www.takbook.com

بسم الله الرحمن الرحیم

www.takbook.com

تقدیم به ساحت مقدس امام
مهدی(عج اللّه تعالی فرجه الشریف)
سلامتی و تعجیل در فرج حضرت
ولیعصر ارواحنا له الفداء صلوات

www.takbook.com

راه‌اندازهای الکتریکی پیشرفته

آنالیز، مدلسازی، کنترل

نویسندگان:
ریک دِ دانکر
دوکو پول
آندره ولتمن

مترجم:
مجتبی اسماعیلی

۱۴۰۰

www.takbook.com

سرشناسه : د دانکر، ریک؛ De Doncker, Rik
عنوان و نام پدیدآور : راه‌اندازهای الکتریکی پیشرفته؛ آنالیز، مدلسازی، کنترل/ نویسندگان اریک ددانکر، دوکو پول، آندره ولتمن؛ مترجم مجتبی اسماعیلی.
مشخصات نشر : تهران: انتشارات بی‌تا، ۱۴۰۰.
مشخصات ظاهری : ۷۱۲ ص.: مصور (رنگی)، جدول، نمودار.
شابک : 978-622-98682-8-7
وضعیت فهرست نویسی : فیپا
یادداشت : عنوان اصلی: Advanced electrical drives Analysis, Modeling, control. 2011.
یادداشت : کتاب حاضر نخستین بار با عنوان "محرکه‌های الکتریکی پیشرفته: تحلیل، مدل‌سازی، کنترل" با ترجمه سیدمحمد دهقان توسط انتشارات میعاد اندیشه در سال ۱۳۹۸ ترجمه و منتشر شده است.
عنوان دیگر : محرکه‌های الکتریکی پیشرفته: تحلیل، مدل‌سازی، کنترل.
موضوع : کنترل‌کننده‌های برقی -- الگوهای ریاضی
Electric controllers -- Mathematical models
موتورهای برقی -- کنترل الکترونیکی
Electric motors -- Electronic control
شناسه افزوده : پولی، داکو دبلیو ج.
شناسه افزوده : Pulle, Duco W. J.
شناسه افزوده : ولتمن، آندره
شناسه افزوده : Veltman, André
شناسه افزوده : اسماعیلی، مجتبی، ۱۳۶۹ -، مترجم
رده بندی کنگره : TK۲۸۵۱
رده بندی دیویی : ۶۲۱/۴۶
شماره کتابشناسی ملی : ۸۷۴۱۳۴۴

راه‌اندازهای الکتریکی پیشرفته

کنترل، مدل‌سازی، تحلیل

- ناشر: نشر بی‌تا
- نویسندگان: اریک دِ دانکر/ دوکو پول/ آندره ولتمن
- ترجمه: مجتبی اسماعیلی
- طراح جلد: فرهاد انوشه
- نوبت چاپ: اول
- سال چاپ: ۱۴۰۱
- شمارگان: ۵۰
- شابک جلد۱: ۹۷۸-۶۲۲-۹۸۶۸۲-۸-۷
- چاپ: مهراب
- لیتوگرافی: ناب نگار
- صحافی: الف

دفتر انتشارات:
تهران، خیابان جمهوری
خیابان دانشگاه، کوچه بهار
پلاک ۳، واحد ۵

تلفن:
۶۶۹۶۲۸۰۲

پایگاه اینترنتی:
www.bitapub.ir

www.takbook.com

فهرست مطالب

پیشگفتار ۱۵

مقدمه مولف ۱۹

سپاسگذاری ۲۳

مقدمه مترجم ۲۵

۱ مروری بر راه‌اندازهای الکتریکی نوین ۲۷

۱-۱- مقدمه ۲۷

۱-۲- فناوری‌های به کار رفته در راه‌اندازها ۳۰

۱-۲-۱- ماشین‌های الکتریکی ۳۱

۱-۲-۲- مبدل‌های قدرت ۳۶

۱-۲-۳- کنترل و لینک‌های مخابراتی تعبیه‌شده ۳۹

۱-۳- اصول طراحی راه‌انداز ۴۳

۱-۴- نمونه‌ی آزمایشگاهی ۴۸

۲ مدولاسیون برای مبدل‌های الکترونیک قدرت ۵۱

۲-۱- مقدمه ۵۱

۲-۲- مبدل نیم‌پل تک‌فاز ۵۴

۲-۳- مبدل تمام‌پل تک‌فاز ۶۱

۲-۴- مبدل سه‌فاز ۶۷

۲-۴-۱- مدولاسیون بردار فضایی ۷۵

۲-۵- اثرات زمان مرده ۸۳

۲-۶- مثال‌های شبیه‌سازی ۸۷

۲-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مبدل نیم‌پل با مدولاسیون پهنای پالس.. ۸۷

۲-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: مبدل نیم‌پل با مدولاسین پهنای پالس و اثر زمان مرده ۹۱

۲-۶-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: مبدل تمام‌پل با مدولاسیون پهنای پالس.. ۹۳

www.takbook.com

۲-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدوله‌کننده‌ی پهنای پالس سه‌فاز با متمرکزکننده‌ی پالس ۹۷
۲-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مبدل سه‌فاز با مدولاسیون پهنای پالس ۱۰۲
۲-۶-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: مبدل ساده‌شده‌ی سه‌فاز بدون مدولاسیون پهنای پالس.. ۱۰۵

۳ کنترل جریان بار تعمیم‌یافته ۱۰۹

۳-۱- کنترل جریان بار تک‌فاز ۱۱۰
۳-۱-۱- کنترل جریان هیسترزیس ۱۱۰
۳-۱-۲- کنترل جریان بر پایه‌ی مدل ۱۱۴
۳-۱-۳- کنترل جریان بر پایه‌ی مدل افزوده ۱۲۲
۳-۲- کنترل جریان یک بار سه‌فاز ۱۲۴
۳-۲-۱- کنترل جریان هیسترزیس سه‌فاز ۱۲۸
۳-۲-۲- کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل ۱۳۹
۳-۲-۳- کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل افزوده ۱۴۸
۳-۲-۴- طیف فرکانسی کنترل‌کننده‌های جریان هیسترزیس و بر پایه‌ی مدل ۱۵۱
۳-۳- مثال‌های شبیه‌سازی ۱۵۳
۳-۳-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: کنترل جریان تک‌فاز هیسترزیس ۱۵۳
۳-۳-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: کنترل جریان تک‌فاز بر پایه‌ی مدل... ۱۵۵
۳-۳-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: کنترل جریان تک‌فاز هیسترزیس از نوع روش جعبه ۱۵۸
۳-۳-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل.... ۱۶۲
۳-۳-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل بدون PWM و با استفاده از رهیافت ساده‌شده ۱۶۶

۴ اصول مربوط به راه‌اندازی ۱۷۱

۴-۱- مفاهیم ITF و IRTF ۱۷۲
۴-۲- اصول مربوط به کنترل گشتاور الکترومغناطیسی ۱۷۹
۴-۲-۱- ماشین DC ۱۸۱
۴-۲-۲- ماشین سنکرون ۱۸۵

www.takbook.com

۴-۲-۳- ماشین القایی ۱۸۹
۴-۳- رفتار دینامیکی راه‌انداز ۱۹۲
۴-۳-۱- حرکت خطی و دورانی ۱۹۳
۴-۳-۲- انتقال دورانی به انتقالی ۱۹۸
۴-۳-۳- انتقال چرخ‌دنده ۲۰۰
۴-۳-۴- مدل دینامیکی رانشگر ۲۰۳
۴-۴- اصول مربوط به طراحی حلقه‌ی کنترلی سرعت شفت ۲۰۷
۴-۵- مثال‌های شبیه‌سازی ۲۱۳
۴-۵-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: راه‌انداز سنکرون مقدماتی ۲۱۳
۴-۵-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: راه‌انداز آسنکرون (القایی) مقدماتی.... ۲۱۵
۴-۵-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: راه‌انداز DC مقدماتی ۲۱۸
۴-۵-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مثالی از رفتار دینامیکی راه‌انداز......... ۲۲۰
۴-۵-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مثال مثالی از طراحی حلقه‌ی کنترل سرعت ۲۲۱
۵ مدل‌سازی و کنترل ماشین‌های DC ۲۲۷
۵-۱- ماشین‌های DC تحریک مستقل و کنترل‌شده با جریان ۲۲۹
۵-۱-۱- مدل نمادین ماشین DC ۲۳۰
۵-۱-۲- مدل کلی ماشین DC ۲۳۳
۵-۲- مدل جهت‌دار میدان برای ماشین ۲۳۴
۵-۳- کنترل ماشین‌های DC تحریک مستقل ۲۳۸
۵-۳-۱- روش اجرای کنترل‌کننده ۲۳۸
۵-۳-۲- مرزهای عملیاتی راه‌انداز ۲۴۰
۵-۳-۳- استفاده از مدل بر پایه‌ی IRTF منبع جریان ۲۵۲
۵-۳-۴- استفاده از یک منبع ولتاژ با یک کنترل جریان بر پایه‌ی مدل ۲۵۴
۵-۴- مثال‌های شبیه‌سازی ۲۵۷
۵-۴-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مدل منبع جریان یک ماشین DC جاروبک‌دار با واحد کموتاسیون تیغه‌ای ۲۵۷
۵-۴-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: مدل‌سازی یک ماشین DC جاروبک‌دار متصل‌شده به

www.takbook.com

یک منبع جریان و منبع ولتاژ ۲۶۰
۵-۴-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: موتور DC جاروبک‌دار متصل شده به منبع جریان با کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان ۲۶۳
۵-۴-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: بهره‌برداری راه‌انداز DC با استفاده از کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و یک کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان ۲۶۷
۵-۴-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: راه‌انداز DC با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و حلقه‌ی کنترلی سرعت شفت ۲۷۲
۵-۴-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: نتایج آزمایشگاهی ماشین DC ۲۷۵
۶ مفاهیم مربوط به مدل‌سازی ماشین سنکرون ۲۷۹
۶-۱- ماشین غیر برجسته ۲۸۰
۶-۱-۱- مدل نمادین یک ماشین غیر برجسته ۲۸۱
۶-۱-۲- مدل کلی ۲۸۳
۶-۱-۳- مدل جهت‌دار روتور: ماشین سنکرون غیر برجسته ۲۸۵
۶-۱-۴- تجزیه و تحلیل حالت پایدار ۲۸۸
۶-۲- ماشین سنکرون برجسته ۲۹۵
۶-۲-۱- مدل کلی ۲۹۸
۶-۲-۲- مدل جهت‌دار روتور برای ماشین سنکرون برجسته ۲۹۹
۶-۲-۳- تجزیه و تحلیل حالت پایدار ۳۰۳
۶-۳- مثال‌های شبیه‌سازی ۳۰۸
۶-۳-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مدل دینامیکی یک ماشین سنکرون غیر برجسته ۳۰۸
۶-۳-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: تجزیه و تحلیل حالت پایدار یک ماشین سنکرون غیر برجسته ۳۱۱
۶-۳-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: مدل دینامیکی یک ماشین سنکرون تحریک شده با شارپیوندی استاتور برای اثبات مفهوم جهت‌دار شار روتور ۳۱۴
۶-۳-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدل دینامیکی یک ماشین سنکرون با برجستگی قابل تنظیم ۳۱۸

www.takbook.com

۶-۳-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: تجزیه و تحلیل حالت پایدار برای یک ماشین سنکرون قطب برجسته ۳۲۰

۷ کنترل راه‌اندازهای ماشین سنکرون ۳۲۳

۷-۱- اصول مربوط به کنترل‌کننده ۳۲۴

۷-۲- کنترل ماشین‌های سنکرون غیر برجسته ۳۲۷

۷-۲-۱- بهره‌برداری در حضور محدودیت‌های راه‌انداز ۳۲۸

۷-۲-۲- بهره‌برداری تضعیف میدان برای راه‌اندازهای غیر برجسته‌ی PM ۳۳۵

۷-۲-۳- تضعیف میدان برای راه‌اندازهای غیر برجسته‌ی PM با کنترل شار پیوندی استاتور ثابت ۳۴۵

۷-۲-۴- تضعیف شار برای راه‌انداز غیربرجسته‌ی تحریک شده به صورت الکتریکی با کنترل شار استاتور ثابت و ضریب توان واحد ۳۴۹

۷-۳- کنترل ماشین‌های سنکرون برجسته ۳۵۵

۷-۴- پیاده سازی واحد کنترل جهت‌دار میدان برای یک ما شین سنکرون کنترل شده باجریان ۳۶۳

۷-۵- پیاده‌سازی واحد کنترل جهت‌دار میدان برای یک ماشین سنکرون متصل‌شده به منبع ولتاژ ۳۶۵

۷-۶- مثال‌های شبیه‌سازی ۳۶۹

۷-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: راه‌انداز سنکرون غیر برجسته ۳۶۹

۷-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: راه‌انداز سنکرون غیر برجسته، بهره‌برداری با شار استاتورثابت ۳۷۲

۷-۶-۳- مثال شبیه سازی ۳: راه‌انداز سنکرون غیر برجسته، بهره‌برداری با ضریب توان واحد ۳۷۵

۷-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: راه‌انداز سنکرون برجسته ۳۷۹

۷-۶-۵- مثال شبیه سازی ۵: راه‌انداز سنکرون برجسته‌ی PM با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل ۳۸۲

