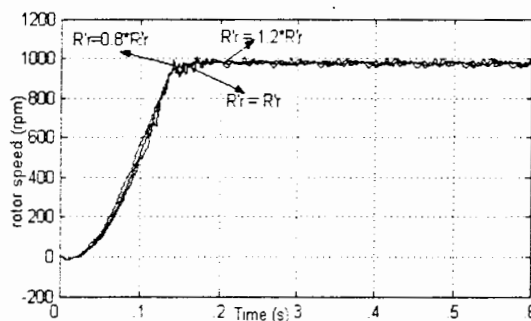
شکل ۱۲- نمودار سرعت به ازای اعمال سرعت مرجع مربعی به سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی



شکل ۱۳ - نمودار سرعت با اعمال گشتاور بار پله به کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی



شکل ۱۴ - نمودار سرعت نامی در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی



شکل ۱۵ - نمودار سرعت به ازای تغییرات مقاومت روتور در سیستم کنترل برداری موتور القایی با استفاده از شبکه عصبی

۵- نتیجه گیری

در این مقاله طراحی یک شبکه عصبی خارج از خط جهت تخمین سرعت موتور القایی با کنترل برداری و بدون حسگر انجام گرفته است. روش های مختلف آموزش پس انتشار، همین تعداد نرونها بهینه جهت رسیدن به حداقل خطای آموزش توسط یک برنامه کامپیوتری بررسی گردیده است. نتایج شبیه سازی حاکی از عملکرد با دقت بالاتر روش Levenberg-Marquard. با یک لایه مخفی و ۳۰ نرون می باشد. ماکزیمم خطای خروجی سرعت تخمین زده شده با این روش ۳ درصد اندازه گیری شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی حاکی از عملکرد مطلوب سیستم طراحی شده می باشد.

مراجع

۱. R. Kaushik ,K. Atsou , M. Kouki, "Sensorless Control of AC Motor Drive" ,IEEE Press ۱۹۹۶
۲. H.K. Seong, S.P. Tae, T.P. Gwi, "Speed sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", IEEE Trans On industrial electronics Vol. ۴۸, No. ۳, June ۲۰۰۱
۳. Ben-Brahim L. Tadakum S., "Practical considerations for Sensorless Induction Motor Drive System", Proceedings of the ۲۴th Annual Conference of Industrial Electronics Society, IECON'۹۸, pp. ۱۰۰۲- ۱۰۰۷, ۱۹۹۸
۴. D. Fodor , F. Ionescu, P. Delarue , D. Diana , J.P.G. Griva Six, "Neural Networks Applied for Induction Motor Speed Sensorless Estimation", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '۹۵, pp. ۱۸۱- ۱۸۶, ۱۹۹۵.
۵. M.P. Kazmierkowski , D.L. Sobczuk, P.Z. Filipek, "Sensorless Control of Induction Motor Using a Neural Network for Speed Estimation", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '۹۷, pp. ۱۲۴۲- ۱۲۴۶, ۱۹۹۷
۶. مرتضی اسماعیلی، محسن نیاستی، احمد غلامی، محمدعلی شرکت معصوم "کنترل موتور القایی بدون سنسور سرعت با استفاده از شبکه های عصبی" یازدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، اردیبهشت ۱۳۸۲
۷. علی نقدی نژاد، علی دستفان، مصطفی محمدیان "تخمین سرعت در کنترل برداری موتور القایی بدون حسگر سرعت با استفاده از شبکه های عصبی" سیزدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، اردیبهشت ۱۳۸۴

Abstract:

In high performance control of induction machines, Rotor speed is an essential parameter. Measurement of speed by using speed sensors from the motor shaft is the simplest way. But using speed sensors in electrical drives may increase cost, reduce system performance and introduce noise to the system. Thus it is important to replace the speed sensors with speed estimator for solving these problems.

Nowadays, neural network are used to estimate different events in engineering systems. As induction machines have complex behaviors and an exact linear model is not available. Therefore neural network is very suitable for this type of systems as it is based on statistic information and can learn behavior from system.

In this thesis, first, indirect vector control of a 1.5 KW induction machine is designed and simulated. Then performance of this system is checked in different condition. Different method of speed estimation, such as neural network and model reference adaptive system (MRAS) estimator, are designed and simulated for this induction machine. The neural network was trained online and offline and its performance have been evaluated. Simulation results show the good performance of the designed speed estimator used in vector control of induction machine.

Key Words: Induction machine, Vector control, Neural network, Speed estimator

University of Shahrood

Neural Network control of sensorless vector control of
Induction machines

By: Ali Naghdinezhad

Under Supervision of dr. Ali Dastfan

September 2005