۷-۶-۶- مثال شبیه سازی ۶: نتایج آزمایشگاهی مربوط به یک راه‌انداز سنکرون غیر برجسته‌ی PM ۳۸۷

www.takbook.com

۸ مفاهیم مربوط به مدل‌سازی ماشین القایی...................................۳۹۳

۸-۱- ماشین القایی با روتور قفس‌سنجابی ۳۹۴

۸-۲- مدل‌های با اندوکتانس نشتی صفر برای ماشین‌های القایی ۳۹۶

۸-۲-۱- مدل بر پایه‌ی IRTF برای ماشین القایی.........................۳۹۷

۸-۲-۲- مدل جهت‌دار میدان ۳۹۹

۸-۳- مدل ماشین با اندوکتانس‌های نشتی ۴۰۵

۸-۳-۱- مدل پایه‌ای IRTF...۴۰۵

۸-۳-۲- مدل جامع بر پایه‌ی IRTF...۴۰۷

۸-۳-۲-۱- مدل IRTF بر پایه‌ی شار روتور ۴۱۶

۸-۳-۲-۲- مدل IRTF بر پایه‌ی شار استاتور ۴۱۹

۸-۳-۳- مدل جامع جهت‌دار قاب ساکن ۴۲۰

۸-۳-۴- مدل جامع جهت‌دار میدان (UFO) ۴۲۲

۸-۳-۴-۱- مدل جهت‌دار شار روتور ۴۲۷

۸-۳-۴-۲- مدل جهت‌دار شار استاتور ۴۳۲

۸-۳-۵- نمودار دایره‌ای ماشین القایی (جهت‌دار قاب سنکرون) ۴۳۴

۸-۳-۶- تجزیه و تحلیل حالت ماندگار ماشین‌های القایی متصل شده به منبع ولتاژ...۴۳۶

۸-۴- شناسایی پارامترها و مقادیر تخمینی آن‌ها برای اندازه‌ی شار پیوندی استاتور وروتور ۴۴۰

۸-۵- ماشین‌های القایی تک‌فاز ۴۴۳

۸-۵-۱- تجزیه و تحلیل حالت پایدار ماشین‌های القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار ۴۵۰

۸-۶- مثال‌های شبیه‌سازی ۴۶۱

۸-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مدل ساده‌شده‌ی ماشین القایی ۴۶۱

۸-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: مدل جامع ماشین القایی ۴۶۳

۸-۶-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: مدل جامع جهت‌دار ساکن برای ماشین القایی ۴۶۶

www.takbook.com

۸-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدل جهت‌دار شار برای ماشین کنترل‌شده با جریان و نشتی صفر ۴۶۸

۸-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مدل جامع جهت‌دار میدان (UFO) برای ماشین کنترل‌شده با جریان ۴۷۰

۸-۶-۶- مثال شبیه سازی ۶: تخمین پارامترها با استفاده اطلاعات پلاک ماشین با مقاومت استاتور معلوم ۴۷۲

۸-۶-۷- مثال شبیه‌سازی ۷: ماشین القایی متصل شده به شبکه ۴۷۶

۸-۶-۸- مثال شبیه‌سازی ۸: مشخصه‌های حالت پایدار یک ماشین القایی متصل شده به شبکه ۴۷۸

۸-۶-۹- مثال شبیه‌سازی ۹: ماشین القایی تک‌فاز متصل شده به شبکه ۴۸۰

۹ کنترل راه‌اندازهای ماشین القایی ۴۸۵

۹-۱- کنترل نسبت ولتاژ به فرکانس (V/f) ۴۸۶

۹-۱-۱- کنترل‌کننده‌ی سرعت ساده با استفاده از الگوریتم V/f ۴۹۰

۹-۱-۲- کنترل‌کننده‌ی گشتاور V/f با حسگر سرعت شفت ۴۹۵

۹-۲- کنترل جهت‌دار میدان ۴۹۹

۹-۲-۱- اصول مربوط به کنترل‌کننده ۵۰۱

۹-۲-۲- ساختار کنترل‌کننده ۵۰۴

۹-۲-۳- ساختار واحد UFO ۵۰۶

۹-۲-۴- بررسی واحد IFO که از سرعت شفت یا زاویه‌ی شفت اندازه‌گیری شده استفاده می‌کند ۵۰۸

۹-۲-۵- بررسی واحد DFO با حسگرهای شار شکاف هوایی ۵۱۰

۹-۲-۶- بررسی DFO با حسگر سیم‌پیچی ۵۱۶

۹-۲-۷- بررسی واحد DFO با تبدیل‌کننده‌های ولتاژ و جریان ۵۱۴

۹-۲-۸- بررسی DFO با تبدیل‌کننده‌ی جریان و سرعت شفت ۵۱۶

۹-۳- محدودیت‌های عملیاتی برای کنترل جهت‌دار شار روتور ۵۱۸

۹-۴- تضعیف شار برای راه‌اندازهای IM جهت‌دار شار روتور ۵۲۵

www.takbook.com

۹-۵- پیاده سازی کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان برای یک ما شین القایی کنترل شده با جریان ۵۳۲
۹-۶- پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان برای یک ماشین القایی متصل شده به منبع ولتاژ ۵۳۶
۹-۷- مثال‌های شبیه‌سازی ۵۴۱
۹-۷-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: راه‌انداز V/f ساده‌شده ۵۴۱
۹-۷-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: راه‌انداز V/f با حس‌گر سرعت شفت... ۵۴۶
۹-۷-۳- مثال شبیه سازی ۳: کنترل جامع جهت‌دار میدان (UFO) برای مدل یک ماشین بر پایه‌ی منبع جریان و با زاویه‌ی شفت معلوم ۵۴۹
۹-۷-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: راه‌انداز ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO و کنترل جریان بر پایه‌ی مدل ۵۵۴
۹-۷-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: راه‌انداز ماشین القایی جهت‌دار شار روتور با کنترل‌کننده‌ی UFO وکنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان ۵۶۰
۹-۷-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: نتایج آزمایشگاهی یک ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO ۵۶۸
۱۰ سیستم‌های راه‌انداز رلوکتانسی سوئیچ‌شونده ۵۷۳
۱۰-۱- مفاهیم پایه‌ای ماشین ۵۷۶
۱۰-۲- اصول بهره‌برداری ۵۸۰
۱۰-۲-۱- مفهوم موتور تک‌فاز ۵۸۰
۱۰-۲-۲- اصول مربوط به تولید گشتاور تبدیل انرژی ۵۸۲
۱۰-۲-۳- ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده‌ی تک‌فاز: یک مثال خطی ۵۹۱
۱۰-۲-۴- مفاهیم مربوط به مدل‌سازی ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده .. ۶۰۳
۱۰-۲-۵- نمایش مشخصه‌های مغناطیس‌شوندگی ۶۰۷
۱۰-۲-۶- مفاهیم مربوط به مبدل و کنترل ۶۰۹
۱۰-۲-۷- مثالی از بهره‌برداری راه‌انداز در سرعت پایین و بالا ۶۱۴
۱۰-۳- ماشین‌های چندفازه ۶۲۱
۱۰-۳-۱- مفاهیم مربوط به مبدل ۶۲۳

www.takbook.com

۱۰-۴- کنترل راه‌اندازهای رلوکتانسی سوئیچ‌شونده ۶۲۷
۱۰-۴-۱- مشخصه‌ها و محدوده‌ی بهره‌برداری راه‌انداز ۶۲۷
۱۰-۴-۲- جنبه‌های عملیاتی راه‌انداز ۶۳۰
۱۰-۴-۳- کنترل مستقیم گشتاور لحظه‌ای (DITC) ۶۴۸
۱۰-۵- نمایش عددی ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده ۶۵۸
۱۰-۶- مثال‌های شبیه‌سازی ۶۶۳
۱۰-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: تجزیه و تحلیل یک ماشین SR خطی با تحریک جریان ۶۶۳
۱۰-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: ماشین SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس ۶۶۷
۱۰-۶-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: ماشین SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی PWM ۶۷۰
۱۰-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدل SR غیر خطی چهارفازه با تحریک ولتاژ و کنترل هیسترزیس ۶۷۳
۱۰-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل مستقیم گشتاور لحظه‌ای (DITC) ۶۷۸
اختصارات ۶۸۳
فهرست نمادها ۶۸۵
فهرست شاخص ها ۶۹۱
مراجع ۷۰۵

www.takbook.com

www.takbook.com

پیش گفتار

ارزش یک کتاب تا حدود زیادی توسط این عامل تعیین می شود که ساختار آن به خوبی بتواند موضوعات مورد نظر را به صورت عمیق و گسترده به خواننده آموزش دهد. ساختاری در این کتاب فراهم شده است که بتواند هدف ذکر شده را برای مهندسانی فراهم کند که به دنبال فناوری‌های کلیدی برای گستره‌ی وسیعی از سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی هستند.

برای رسیدن به این هدف عاقلانه است که در فصول ابتدایی کتاب مطالب رایج اما مهم در خصوص ساختار مبدل‌های قدرت و مسائل مربوط به آن‌ها و هم‌چنین استفاده‌ی عملی مبدل‌های الکترونیک قدرت مطرح و درک شوند. هم‌چنین مطالب پایه‌ای برای فهم عمیق و درست دو رهیافت بنیادی مربوط به تنظیم‌کننده‌های جریان مطرح شده است که این دو رهیافت عبارتند از: کنترل هیسترزیس و کنترل بر پایه‌ی مدل. با فراهم شدن یک پس‌زمینه‌ی دقیق و عمیق در خصوص مبدل‌های قدرت و تنظیم‌کننده‌های جریان، بقیه‌ی کتاب می‌تواند روی مفهوم سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی پیشرفته تمرکز کند که برای دسته‌بندی بزرگی از ماشین‌های الکتریکی منحصر به فرد هستند؛ از جمله این دسته‌بندی‌ها می‌توان به ماشین‌های DC، ماشین‌های سنکرون AC، ماشین‌های القایی AC و ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده اشاره کرد.

از ساختارهای رایج به دلیل مزایای زیادی که دارند، استفاده شده است. به منظور توسعه‌ی یک اصولی برای مدل‌سازی و کنترل، ماشین‌هایی که به طور غالب از نوع ماشین‌های نیروی لورنتس هستند (یعنی ماشین‌های DC، AC سنکرون و AC القایی آسنکرون) همگی با استفاده از یک ترانسفورماتور ایده‌آل

www.takbook.com

گردان مدل شده‌اند. با اعمال این روش به ما شین‌های DC، نحوه‌ی مرتبط کردن آن با ماشین‌های AC نیز مشخص می‌شود. از واحدهای رایج استفاده شده است تا یک یکنواختی در بحث بین انواع مختلف ماشین ایجاد گردد و با محیط مدل‌سازی در شبیه‌سازی نیز به‌طور مستقیم سازگار باشد. از یک ساختار مشابه برای کنترل واحدهای ماشین به طور گسترده استفاده شده است.

بسیار کمک‌کننده و مفید خواهد بود که مطالب کتاب در خصوص مدل‌سازی ما شین از کنترل سیستم‌های راه‌انداز تفکیک شوند. پایه و ا صول در مدل سازی ما شین به گونه‌ای مطرح شده ا ست که چنین کنترلی را بتوان به طور منطقی از روش راه‌اندازی کلاسیک تا پیشرفته مطرح کرد. از آنجایی که چنین ما شین‌هایی رفته رفته کاربردهای بسیاری پیدا می‌کنند، بهتر است که هر دو نوع ماشین سنکرون مغناطیس دائم سطحی و داخلی مورد بررسی قرار بگیرند. نحوه‌ی عملکرد در خصوص بهره‌برداری‌های در میدان ضعیف نیز بسیار حساس و مهم است. در نظر گرفتن محدودیت‌هایی از قبیل حداکثر جریان، حداکثر شار، حداکثر گشتاور بر شار و حداکثر گشتاور بر آمپر باعث می‌شود که محدوده‌ی بهره‌برداری از راه‌اندازهای ما شین خیلی نام‌شخص شوند. از ساختار کنترل میدانی کلی برای متحد کردن توالی ارائه‌ی روش‌های کنترل مستقیم و غیر مستقیم جهت‌دهی میدان به صورت مناسب استفاده شده است.

یک انتقال واضح از ماشین‌های عمدتا بر پایه‌ی نیروی لورنتس به ماشین‌های رلوکتانسی خالص بر پایه‌ی گ شتاور در نظر گرفته شده ا ست. یک مدل سازی و ارزیابی دقیق در خصوص ما شین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده این امکان را برای مهند سان راه‌انداز فراهم می‌کند که گ‌شتاور پالسی ایجاد شده تو سط هر فاز را به درستی مدل کنند. نحوه‌ی برخورد با اشباع و آثار آن روی تبدیل توان منجر به

www.takbook.com

ارزیابی راه‌اندازهایی با این مشـــخصـــات می‌شـــود. با لحاظ کردن بحث مربوط به کنترل جریان هیسترزیس کلاسیک و کنترل مستقیم گشتاور لحظه‌ای چند فازه، خواننده می‌تواند ســاختارهای لازم برای یک کنترل گشـــتاور با عملکرد بالا را در راه‌اندازهای رلوکتانسی سوئیچ‌شونده درک کند.

در سـرتاسـر کتاب به طور گسـترده، مثال شـبیه‌سـازی برای واحدها در نظر گرفته شده است به گونه‌ای که مفاهیم کلیدی تئوری را برای به کار بردن در یک محیط شــبیه‌ســازی مطرح می‌کنند. این موضــوع باعث می‌شــود این امکان برای خواننده فراهم شود که به سرعت جزئیات را استخراج کند و بتواند برای تسلط بر مفاهیم گسترده‌ی سیستم‌های محرکه‌ی الکتریکی پیشرفته آماده شود.

معتقدیم که مهندسان راه‌انداز پیشرفته با دنبال کردن مطالب این کتاب قادر خواهد بود که گســـتره و عمق دانش خود را گســـترش دهند؛ چیزی که در حالت عادی به دست آوردن آن آسان نیست.

پرفسور روبرت لورنس

مدیسون، ایالت ویسکانسین، آمریکا

www.takbook.com

www.takbook.com

مقدمه مولف

تسلط بر هماهنگی بین مفاهیم الکترومغناطیس، کنترل، الکترونیک قدرت و مکانیک هم‌چنان یک چالش فکری باقی مانده است. با این حال مهندسان و دانشجویان سال آخر که نیاز یا تمایل به درک جنبه‌های تئوری و عملی راه‌اندازهای الکتریکی مدرن دارند، باید بر این چالش غلبه کنند. در این زمینه، عبارت راه‌انداز بیانگر تعداد زیادی از سیستم‌های کنترل حرکت است که در صنعت وجود دارند.

کتاب «راه‌اندازهای الکتریکی پیشرفته» بر اساس مفاهیم پایه‌ای مطرح شده در کتاب «اصول راه‌اندازهای الکتریکی» که توسط نویسندگان کتاب پیش رو تهیه شده است، نوشته شده است. بنابراین بهتر است که خوانندگان کم‌تجربه ابتدا مطالب اولیه را فرا بگیرند تا بتوانند با مطالب پیشرفته‌تر ارائه شده در این کتاب ارتباط برقرار کنند. دیگر خوانندگانی که در خصوص مفاهیم اولیه‌ی راه‌اندازهای الکتریکی دانش کافی دارند، باید قادر باشند که به آسانی مطالب ارائه شده در این کتاب را تحلیل کنند؛ چرا که تلاش زیادی انجام شده است تا اطمینان حاصل شود که تسلط بر مطالب ارائه شده بدون نیاز به جابجایی مداوم بین کتاب‌ها، صورت می پذیرد.

در کار قبلی ما، مفهوم منحصر به فرد «ترانسفورماتور دوار ایده‌آل» (که توسط نویسندگان همین کتاب توسعه داده شده) معرفی شده است تا درک پایه‌ای تولید گشتاور در ماشین‌های الکتریکی آسان شود. کاربرد مدل ترانسفورماتور دوار ایده‌آل (IRTF[1]) در ماشین‌های الکتریکی مدرن که در کتاب «اصول راه‌اندازهای الکتریکی» معرفی شد، در این کتاب نیز به طور کامل استخراج

---

[1] Ideal Rotating Transformer

www.takbook.com

شــده اســت و خواننده این امکان را به دســت می‌آورد که گســتره‌ای از مدل‌های منحصر به فرد ماشین را در حالت پایدار و پویا مورد آزمایش قرار دهد؛ این مدل‌ها شــامل ماشــین‌های DC با جاروبک، ماشــین‌های ســنکرون قطب برجســته و غیر برجسته و ماشین‌های القایی می‌شوند.

به علاوه در این کتاب مفهوم میدان جهت‌دار جامع تو ضیح داده شده ا ست که در آن مفاهیم مربوط به کنترل برداری مدرن اثبات شـــده اســـت و انتقال یکپارچه بین روش‌های کنترل شارگرای ا ستاتور و روتور با مثال ن شان داده شده اســـت. از این ابزار قدرتمند برای توســـعه‌ی مدل‌های شـــارگرای ماشـــین برای ما شین‌های با میدان دوار ا ستفاده شده ا ست. این مدل‌ها که با ا ستفاده از ا صول کنترل برداری میدان جهت‌دار جامع ا ستخراج شده‌اند، به طور گسترده با مفاهیم راه‌اندازی سنتی پو شش داده شده‌اند. در آخرین بخش این کتاب، به مدل سازی دینامیکی راه‌اندازهای رلوکتانســی ســوئیچ‌شــونده توجه شــده اســت که در آن مجموعه‌ای جامع از ابزارهای مدل‌ســازی و روش‌های کنترل ارائه شــده اســت و با استفاده از مجموعه‌ای از واحدهای اتصال و اجرا تکمیل گردیده است.

همانند کتاب قبلی، فرآیند یادگیری تعاملی با اســتفاده از واحدهای اتصــال و اجرا ادامه پیدا کرده ا ست. مجددا در این کتاب نیز از ابزار شبیه‌سازی CASPOC ا ستفاده شده ا ست که شامل مجموعه‌ای منا سب از واحدها ست و می‌توان از آن‌ها برای شبیه‌سازی مدارها و مدل‌های عمومی معرفی‌شده در کتاب استفاده کرد. این رهیافت برای خواننده این فرصــت را فراهم می‌کند که بتواند مفاهیم مطرح شــده در کتاب را به صــورت تعاملی اســتخراج و به طور کامل درک و تجســم کند. برای این منظور به واحدهای زمان واقعی نیاز ا ست تا خواننده بتواند بدون گرفتن مجوز بیش‌تر برای اســتفاده از نرم‌افزار، شــبیه‌ســازی‌ها را مشــاهده کند؛ این واحدها در وب‌سایت اسپرینگر به آدرس http://extras.springer.com فراهم شده‌اند.

www.takbook.com

کتاب «راه‌اندازهای الکتریکی پیشـرفته» باید برای خواننده‌هایی از صـنعت و دان شگاه جذاب با شد که مایل ه ستند یا نیاز دارند که پیچیدگی‌های راه‌اندازهای الکتریکی مدرن درک کنند بدون اینکه دید و نگرش خود را از اصــول بنیادی از دســت دهند. در این کتاب مفهوم ترانســفورماتور دوار ایده‌آل و مفهوم میدان جهت‌دار در کنار هم آورده شــده‌اند که با این کار می‌توان راه‌اندازهای الکتریکی AC را برحسب مدل‌سازی و کنترل به صورت جامع مورد تجزیه و تحلیل قرار داد. هم‌چنین به روش‌های مدل‌سازی راه‌اندازهای رلوکتانسی سوئیچ‌شونده و روش‌های کنترلی جدید توجه ویژه‌ای شــده اســت. با اســتفاده از واحدهای اتصــال و اجرا می‌توان از این کتاب ا ستفاده‌ی و سیع‌تری نمود. خواننده با ا ستفاده از این ویژگی قادر است که موضوعات ارائه شده در کتاب را به صورت تعاملی مورد آزمایش قرار داده و درک کند.

ریک ده دانکر	آخن، آلمان
دوکو پول	آخن، آلمان
آندره ولتمن	کولمبورخ، هلند

www.takbook.com

www.takbook.com

سپاسگذاری

این کار برآمده از این باور عمیق اســـت که مطالب ارائه شـــده در این کتاب می‌تواند هم برای موسسات آموزشی و هم برای جامعه‌ی مهندسی مفید باشد. به ویژه شبیه‌سازی‌های سریع اما دقیق که در مثال‌های شبیه‌سازی انجام شده است، یک روش جدید یادگیری فراهم می‌کنند و به شدت تعاملی هستند به طوری که این آزمایشگاه مجازی می‌تواند خلاقیت دانشجویان و متخصصان را برانگیزاند.

محتوای این کتاب بازتاب‌دهنده‌ی تجارب انبوه دانشـــگاهی و صـــنعتی نویسندگان و همکاران آن‌ها است. در این زمینه نمی‌توان تمام همکاری‌هایی را که توسط دانشجویان و محققان برای نگارش این کتاب صورت گرفته است، به طور کامل بیان کرد. نویسندگان این کتاب، از کارکنان موسسه‌ی الکترونیک قدرت و راه‌اندازهای الکتریکی (ISEA) دانشـــگاه RWTH آخن ســـپاســـگزار هســـتند. نویســـندگان به ویژه از افراد زیر که به ترتیب حروف الفبا مرتب شـــده‌اند، به خاطر کمک‌هایشان در طول سه سال گذشته تشکر به عمل می‌آورند: ماتیاس بوزینگ، کریســـتین کارســـتنســـن، مارتین هِنِن، کنوت کاســـپر، مارکوس کونتر، کریســـتوف نوی‌هاوس و دنیل ون تریک. هم‌چنین مایل هســـتیم که از پاول ون‌در هالســـت از موسسه طراحی الکترونیک پیاک، کولمبورخ، هلند برای حمایت‌هایش در ویرایش نهایی کار و نیز فراهم کردن بســـیاری از پیشـــنهادهای کاربردی تشـــکر کنیم. به علاوه ابزارهای شبیه سازی که در مثال‌های شبیه سازی استفاده شده‌اند، بدون حمایت‌های ســـخاوتمندانه‌ی پیتر ون دویجســـن و آلفن آن‌دن رِین از هلند ممکن نبود که برای خوانندگان این کتاب در دســـترس باشـــد. از این دو نفر برای تمام کمک‌هایشان در شبیه سازی‌های CASPOC سپاسگزاریم. نمونه‌ی آزمایشگاهی که از آن برای راستی‌آزمایی و اثبات الگوریتم‌ها استفاده شد، توسط AixControl

www.takbook.com

GmbH آلمان فراهم شد. در آخر نویسندگان از دانشگاه آمریکایی شارجه، امارات متحده‌ی عربی، برای بازدید شان از دانشگاه RWTH آخن به منظور پشتیبانی و حمایت از کار نوشتن کتاب، قدردانی می‌کنند.

www.takbook.com

مقدمه مترجم

کتاب راه‌اندازهای الکتریکی پیشـــرفته را می توان یکی از بهترین منابع برای ارتباط مباحث نظری با صنعت راه اندازهای الکتریکی دانست. نویسندگان این اثر سعی کرده اند، در این کتاب علاوه بر تشریح مباحث نظری در هر فصل، به ارائه مثال‌های کاربردی متنوع و مرتبط با صـــنعت بپردازند. با وجود اینکه این مجموعه گردآوری شده توسط نویسندگان، موضوعات پیشرفته راه‌اندازهای الکتریکی را مورد بررســـی قرارداده، اما از پرداختن به مفاهیم پایه ای در مورد مدلســـازی ماشـــین‌های الکتریکی، مبدل های الکتریکی و کلیدزنی غافل نبوده به نحوی که می توان این کتاب را به نوعی مرجعی جامع برای راه‌اندازهای الکتریکی از مقدماتی تا پیشـرفته دانسـت که می تواند هم در دانشـگاه و هم در صـنعت مورد توجه واقع گردد. برای هر ماشـین الکتریکی، مدلسـازی، تحلیل روابط و روش‌های کنترلی برای آن، بررســـی و شـــبیه ســـازی شـــده اســـت. لازم به ذکر اســـت که نویسندگان این اثر از اساتید برجسته در حوزه راه‌اندازهای الکتریکی و الکترونیک قدرت بوده که دارای مقالات و کتاب های معتبر در این حوزه می باشـــند. تمامی موارد ذکر شده حقیر را برآن داشت تا کتاب حاضر را ترجمه کرده تا قدم کوچکی و ناچیزی از جانب این حقیر در راســـتای توســـعه علمی و صـــنعتی این حوزه در کشـور عزیزمان صـورت پذیرد، به امید اعتلای روزافزون این حوزه در بعد علمی و صنعتی در کشور، ان شاءالله.

خداوند متعال را سپاسگذارم، که این توفیق را به حقیر عنایت فرمود تا بتوان در مدت زمان ۲ سال این کتاب را ترجمه کرده و تقدیم به جامعه محترم علمی و صنعتی کشور نمایم، امید آن است که مورد استفاده تمامی عزیزان واقع گردد.

www.takbook.com

بی شک این اثر مبرای از اشتباهات و ایرادات نبوده و خواهشمندم در صورت مشاهده پیشنهادات و انتقادات خود را ارسال نموده تا در ویرایش نسخه های بعد مورد اثر قرارگیرد.

مجتبی اسماعیلی
اسفند ۱۴۰۰
m.esmaeili.ee@gmail.com

اثر ناقابل، تقدیم به ساحت مقدس و با عظمت حضرت زهرای اطهر (سلام الله علیها):

ای بانوی دو عالم، حضرت صدیقه طاهره، در همه حال غبار غم از سیمای زیبای علی می‌زدودی و بر زخم‌های فزون از ستاره ی پیکرش که نشان از رزم با باطل داشت، مرهم می‌نهادی. فتوحات مولا، رهین مهربانی توست. هنوز خطابه‌های رسایت سراج راه مجاهدان است و بر آفاق تاریخ می‌تابد. پاره تن رسول خدا بودی و یگانه یاور امیر عاشقان. تلألؤ ذوالفقارعلی، وامدار عزم و عزت تو بود، آنگاه که بر بی‌بصیرتان و دنیا پرستان غضب می‌کردی، غضبناکی آفریدگار قادر آشکار می‌شد. رضای تو رضای حق بود و با خرسندی ات، تمامت اهل عرش و ساکنان قدس، قرین شعف می‌شدند. یا زهرا (سلام الله علیها) دستمان را بگیر و در کشاکش این دنیای پر زرق و برق و فریبنده، راهنمای ما به سوی آن محبوب جاودانه و خالق هستی باش و در حریم نظر و نگاه مستدام شریفتان قرارده، که دنیا محل گذر است و عالم آخرت جاودانه و ابدیست، به امید نگاه و دعایتان ان شاءالله **...**

www.takbook.com

فصل اول

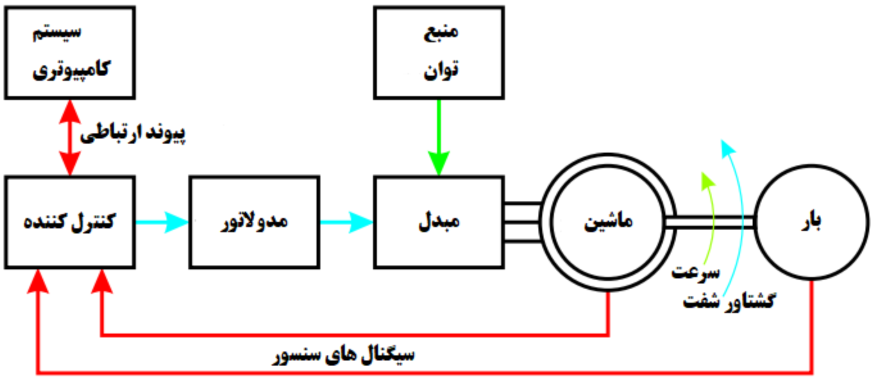
مروری بر راه‌اندازهای الکتریکی نوین

۱–۱– مقدمه

یک راه‌انداز الکتریکی را می‌توان برحسب توانایی آن در تبدیل موثر انرژی از یک منبع توان الکتریکی به یک بار مکانیکی تعریف کرد. در شکل (۱-۱) یک راه‌انداز الکتریکی نشان داده شده است. هدف اصلی راه‌انداز، کنترل یک بار مکانیکی و یا یک فرایند است. جهت جریان انرژی به طور کلی از سمت الکتریکی به سمت مکانیکی است؛ به این معنی که ماشین در حالت موتوری کار می‌کند و در آن انرژی از منبع توان از طریق مبدل و ماشین نشان داده شده در شکل (۱-۱) به بار مکانیکی جریان پیدا می‌کند.

www.takbook.com

هرچند در بعضی از موارد جریان توان می‌تواند معکوس شود که در چنین مواردی راه‌انداز اغلب به صورت دوجهته ساخته می‌شود تا امکان جریان انرژی از بار مکانیکی به منبع توان نیز فراهم شود. در راه‌اندازهای الکتریکی نوین همان‌طور که در این کتاب نیز در نظر گرفته شده است، از تجهیزات الکترنیک قدرت برای کنترل دیجیتال این فرایند تبدیل توان استفاده می‌شود؛ این مشخصه در شکل (۱-۱) نیز با استفاده از حضور مدولاتور و واحد کنترل نشان داده شده است. باید توجه کرد که در برخی از موارد می‌توان به سادگی مدولاتور را حذف کرد که در چنین شرایطی واحد کنترل‌کننده به صورت مستقیم تجهیزات الکترونیک قدرت (مبدل) را کنترل می‌کند. علاوه بر موارد ذکر شده در بالا، واحد کنترل‌کننده‌ی نشان داده شده در شکل (۱-۱) باید قادر به برقراری ارتباط با سیستم‌های کامپیوتری در سطح بالاتر باشد؛ چون راه‌اندازها به طور تدریجی در حال شبکه شدن هستند.



شکل (۱-۱): سیستم کلی یک راه‌انداز

در شبکه‌ی کامپیوتری سطح بالاتر به لینک‌های مخابراتی احتیاج است تا گستره‌ای از وظایف و عملکردها پوشش داده شوند؛ از جمله این وظایف می‌توان به راه‌اندازی، مقداردهی اولیه و کنترل فرایند سطح بالاتر اشاره کرد. در کنترل‌کننده‌ی

www.takbook.com

دیجیتال به کار رفته در شکل (۱-۱) از ادوات منطقی با سرعت بالا، پردازنده‌ها و مدارهای الکترونیکی استفاده شده است که این عناصر برای پردازش سیگنال‌های حاصل از حسگرهای مکانیکی و الکتریکی لازم هستند. به علاوه الگوریتم‌های کنترلی مناسب باید توسعه پیدا کنند تا فرایند تبدیل توان در داخل راه‌انداز تسهیل شود. از این رو، فناوری‌های مرتبط با راه‌اندازها را می‌توان به عنوان فناوری‌های جدید در نظر گرفت. به این جمله می‌توان از این منظر نیز نگاه کرد که توسعه‌ی ماشین‌های الکتریکی تقریبا از صد و پنجاه سال پیش آغاز شده است. هرچند با ظهور مواد و ابزارهای طراحی جدید، مفاهیم جدیدی مثل ماشین‌های خطی، ماشین‌های آهنربای دائم، ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده و ماشین‌های شار متقاطع در طول بیست سال گذشته توسعه پیدا کرده‌اند. از طرف دیگر عمر ادوات الکترونیک قدرت حدود چهل و پنج سال است در حالی که ادوات دیجیتالی سرعت بالا تنها از بیست و پنج سال پیش در دسترس هستند. به علاوه الگوریتم‌های کنترلی مناسب مثل کنترل جهت‌دار میدان در طول سی سال گذشته توسعه پیدا کرده است.

توسعه‌ی راه‌اندازها به وسیله‌ی ظهور پیوسته‌ی تولیدات مرتبط با راه‌انداز مثل پردازشگرهای جدید، حسگرها و مهم‌تر از همه الگوریتم‌های کنترلی جدید سرعت گرفته است؛ یکی از اهداف این الگوریتم‌های کنترلی جدید حذف حسگرهای گران‌قیمت موقعیت در راه‌اندازهای الکتریکی است. چنین توسعه‌هایی منجر به افزایش مقاومت راه‌اندازها، بهبود قابلیت اطمینان و گسترش استفاده از راه‌اندازهای الکتریکی در سایر کاربردهای صنعتی می‌شوند که تاکنون امکان‌پذیر نبوده‌اند. محدوده‌ی توان استفاده شده در این کاربردهای صنعتی عموماً از چند میلی‌وات تا صدها مگاوات است که نشان‌دهنده‌ی انعطاف‌پذیری و کاربرد گسترده‌ی فناوری‌های

www.takbook.com

نوین مربوط به راه‌اندازها است. شکل (۱-۲) دو مثال از کاربرد راه‌اندازهای الکتریکی را نشان می‌دهد که در دو انتهای محدوده‌ی توان راه‌اندازها قرار گرفته‌اند.

شکل (۱-۲): دو مثال از فناوری‌های راه‌اندازهای الکتریکی که در دو انتهای محدوده‌ی توان قرار گرفته‌اند. تصویر سمت چپ یک راه‌انداز خیلی کوچک (کم‌تر از ۱ وات) را نشان می‌دهد و تصویر سمت راست یک مثال توان بالاست (بیش‌تر از ۱۰ مگاوات)

۱-۲- فناوری‌های به کار رفته در راه‌اندازها

هدف این بخش این است که یک مروری بر فناوری‌های به کار رفته در راه‌اندازها به همراه مولفه‌های کلیدی راه‌انداز الکتریکی نشان داده شده در شکل (۱-۱) فراهم کند. مهم‌ترین هدف در هر یک از زیربخش‌های ارائه‌شده این است که توسعه‌های مهم و المان‌های کلیدی به کار رفته در راه‌انداز مثل ماشین، مبدل و کنترل‌کننده شناسایی شوند.

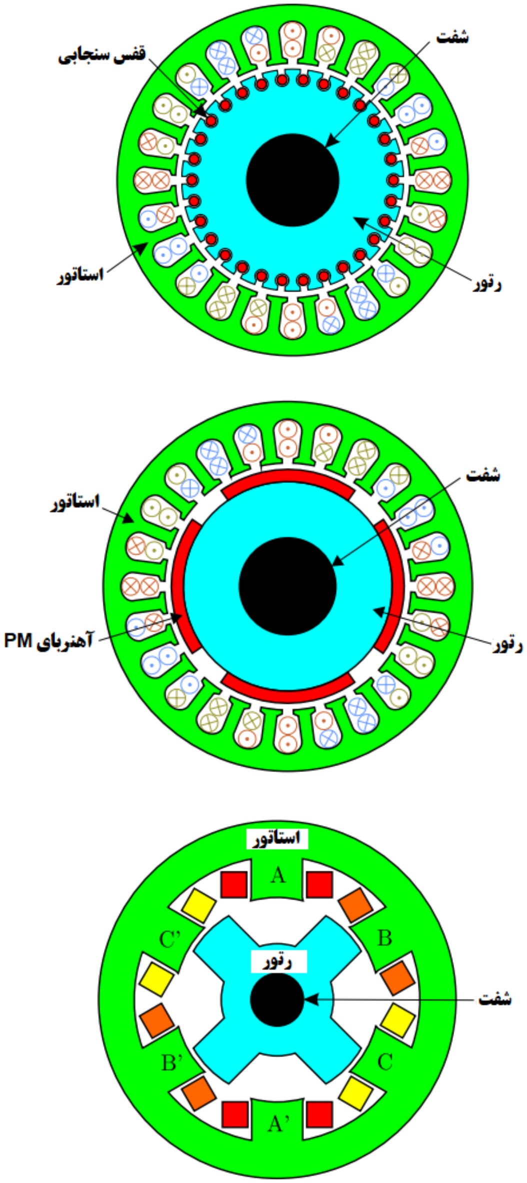
www.takbook.com

۱-۲-۱- ماشین‌های الکتریکی

مبدل اصلی انرژی الکتریکی به انرژی مکانیکی در راه‌انداز، ماشین‌های الکتریکی هستند که باید مطابق با فرایند صنعتی که در آن از راه‌انداز استفاده شده است، کنترل شوند. عموماً در راه‌اندازهای الکتریکی نوین یکی از سه نوع ماشین الکتریکی نشان داده شده در شکل (۱-۳) استفاده شده است. این سه نوع ماشین عبارتند از ماشین القایی (آسنکرون)، ماشین سنکرون مغناطیس دائم و ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده که در شکل (۱-۳) به ترتیب از بالا به پایین نشان داده شده‌اند و در این کتاب به طور مبسوط در مورد آن‌ها بحث خواهد شد. پیکربندی هر دو ماشین سنکرون و آسنکرون در شکل (۱-۳)، با استفاده از سیم‌پیچی سه‌فاز معمولی که در شیارهای استاتور ماشین جای گرفته‌اند، نشان داده شده‌اند. دقت کنید که از سایر انواع ماشین از قبیل ماشین‌های DC جاروبک‌دار نیز هم‌چنان استفاده می‌شود.

از بین سه پیکربندی نشان داده شده در شکل (۱-۳)، استفاده از ماشین‌های القایی در راه‌اندازهای صنعتی بیش‌ترین رواج را دارد. این موضوع می‌تواند به دلیل مقاومت ذاتی خود ماشین و حضور مولفه‌های آزمون و خطا شده در راه‌انداز باشد که پایه‌ی یک راه‌انداز قابل اعتماد را تشکیل می‌دهند. علاوه بر موارد ذکر شده در بالا، ظهور پردازنده‌های دیجیتالی سریع و ارزان و ریزکنترل‌کننده‌ها در به دست آوردن چنین جایگاهی سودمند بوده‌اند، چرا که می‌توان از این واحدها در الگوریتم‌های کنترلی مانند کنترل جهت‌دار میدان استفاده کرد. نتیجه‌ی آخر این است که راه‌اندازهای ماشین‌های القایی، بدون جاروبک و در بیش‌تر موارد بدون حسگر موقعیت هستند و با عملکرد دینامیکی خود به تدریج جایگزین ماشین‌های DC جاروبک‌دار می‌شوند.

www.takbook.com

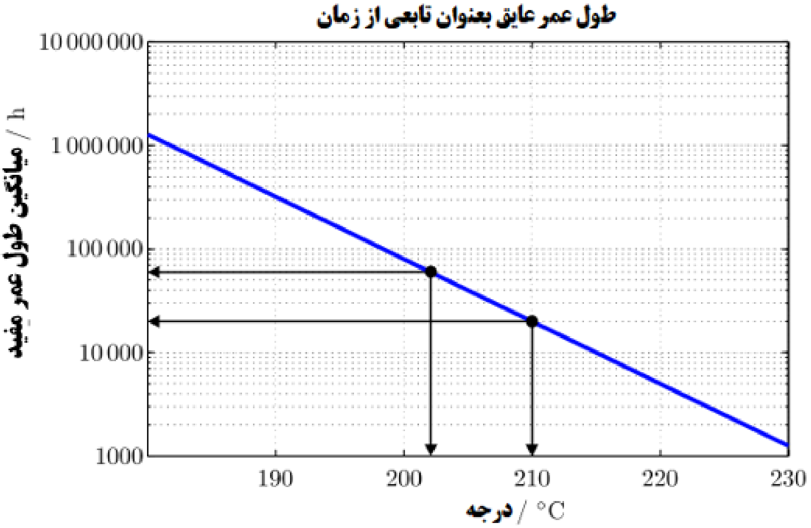


شکل (۱-۳): مثالی از رایج‌ترین پیکربندی‌های استفاده شده در ماشین‌های الکتریکی

یک پارامتر مهم در خصوص عملکرد ماشین، چگالی توان است که به صورت نسبت توان خروجی به وزن ماشین بر حسب کیلووات بر کیلوگرم محاسبه می‌شود. در طول قرن گذشته، چگالی توان به صورت پیوسته از ۰,۰۲ kW/kg در آغاز قرن

www.takbook.com

بیستم به kW/kg ۰٫۱۵ تا سال ۱۹۷۰ میلادی مطابق با یک منحنی S شکل افزایش پیدا کرده است. انتظاری که در آن زمان وجود داشت این بود که افزایش بیشتر در چگالی توان نشدنی است. در نتیجه انتظار می‌رفت که مقادیر چگالی توان حداکثر می‌تواند در سطح kW/kg ۰٫۱۶ قرار بگیرد تا بتوان دمای کاری را در محدوده‌ی قابل قبول حفظ کرد. اهمیت این موضوع با استفاده از شکل (۱-۴) مشخص می‌شود که در آن رابطه‌ی بین دمای کاری و عمر مفید نشان داده شده است. بنابراین مطابق با این نمودار زمانی می‌توان عمر مفید ۸۰۰۰۰ ساعت را انتظار داشت که دمای کاری به ۲۰۰ درجه‌ی سانتیگراد محدود شود که اصولا این دما نیز به سطح چگالی توان بستگی دارد.



شکل (۱-۴): عمر مفید مواد عایق بر حسب دما

بنابراین مطابق با عقیده‌ای که در قرن گذشته وجود داشت، بهبود چگالی توان فقط زمانی می‌تواند رخ دهد که مواد مغناطیسی با بازدهی بیش‌تری ساخته شوند؛ یعنی موادی با جریان‌های گردابی و تلفات هیسترزیس کم‌تر ساخته شوند و یا

www.takbook.com

ماده‌ی عایق بهبود پیدا کند تا امکان کارکرد طولانی مدت هسته در دماهای بالاتر فراهم شود، بدون اینکه عمر مفید ماشین را کاهش دهد. با در نظر گرفتن این محدودیت‌ها شاید خواننده از شنیدن این نکته شگفت‌زده شود که امروزه ماشین‌هایی با چگالی توان بین ۱/۲ کیلوات بر کیلوگرم و ۳/۵ کیلووات بر کیلوگرم ساخته شده‌اند بدون اینکه تغییر محسوسی در مواد تشکیل دهنده‌ی هسته و یا عایق ایجاد شده باشد. مجموعه‌ای از عواملی که منجر شده‌اند چگالی توان افزایش پیدا کند، به صورت زیر هستند:

✓ ایجاد بهبود در فناوری‌های به کار رفته در تکیه‌گاه و چرخ‌دنده‌های ماشین که در رسیدن به چگالی‌های توان بالاتر مفید بوده است. در این زمینه باید توجه کرد که توان خروجی محصول گشتاور شفت و سرعت شفت است. گشتاور نامی شفت اصولا از طریق حجم روتور حداکثر چگالی شار ۲ تسلا تعیین می‌شود (که در واقع در طول قرن گذشته تغییر نکرده است). این موضوع نشان می‌دهد که بهبود چگالی توان از طریق افزایش سرعت‌های بهره‌برداری از مقدار معمول ۳۰۰۰ دور در دقیقه (که در طول قرن گذشته رایج بود) به ۶۰۰۰ دور در دقیقه برای ماشین کششی و به ۱۶۰۰۰ دور در دقیقه برای وسایل نقلیه‌ی الکتریکی و هیبریدی حاصل شده است. امروزه ماشین‌هایی با قابلیت‌های خنک‌کنندگی عالی ذاتی ساخته شده‌اند که سرعت آن‌ها به مقدار ۱۰۰۰۰۰ دور در دقیقه و چگالی توان آن‌ها به مقدار ۳/۵ کیلووات بر کیلوگرم نیز می‌رسند. چنین ماشین‌هایی تحت شرایط گشتاور پایین کار می‌کنند که نشان می‌دهد که طراحی می‌تواند سبک و فشرده باشد.

www.takbook.com

- ✓ ایجاد بهبود در کنترل کیفیت و تولید خودکار که تلفات را کاهش می‌دهد و طراحی با دقت بالا را ممکن می‌سازد. نخستین مثال می‌تواند استفاده از فناوری‌های تزریق مس برای ساخت روتورهای قفس سنجابی در ماشین‌های القایی باشد.

- ✓ قابلیت استفاده از ابزارهای طراحی بهبودیافته (که در بخش ۱-۳ بحث خواهند شد) برای ماشین‌ها که اجازه می‌دهند که کاربر رفتار مغناطیسی، رفتار گرمایی (به منظور شناسایی نقاط داغ) و رفتار صوتی را به خوبی تنظیم کند. به علاوه امروزه ابزارهای شبیه‌سازی وسیع در دسترس هستند که اجازه می‌دهند که کاربر بتواند بهره‌برداری دینامیکی راه‌انداز را با بارها و کنترل‌های مختلف مورد آزمایش قرار دهد.

- ✓ ایجاد بهبود در فناوری‌های خنک‌سازی به منظور اجتناب از نقاط داغ که منجر به بهره‌برداری بهتر از مواد عایق موجود می‌شود. در نتیجه هدایت گرمایی بهتری در ماشین به دست می‌آید.

- ✓ کاهش حد مجاز مبدل‌های متصل شده به ماشین. در گذشته یک نمودار کاهش حد مجاز ۱۵ درصدی اعمال می‌شد تا افزایش دمای ناشی از هارمونیک‌های بالاتر را که توسط مبدل تولید می‌شد، خنثی کند. مبدل‌های نوین قادر هستند که در فرکانس‌های کاری بالاتر نسبت به یک قرن گذشته مورد بهره‌برداری قرار بگیرند بدون اینکه منجر به ایجاد مصالحه بین هزینه و بازدهی مبدل شوند. این موضوع در زیربخش بعدی روشن‌تر می‌شود.

www.takbook.com

۱-۲-۲- مبدل‌های قدرت

توسعه‌ی مبدل‌های الکترونیک قدرت در طول بیست و پنج سال گذشته با استفاده از پارامتر چگالی توان حجمی یعنی نسبت توان ظاهری مبدل به حجم آن (بر حسب kVA/m^3) اندازه‌گیری شده است. برای مبدل‌های صنعتی ac به ac که با هوا خنک می‌شوند، چگالی توان حجمی از ۳۰ کیلوولت آمپر بر متر مکعب (در انتهای قرن گذشته) امروزه به مقدار ۵۰۰ کیلوولت آمپر بر متر مکعب افزایش پیدا کرده است. این بهبود چشم‌گیر چگالی توان حجمی را می‌توان به تعدادی از عوامل نسبت داد که در ادامه خلاصه شده‌اند:

- ✓ در دسترس بودن نیمه هادی های قدرت با توانایی کلیدزنی پربازده‌تر؛ این یعنی اتلاف توان در مقایسه با مبدل‌هایی که در ابتدای قرن گذشته وجود داشت، کم‌تر شده است.
- ✓ بهبود فناوری‌های جاذب گرما که به معنی این است که می‌توان واحدهای کوچک‌تری را توسعه داد.
- ✓ استفاده از پیکربندی‌ها و روش‌های کنترلی برای حداقل کردن تلفات توان وسیله که از جمله این روش‌ها می‌توان به کلیدزنی نرم اشاره کرد.
- ✓ استفاده از ابزارهای طراحی بهتر که در بخش ۱-۳ مورد بحث قرار خواهند گرفت.
- ✓ در دسترس بودن پردازشگرهای دیجیتال فشرده با عملکرد بالا با ورودی و خروجی‌های گسترده که می‌تواند به آسانی با مدارهای

www.takbook.com

الکترونیک قدرت راه‌انداز که به همان اندازه فشرده هستند ارتباط برقرار کند؛ از این مدارها می‌توان برای کنترل ادوات کلیدزنی استفاده کرد.

✓ ایجاد بهبود در طراحی و ساخت ادوات غیرفعال به ویژه خازن‌ها که نقش کلیدی در تعیین هزینه‌ها و اندازه‌ی مبدل‌های منبع ولتاژ ایفا می‌کنند.

بهبودهایی که در بالا به آن‌ها اشاره شد منجر به در دسترس بودن اجزای نشان‌داده شده در شکل (۱-۵) و ساخت وارون‌سازهای کامل و وارون‌سازهای تجاری آماده‌ی بهره‌برداری نشان داده شده در شکل (۱-۶) شده است؛ این وارون‌سازهای آماده‌ی بهره‌برداری به آسانی به ماشین‌های الکتریکی متصل می‌شوند. باید دقت کرد که واژه‌ی وارون‌ساز همان‌طور که در شکل (۱-۱) نشان داده شده است، به مبدلی اطلاق می‌شود که توان dc را به توان ac تبدیل می‌کند.

شکل (۱-۵): مثالی از یک واحد مبدل تجاری و نیمه‌هادی یکپارچه که می‌توان از این نیمه‌هادی برای ساخت یک وارون‌ساز استفاده کرد

www.takbook.com

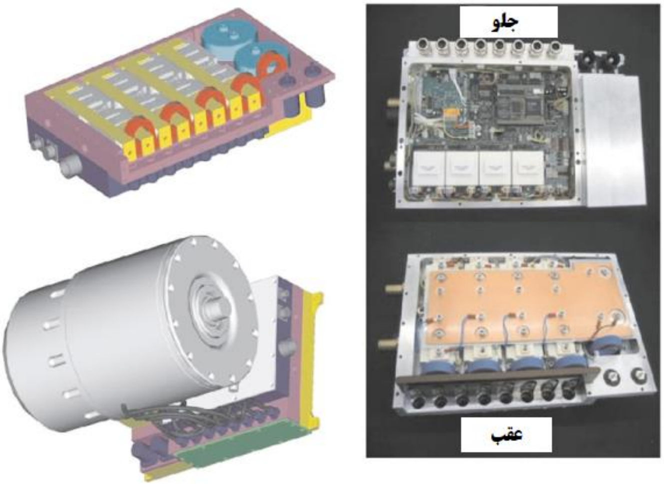
شکل (۱-۶): مثالی از فناوری مربوط به وارون‌سازهای نوین به همراه رابط‌های مخابراتی استاندارد

در این بخش، عمدتا بر بهبود چگالی توان حجمی مبدل‌ها تاکید شده است. هرچند که ایجاد بهبود در فناوری مربوط به مبدل‌ها باعث شده است که این مبدل‌ها توانایی بهره‌برداری در فرکانس‌های الکتریکی خیلی بالاتر را پیدا کنند که این موضوع در ادوات با سرعت بالا بسیار مفید خواهد بود.

محدودیت اولیه در طراحی مبدل که برای چگالی توان حجمی آن وجود دارد، محدویت گرمایی است؛ یعنی لازم است که دمای کاری محدود شود و یک چرخه‌ی گرمایی مناسب برای نیمه هادی ها و هم‌چنین بسته بندی مربوطه تضمین گردد. این مسئله نشان می‌دهد که چگالی توان حجمی تا حدود بسیار زیادی تحت تاثیر تلفات ویژه‌ی تجهیزات مورد استفاده، روش خنک‌سازی و شرایط بهره‌برداری وسیله

www.takbook.com

است. در وسایل نقلیه‌ی الکتریکی و هیبریدی ضروری است که چگالی توان برای ماشین‌ها و مبدل‌ها الکتریکی بالا باشد. در شکل (۱-۷) نمونه‌ای از چنین راه‌اندازی نشان داده شده است. در این راه‌انداز از یک مبدل DC به AC خنک‌شونده با مایع با چگالی توان حجمی ۶۰۰۰ کیلوولت آمپر بر متر مکعب و از یک ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده‌ی ۵۵ کیلوواتی با چگالی توان تقریبی ۱/۲ کیلووات بر کیلوگرم استفاده شده است.



شکل (۱-۷): مثالی از واحد نیرو محرکه‌ی یک وسیله‌ی نقلیه‌ی الکتریکی که در آن یک مبدل DC-AC خنک‌شونده با مایع و یک ماشین رلوکتانسی سویچ‌شونده‌ی ۵۵ کیلوواتی به کار رفته است

۱-۲-۳- کنترل و لینک‌های مخابراتی تعبیه‌شده

همان‌طور که در شکل (۱-۱) نشان داده است، کنترل‌کننده و مدوله‌کننده (اگر استفاده شده باشند) بخشی از سیستم تعبیه‌شده هستند که به راه‌اندازهای

www.takbook.com

ادوات کلیدزنی و حسگرها (مثل حسگرهای ولتاژ، جریان، سرعت و موقعیت) متصل می‌شوند. به علاوه این سیستم‌های کامپیوتری که به شکل پردازشگرهای سیگنال دیجیتال یا ریزکنترل‌کننده‌ها هستند، برای کاربردهای راه‌اندازی‌های الکتریکی بسیار مناسب‌اند. همین‌طور برای این سیستم‌ها رابط‌های گسترده‌ای (مثل ورودی‌ها و خروجی‌های دیجیتال و آنالوگ) شامل قابلیت‌های شبکه برای برقراری ارتباط با سایر سیستم‌های سطح بالاتر کامپیوتری، فراهم شده است. هر دو پردازنده با ممیز ثابت و شناور در دسترس هستند که می‌توانند توان را برای استفاده در نیازمندی‌های پردازش زمان واقعی راه‌انداز، محاسبه کنند. مثالی از یک واحد DSP در شکل (۱-۸) (الف) نشان داده شده است که در آن چندین سیگنال فرمان ورودی و خروجی و سایر قابلیت‌های ارتباطی که برای یک راه‌انداز الکتریکی لازم است، وجود دارد.

پیشرفت‌هایی که در توسعه‌ی راه‌اندازها رخ داده است بدون ابداعاتی که در طول ۳۰ سال گذشته در زمینه‌ی الگوریتم‌های کنترلی، ابزارهای نرم‌افزاری و سخت‌افزارهای مربوط به کنترل‌کننده‌ها صورت گرفته است، ممکن نبود. مرور اجمالی بر ابداعات کلیدی مرتبط با کنترل‌کننده‌ها را می‌توان به صورت زیر خلاصه کرد:

- ✓ ایجاد توسعه در الگوریتم‌های کنترل جهت‌دار میدان برای ماشین‌های AC. این روش‌های کنترلی باعث شده‌اند که شار پیوندی و جریان به طور کامل جدا از هم در نظر گرفته شوند. همین‌طور کنترل یک ماشین AC بر حسب عملکرد دینامیکی با ماشین‌های DC جاروبک‌دار یکسان شده است.

www.takbook.com

- ✓ بردار فضای سنکرون و روش‌های مدولاسیون پهنای پالس در رسیدن به ولتاژ شین DC بهتر و بهبود طیف فرکانس خروجی مبدل‌های سه‌فاز سودمند بوده‌اند.

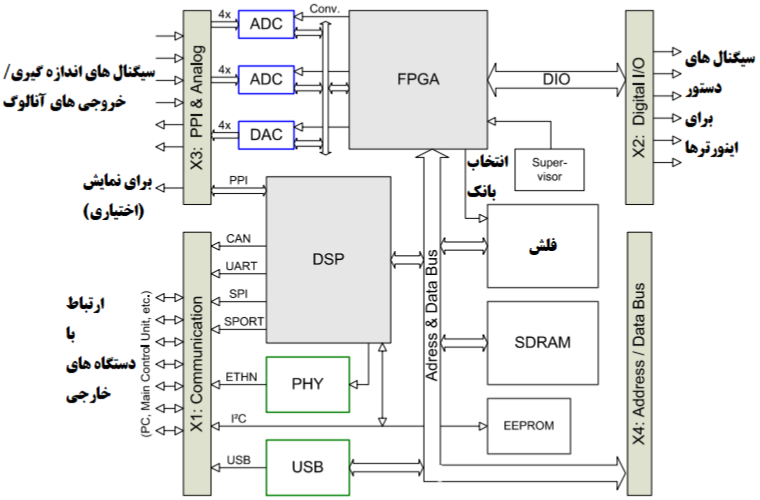
- ✓ ایجاد توسعه در الگوریتم‌های کنترل گشتاور مستقیم برای ماشین‌های AC و رلوکتانسی سوئیچ‌شونده. کنترل گشتاور مستقیم برای ماشین‌های AC، فناوری کلی راه‌انداز را ساده‌تر می‌کند چرا که کنترل‌کننده به طور مستقیم به مدارات راه‌انداز کلیدها متصل می‌شود که به این معنی است که می‌توان مدوله‌کننده را حذف کرد. استفاده از کنترل گشتاور مستقیم برای راه‌اندازهای رلوکتانسی سوئیچ‌شونده (که در آن‌ها از مدوله‌کننده استفاده نمی‌شود) این ماشین‌های به شدت غیر خطی را به قابلیت‌های راه‌انداز خودکنترل مجهز می‌کند.

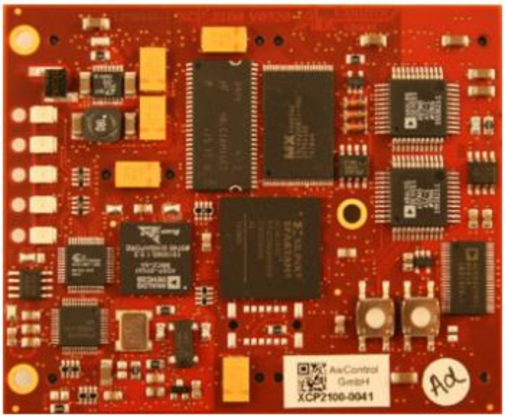
- ✓ ایجاد توسعه در الگوریتم‌های کنترلی که باعث شده است استفاده از حسگرهای موقعیت و سرعت غیر ضروری گردند. به علاوه از روش‌های کنترلی برای حداقل کردن تعداد حسگرهای الکتریکی (ولتاژ و جریان) مورد نیاز، استفاده شده است. هم‌چنین امروزه ادوات قدرت به صورت یکپارچه با حسگرهای جریان عرضه می‌شوند که باعث می‌شود هزینه‌ی کلی کاهش پیدا کند.

- ✓ همان‌طور که در بالا نیز اشاره شد، در دسترس بودن پردازنده‌های سریع سیگنال دیجیتال (DSP) با ممیز ثابت و شناور و ریزکنترل‌کننده‌ها (μC) باعث شده‌اند که پیاده‌سازی الگوریتم‌های کنترلی پیچیده‌ی زمان واقعی، ساده شوند.

www.takbook.com

✓ در دسترس بودن گستره‌ی وسیعی از ابزارهای برنامه‌نویسی برای این واحدهای DSP و μC که از زبان‌های برنامه‌نویسی سطح بالا مثل C++ و ابزارهای برنامه‌نویسی گرافیکی مثل MATLAB/SIMULINK یا CASPOC استفاده می‌کنند، باعث شده است که زمان کلی توسعه‌ی راه‌انداز کاهش پیدا کند و در کاربرد راه‌اندازها انعطاف‌پذیری ایجاد شود.





شکل (۱-۸): مثالی از معماری یک DSP که انعطاف‌پذیری آن را در اتصال با سایر وسایل جانبی نشان می‌دهد

www.takbook.com

این ابداعات مربوط به کنترل تعبیه‌شده در راه‌اندازها، اثرات عمیقی روی توسعه‌ی آن‌ها داشته است. به طور برجسته، تمایز بین راه‌اندازهای با عملکرد بالا و پایین کم‌تر مشخص است چرا که می‌توان در هر دوی آن‌ها از خط مشی کنترلی یکسانی استفاده کرد. تفاوت‌های بین این دو در استفاده از الگوریتم‌های کنترلی مختلف و استفاده و یا حذف حسگرهای الکتریکی و یا موقعیت است. این موضوع نشان می‌دهد که راه‌اندازها را می‌توان به سادگی با فرایندهای صنعتی مختلف تطبیق داد. به علاوه می‌توان با استفاده از مبدل‌های مختلف، سطح توان یک راه‌انداز را تغییر داد. در نتیجه سازنده‌های راه‌انداز به طور فزاینده‌ای از مفهوم اتصال و اجرا استفاده می‌کنند که می‌توان اجزای مختلف نشان داده شده در شکل (۱-۱) را تغییر داد تا گستره‌ی گوناگونی از کاربردهای راه‌انداز حاصل شود. در تمامی موارد، لینک‌های مخابراتی گوناگون و استانداردشده برای کاربر در دسترس هستند به طوری که راه‌انداز می‌تواند به سادگی با سیستم‌های خودکار بزرگ‌تر، یکپارچه شود.

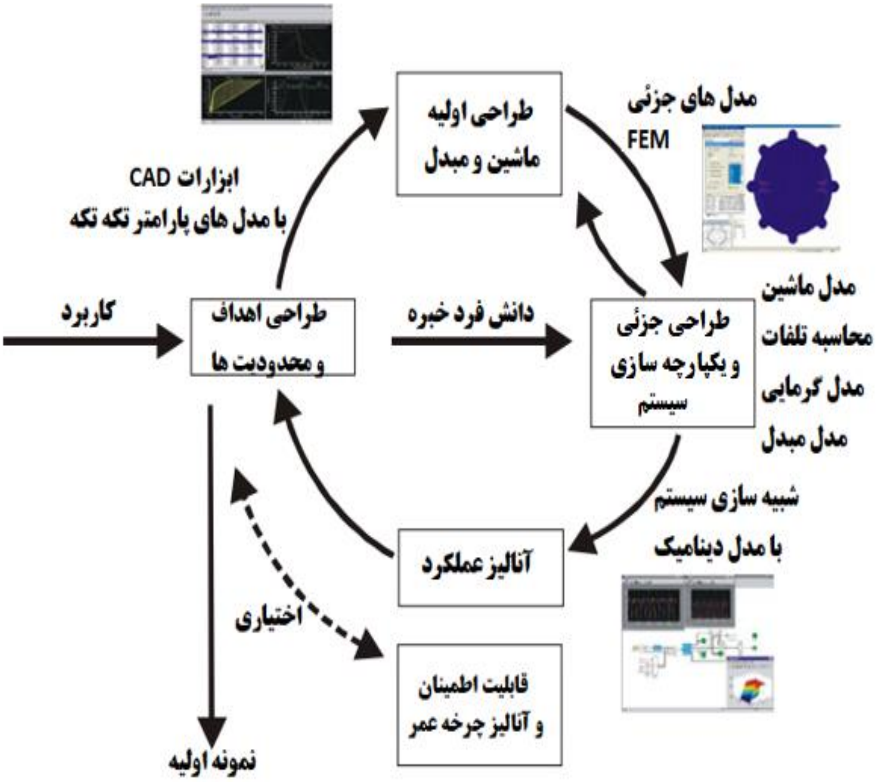
۱-۳- اصول طراحی راه‌انداز

در این بخش به اصول طراحی راه‌انداز یعنی به فرایندی که برای توسعه و ارزیابی راه‌اندازهای الکتریکی استفاده می‌شود، پرداخته شده است. این فرایندهای طراحی بسیار سودمند و مهم است چرا که در آن‌ها نیاز به ابزارهای نرم‌افزاری ویژه و بالاتر از همه یک درک واضح از تمام اجزای یک راه‌انداز و هم‌چنین طبیعت فرایند صنعتی که قرار است کنترل شود، به تصویر کشیده می‌شود.

به طور کلی از یک حلقه‌ی بسته‌ی تکرار شونده برای فرایند طراحی استفاده می‌شود که یک راه‌اندازی کامل را شامل می‌شود و در شکل (۱-۹) مثالی از این

www.takbook.com

فرایند نشان داده شده است. در مثال نشان داده شده در شکل (۱-۹) فرایند بهینه‌سازی طراحی یک راه‌انداز رلوکتانسی سوئیچ‌شونده در نظر گرفته شده است اما از این رهیافت عینا می‌توان برای طراحی سایر راه‌اندازها نیز استفاده کرد.



شکل (۱-۹): اصول کلی طراحی که برای راه‌اندازهای الکتریک استفاده می‌شود

فرایند مختصری که در شکل (۱-۹) نشان داده شده است را می‌توان با در نظر گرفتن نوع کاربردی که برای راه‌انداز در نظر گرفته شده است، آغاز کرد. در این زمینه داشتن اطلاعات در مورد فرایند صنعتی که قرار است کنترل شود، ضروری است. برای مثال توسعه‌ی راه‌انداز برای یک فرایند صنعتی به شکل یک دستگاه متراکم‌کننده‌ی هوا و یا یک پروانه آسان‌تر از یک سکوی حفاری دریایی است که

www.takbook.com

در آن باید نوسانات بار کنترل شود. وقتی که کاربرد به خوبی تعریف شد، باید قیود و اهداف طراحی تعیین شوند که با این کار پایه‌ی طراحی اولیه برای ماشین و مبدل تشکیل می‌گردد. در این مرحله نوع ماشین و الگوریتم کنترلی راه‌انداز که قرار است استفاده شوند، به زبان ریاضی بیان می‌شوند که این مرحله ممکن است تاثیر زیادی روی زمان لازم برای تکمیل کردن فرایند طراحی داشته باشد. برای مثال ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده ذاتاً به شدت غیر خطی هستند و طراحی ماشین به مبدل و روش‌های کنترلی مورد نظر گره خورده است. از طرف دیگر استفاده از ماشین‌های AC با میدان گردان و آماده برای بهره‌برداری، فرایند طراحی را طبق انتظار آسان می‌کند.

در خصوص ماشین‌های AC، اطلاعات سازنده معمولا در دسترس هستند و می‌توان از آن‌ها برای تولید مجموعه‌ی مناسبی از پارامترها استفاده کرد. برای ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده، مجموعه‌ی گسترده‌تری از مشخصات باید با استفاده از ابزارهای طراحی کامپیوتری تعریف شوند. وقتی که طراحی اولیه‌ی ماشین و مبدل انجام شد، می‌توان وارد مرحله‌ی طراحی دقیق و یکپارچه کردن سیستم شد. این کار را می‌توان در چندین لایه انجام داد. در لایه‌ی اول مدل شبیه‌سازی کلی برای راه‌انداز با استفاده از اجزای ایده‌آل توسعه داده می‌شود. می‌توان از ابزارهای نرم‌افزاری مثل MATLAB/SIMULINK و CASPOC برای ساخت مدل‌های شبیه‌سازی دینامیکی متعلق به یک راه‌انداز کامل استفاده کرد. از چنین مدل‌هایی برای الگوریتم‌های کنترلی از پیش آماده که برای مثال، کنترل گشتاور دقیق را فراهم می‌کنند، استفاده می‌شود. معمولا ساختارهای کنترلی اضافه در این مرحله در نظر گرفته می‌شوند تا راه‌انداز به توانایی‌های لازم برای کنترل فرایند صنعتی مورد نظر، تجهیز شود. در گام بعدیِ شبیه‌سازی مدل، اطلاعات لازم در مورد حالت‌های گذرا و ماندگار به دست می‌آیند تا در تجزیه و تحلیل موقت

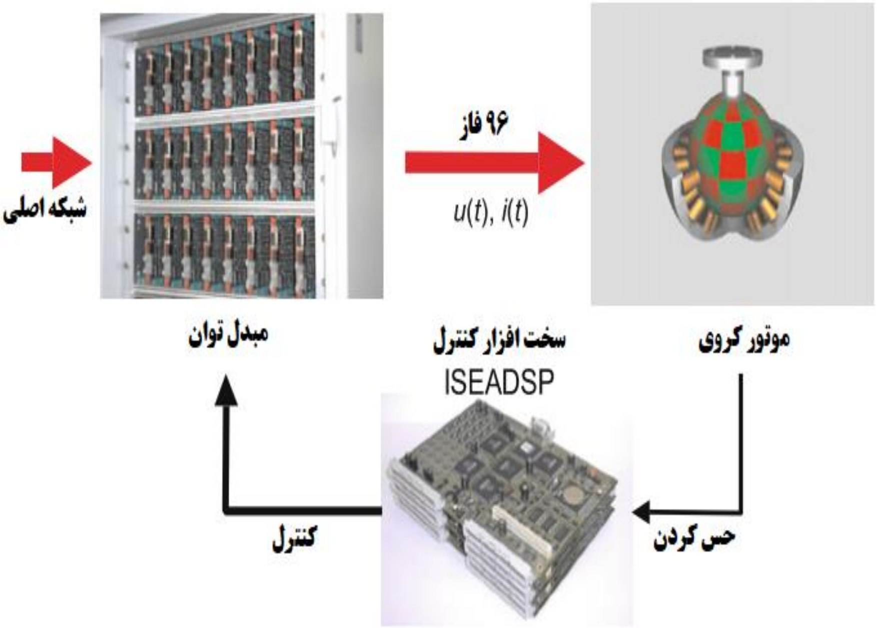
www.takbook.com

عملکرد سیستم استفاده شوند. بر اساس این اطلاعات، مدل اولیه مورد بازنگری و بهبود قرار می‌گیرد که این بازنگری‌ها ممکن است برای عناصر مربوط به طراحی اولیه‌ی ماشین و مبدل و یا طراحی دقیق و یکپارچه کردن سیستم صورت پذیرند.

مرحله‌ی بهبود طراحی به شدت به طبیعت کاربرد راه‌انداز بستگی دارد. برای مثال در کاربردهای مربوط به هواپیما و وسایل نقلیه‌ی الکتریکی، به سطوح خیلی بالای چگالی توان احتیاج است که می‌تواند با استفاده از مدل‌سازی گسترده‌تر کامپیوتری برای ماشین و مبدل، به دست آید. برای چنین مطالعاتی لازم است که از شبیه‌سازی‌های المان محدود دو یا سه بعدی سطح بالا استفاده کرد؛ این شبیه‌سازی‌ها می‌توانند رفتار مغناطیسی ماشین را ارزیابی کنند. به علاوه برای آزمایش رفتار گرمایی ماشین و مبدل نیز ابزارهای نرم‌افزاری مفیدی وجود دارند. قبل از رسیدن به مرحله‌ی ساخت نمونه‌ی آزمایشگاهی می‌توان نویز صوتی و لرزش ماشین را نیز مورد توجه قرار داد.

یک مثال اولیه از یک راه‌انداز در شکل (۱-۱۰) نشان داده شده است که برای طراحی آن از فرایند توضیح داده شده در بالا استفاده شده است. ماشین نشان داده شده یک ماشین مغناطیس دائم کروی با ۹۶ فاز است که به یک مبدل توان متصل شده است. هر یک از واحدهای مبدل ۹۶ فازه به صورت مجزا با استفاده از یک واحد کنترلی اختصاصی با روش کنترل جهت‌دار میدان کنترل می‌شوند. از یک الگوریتم کنترلی کلی برای شناسایی جریان‌های فاز مناسب استفاده شده است تا روتور با دقت میکرومتر در سطح چگالی توان بالا کنترل گردد.

www.takbook.com



شکل (۱-۱۰): ماشین کروی ۹۶ فاز به همراه مبدل و سخت‌افزار کنترلی مربوطه که در آن از ۶ DSP استفاده شده است

بعد از اینکه مرحله‌ی طراحی کامل شد، یک نمونه‌ی آزمایشگاهی برای راه‌انداز ساخته می‌شود و مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. معمولا کلیه‌ی عملکردهای آزمایشگاهی با نتایج به دست آمده در طول فاز طراحی سازگار هستند. پروژه‌هایی از این نوع، نیاز به وجود مهندسان راه‌انداز را ثابت می‌کنند که از فناوری‌های گسترده‌ی مرتبط با ماشین‌های الکتریکی، فرایندهای صنعتی مکانیکی، الکترونیک قدرت، مدارهای الکتریکی فعال و غیر فعال، سخت‌افزارهای کنترلی، ابزارهای طراحی نرم‌افزاری، مخابرات و الگوریتم‌های کنترلی درک عمیقی دارند. مسلط شدن به مرز این فناوری‌ها یک چالش سخت برای نسل بعدی مهندسان راه‌انداز است.

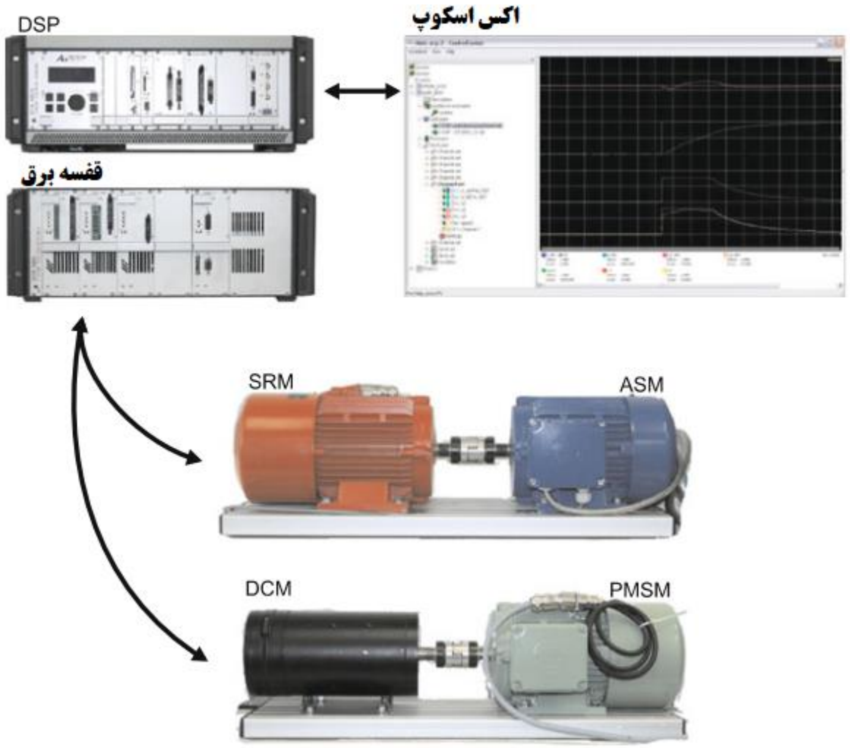
www.takbook.com

۱-۴- نمونه‌ی آزمایشگاهی

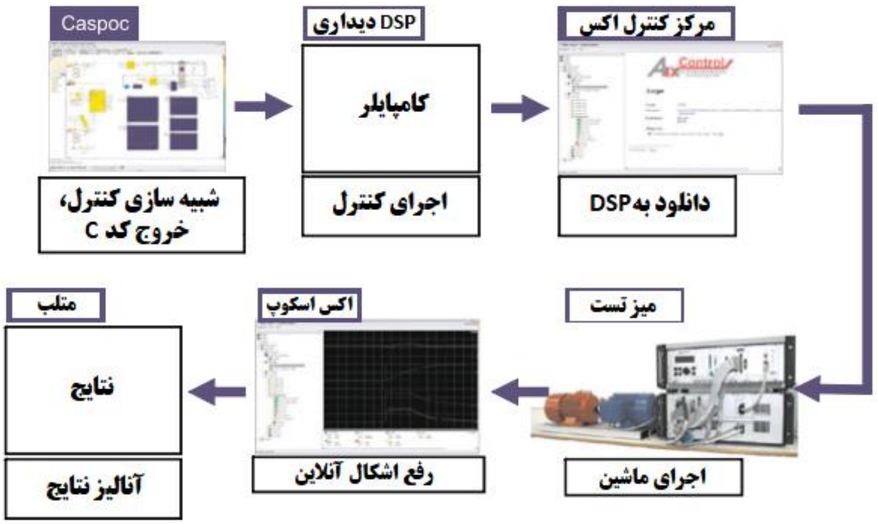
در این کتاب الگوریتم کنترلی توسعه داده شده با استفاده از یک برنامه‌ی تست که برای کارهای آموزشی و تحقیقاتی توسعه داده شده است، مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. این نمونه‌ی آزمایشگاهی همان‌طور که در شکل (۱-۱۱) شامل چهار ماشین مختلف، یک سیستم DSP و رک قدرت است. در شکل تمام اجزای به کار رفته نشان داده شده است که عبارتند از: ماشین القایی یا آسنکرون (ASM)، ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده (SRM)، ماشین سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) و ماشین DC (DCM). به علاوه در این شکل تصویری از نرم‌افزار AixScope نیز نشان داده شده است که با استفاده از آن امکان خواندن، نوشتن و نمایش متغیرهای داخلی DSP به صورت لحظه‌ای فراهم می‌شود.

برای پیاده‌سازی کنترل مربوط به هر ماشین، طبق شکل (۱-۱۲) ابتدا یک مدل برای کنترل و راه‌انداز در CASPOC ساخته می‌شود. در مدل‌ها از همان بلوک‌هایی استفاده می‌شود که در مثال‌های شبیه‌سازی هر بخش وجود دارند. با استفاده از تابع استخراج کد C در CASPOC، کد مربوط به الگوریتم کنترلی به Visual DSP که در کد برنامه‌ی تست تعبیه شده است، منتقل می‌شود. سپس با استفاده از نرم افزار Aixcontrol-Center، کد نوشته شده در برنامه‌ی تست بارگذاری می‌شود تا ماشین بتواند مورد آزمایش قرار بگیرد. تمامی نتایج آزمایشگاهی به دست آمده در فصل‌های آتی با استفاده از نرم‌افزار AixScope اندازه‌گیری شده‌اند. شکل (۱-۱۲) فرایند توسعه داده شده ای را نشان می‌دهد که برای تمامی ماشین‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد.

www.takbook.com



شکل (۱-۱۱): نمونه‌ی آزمایشگاهی مربوط به برنامه‌ی تست توسعه داده شده



شکل (۱-۱۲): فرایند توسعه‌ی کد مربوط به کنترل

www.takbook.com

www.takbook.com

فصل دوم

مدولاسیون برای مبدل‌های الکترونیک قدرت

۲–۱– مقدمه

امروزه از مبدل‌های منبع ولتاژ به صورت گسترده در راه‌اندازهای الکتریکی استفاده می‌شود. این مبدل‌ها در لینک DC خود از خازن استفاده می‌کنند تا به صورت موقت انرژی الکتریکی ذخیره شود. کلیدزنی ادوات الکترونیک قدرت اجازه می‌دهد که ولتاژ DC مدوله شود که می‌تواند منجر به تولید ولتاژ و فرکانس متغیر گردد. هدف مدوله‌کننده این است که سیگنال‌های کلیدزنی لازم را برای این ادوات کلیدزنی بر اساس ورودی‌های تعریف شده توسط کاربر تولید کند.

www.takbook.com

برای این منظور، انتگرال زمانی ولتاژ را می‌توان معرفی کرد که این انتگرال با ولتاژ متو سط در هر نمونه ($U(t_k)$) مرتبط ا ست. این ارتباط را می‌توان به صورت زیر بیان کرد.

$$U(t_k) = \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u(t)dt \quad (۱-۲)$$

که در رابطه‌ی فوق T_s فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری و $u(t)$ نشان‌دهنده‌ی ولتاژ لحظه‌ای دو سر یک بار تکفاز است. در معرفی متغیر T_s فرض شده است که از یک فرکانس نمونه برداری ثابت استفاده شده است که این فرکانس معمولا باید بزرگ‌تر از محدوده‌ی فرکانسی لازم برای کنترل ماشین‌های الکتریکی انتخاب شود. حد بالای فرکانس نمونه‌برداری توسط محدودیت‌هایی که برای تلفات کلیدزنی نیمه‌هادی‌های مبدل وجود دارد، تعیین می‌شود.

توانایی کنترل تجهیزات مبدل به روشی که کاربر بتواند برای بار یک ولتاژ مرجع متوسط در هر نمونه ($U^*(t_k)$) تعریف کند، برای کنترل دقیق جریان مفید خواهد بود. این کار را می‌توان با در نظر گرفتن یک شار پیوندی افزایشی برای یک فا صله‌ی زمانی نمونه برداری بار به شکل یک سیم‌پیچ با اندوکتانس L و مقاومت R انجام داد. این شار پیوندی را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی زیر بیان کرد:

$$\Delta\psi(t_k) = \int_{t_k}^{t_k+T_s} \big(u(t) - Ri(t)\big)dt \quad (۲-۲)$$

تغییر افزایشی جریان بار (در طول یک فاصله‌ی زمانی نمونه برداری T_s) متناظر با تغییر شار پیوندی بیان شده در رابطه‌ی (۲-۲) را می‌توان با ا ستفاده از رابطه‌ی زیر بیان کرد:

$$\Delta i(t_k) = \frac{\Delta\psi(t_k)}{L} \quad (۳-۲)$$

www.takbook.com

رابطه‌ی فوق برای زمانی نو شته شده ا ست که بتوان از اثر ا شباع صرف نظر کرد. رابطه‌ی (۲-۳) را می‌توان به کمک رابطه‌ی (۲-۲) به شکل زیر نوشت:

$$\Delta i(t_k) = \frac{1}{L}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u(t)dt - \frac{R}{L}\int_{t_k}^{t_k+T_s} i(t)dt \tag{۲-۴}$$

که می‌توان رابطه‌ی فوق را به صورت رابطه‌ی زیر کاهش داد:

$$\Delta i(t_k) \cong \frac{U(t_k)T_s}{L} \tag{۲-۵}$$

رابطه‌ی (۲-۵) زمانی درست است که ثابت زمانی بار یعنی $\tau = L/R$ در مقایسه با T_s نسبتا بزرگ باشد؛ که معمولا در مورد ماشین‌های الکتریکی این اتفاق رخ می‌دهد. طبق رابطه‌ی (۲-۵) مسأله‌ی کنترل جریان افزایشی را می‌توان به صورت توانایی مدوله‌کننده برای تشخیص شرایط زیر برای هر نمونه تعریف کرد:

$$U(t_k) = U^*(t_k) \tag{۲-۶}$$

باید دقت کرد که رابطه‌ی (۲-۶) بیان می‌کند که حالت‌های کلیدزنی مبدل باید با استفاده از مدوله‌کننده کنترل شود تا تضمین گردد که ولتاژ متوسط در هر نمونه برابر مقدار متوسط مرجع تعریف شده توسط کاربر باشد. در این صورت مقدار واقعی و مقدار مرجع مربوط به تغییر جریان افزایشی با هم برابر می‌شوند.

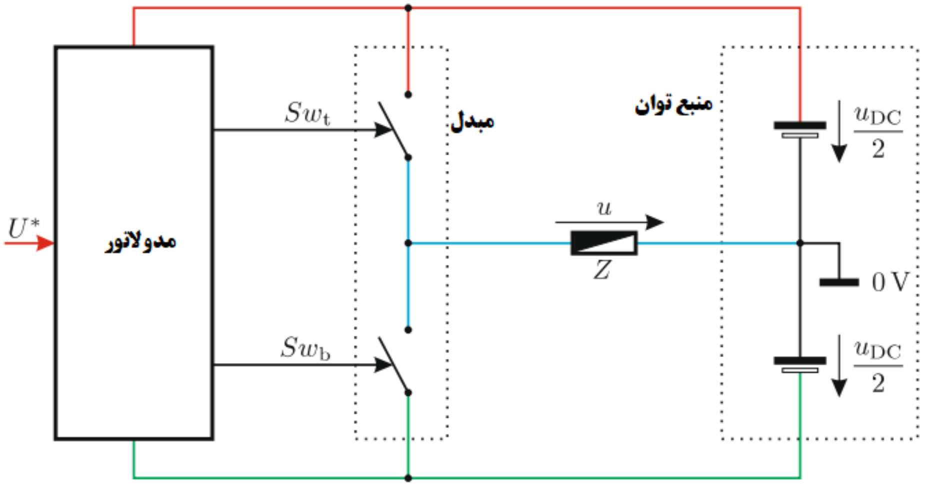
این اتفاق چگونه رخ می‌دهد؟ این پرسشی است که به آن در بخش‌های بعدی برای پیکربندی‌های مختلف مبدل پاسخ داده خواهد شد. در رهیافتی که برای پا سخ به این پر سش ا ستفاده شده ا ست، در نظر گرفته می شود که ولتاژ متوسط در هر نمونه ($U(t_k)$) به عنوان تابعی از زمان روشن/خاموش کلید مبدل در فاصله‌ی زمانی نمونه برداری چگونه تغییر می‌کند. وقتی که این رابطه برای

www.takbook.com

مبدل مورد نظر م شخص شود، مقدار واقعی سیگنال با مقدار مرجع تعریف شده توسط کاربر مقایسه می‌شود تا حالت کلیدهای مبدل در هر نمونه تعیین گردد. در ابتدا یک مبدل نیم پل تکفاز در نظر گرفته می شود سپس مبدل تمام پل تکفاز و مبدل سه فاز تجزیه و تحلیل می‌گردند. در خصوص مدولاسیون مبدل‌های سه‌فاز، مدولاسیون بردار فضایی در کنار یک استراتژی مدوله‌کننده در نظر گرفته می‌شود تا بتوان زمان‌های محدود روشن/خاموش کلیدهای یک مبدل عملی را کنترل کرد. در این فصل، مجموعه‌ای از مثال‌های شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است تا خواننده به خوبی بتواند با موضوع ارائه شده در این فصل آشنا شود.

۲–۲– مبدل نیم‌پل تک‌فاز

در شکل (۲-۱) پیکربندی یک مبدل نیم‌پل نشان داده شده است که دو کلید دارد که باید با استفاده از مدوله‌کننده کنترل شوند. مبدل مورد نظر به بار تک‌فاز Z متصل شده است.



شکل (۲-۱): مبدل نیم‌پل دو کلیدی به همراه منبع توان و مدوله‌کننده

www.takbook.com

همان‌طور که در این کتاب نیز در نظر گرفته شـــده اســـت برای کاربردهای مربوط به راه‌انداز، عنصر بار معمولا یک فاز یک ماشین الکتریکی است که می‌توان آن را با اســـتفاده از یک امپدانس به شـــکل یک اندوکتانس L و مقاومت R که به صورت سری به یکدیگر متصل شده‌اند به همراه یک منبع ولتاژ e نشان داد. دو کلید ایده‌آل با استفاده از دو سیگنال منطقی Sw_t و Sw_b کنترل می‌شوند. منطق ۱ متناظر با حالت بسته یعنی روشن برای کلید است و منطق ۰ متناظر با حالت باز بودن کلید اســـت. بنابراین طبق جدول (۲-۱) چهار ترکیب ممکن برای حالت‌های کلید وجود دارد. از بین چهار ترکیب نشان داده شده در جدول (۲-۱) باید از حالتی که هر دو کلید در مبدل منبع ولتاژ روشن هستند اجتناب کرد تا از اتصال کوتاه منبع جلوگیری شود. از حالت خاموش بودن هر دو کلید معمولا برای غیر فعال کردن مبدل اســـتفاده می‌شـــود. با مشـــاهده‌ی جدول (۲-۱) مشـــخص می‌شود که دو حالت کلیدزنی فعال مکمل یکدیگر هستند و بنابراین می‌توان آن‌ها را با یک ســـیگنال منطقی یعنی Sw به صـــورت $Sw_t = Sw$ و $Sw_b = \overline{Sw}$ نشـــان داد.

جدول (۲-۱): حالت‌های کلیدزنی یک مبدل نیم‌پل

Sw_t	Sw_b	ولتاژ u	نظر
۰	۰	—	حالت استراحت
۰	۱	$-\frac{u_{DC}}{۲}$	حالت فعال
۱	۰	$\frac{u_{DC}}{۲}$	حالت فعال
۱	۱	—	حالت مدار باز

در شکل (۲-۲) نمونه‌ای از شکل موج ولتاژ خروجی که در یک مبدل نیم‌پل برای فاصله زمانی نمونه‌برداری $t_{k+۱}$ … $t_{k-۱}$ ظاهر می‌شود نشان داده شده است.

www.takbook.com

در این شکل فرض شده است که تابع کلیدزنی Sw در $t = t_{k-1}$ برابر صفر است و در $t = t_{k-1} + t^r$ به مقدار منطقی ۱ تغییر می‌کند. سپس Sw در طول فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری بعدی در $t = t_k + t^f$ صفر می‌شود. لازم به ذکر است که t^r لحظه‌ای است که در آن Sw بالا می‌رود و t^f لحظه‌ای است که در آن Sw پایین می‌آید. این توالی کلیدزنی برای هر دو نمونه یکبار تکرار می شود که ممکن است t^r و t^f به ترتیب در فواصل زمانی $t_k \ldots t_{k-1}$ و $t_{k+1} \ldots t_k$ تغییر کنند. این استراتژی مدولاسیون به عنوان PWM دو لبه شناخته می شود، چرا که لبه‌های بالارونده و پایین‌رونده‌ی شکل موج ولتاژ بار به صورت تابعی از t^r و t^f تغییر می‌کنند. در شکل (۲-۲) شکل موج مربوط به ولتاژ بار نیز برای دو نمونه نشان داده شده است که یک دوره‌ی تناوب مدوله‌کننده (یعنی $T_{PWM} = 2T_s = 1/F_{PWM}$) را تشکیل می‌دهند.

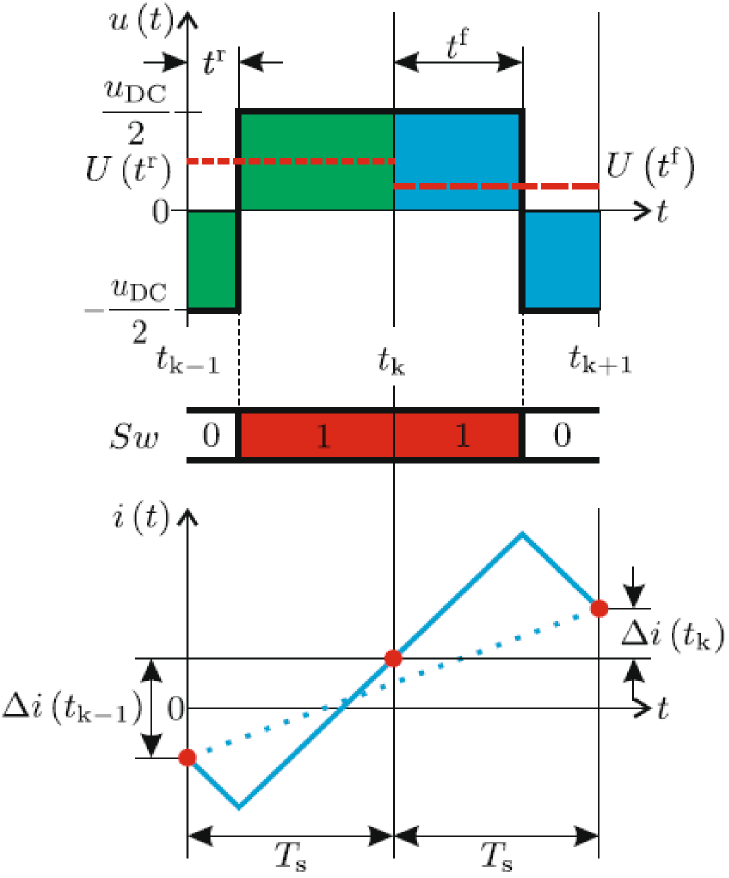
توابع ولتاژ متوسط مربوطه یعنی $U(t^r)$ و $U(t^f)$ را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۲-۱) به صورت روابط زیر به دست آورد:

$$U(t^r) = \frac{u_{DC}}{2}\left(1 - \frac{2t^r}{T_s}\right); \quad 0 \le t^r \le T_s$$
$$U(t^f) = \frac{u_{DC}}{2}\left(\frac{2t^f}{T_s} - 1\right); \quad 0 \le t^f \le T_s \qquad (۲-۷)$$

در رابطه‌ی (۲-۷) u_{DC} نشان‌دهنده‌ی ولتاژ شین DC مبدل نشان داده شده در شکل (۲-۱) است. همچنین در شکل (۲-۲) شکل موج مربوط به جریان بار برای زمانی که عنصر Z به وسیله‌ی یک سیم‌پیچ ایده‌آل (با مقاومت صفر) بیان شود، نشان داده شده است. در این حالت شیب مربوط به شکل موج جریان با استفاده از نسبت u(t)/L دیکته می شود در حالی که تغییر جریان افزایشی در هر

www.takbook.com

نمونه یعنی $\Delta i(t_k)$ (که در شکل (۲-۲) برای هر دو فاصله‌ی زمانی نشان داده شده است) توسط ضریب UT_s (طبق رابطه‌ی (۲-۵)) تعیین می‌گردد.

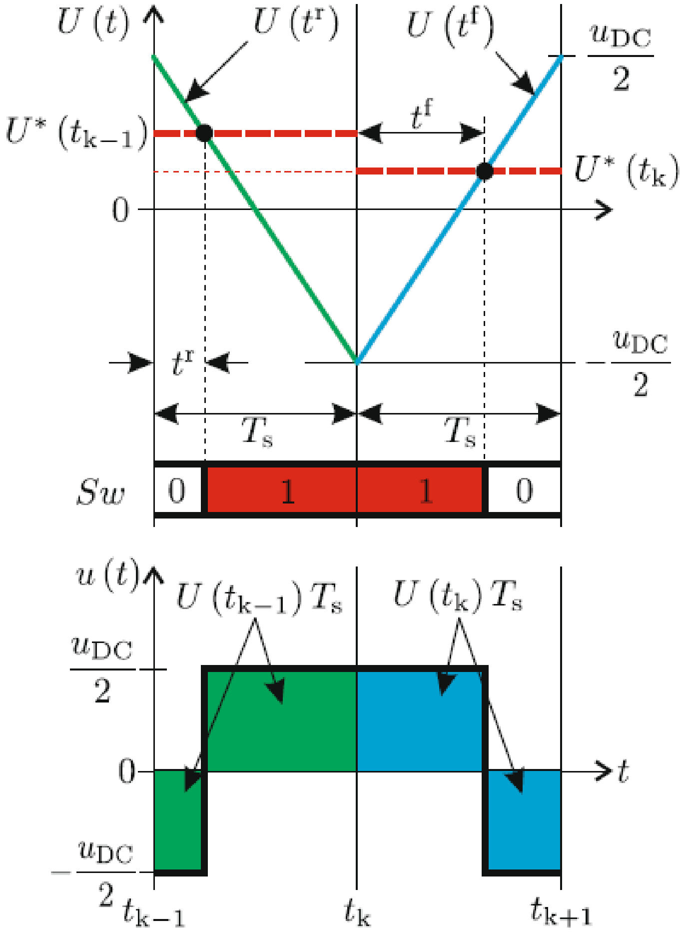


شکل (۲-۲): تغییر ولتاژ متوسط در هر نمونه در یک مبدل نیم‌پل

در شکل (۲-۳) توابع ولتاژ متوسط مطابق با رابطه‌ی (۲-۷) به همراه مقادیر مرجع تعریف شده توسط کاربر برای هردو فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری نشان داده شده است. حالت کلید مورد نیاز یعنی Sw را می‌توان با مقایسه‌ی مقادیر ولتاژ متوسط مرجع تعریف شده یعنی $U^*(t_{k-1})$ و $U^*(t_k)$ (به شکل (۲-۳) نگاه شود) با توابع ولتاژ متوسط (که توسط رابطه‌ی (۲-۷) تعریف می شوند) به دست آورد که

www.takbook.com

در این صورت باید مقادیر t^r و t^f در شرایط تعیین شده توسط رابطه‌ی (۲-۶) صدق کنند. مورد دومی با مشاهده‌ی سطوح سبز و آبی نشان داده شده در شکل موج ولتاژ بار (u(t)) نیز تصدیق می‌شوند؛ سطوح سبز و آبی به ترتیب نشان‌دهنده‌ی عبارات $U(t_{k-1})T_s$ و $U(t_k)T_s$ هستند. در شکل (۲-۳) حالت‌های Sw برای کلید در طول یک دوره‌ی تناوب کاری مدوله‌کننده به طور واضح مشخص هستند؛ باید در نظر داشت که فاصله‌ی زمانی با رنگ قرمز با سطح منطقی ۱ متناظر است.

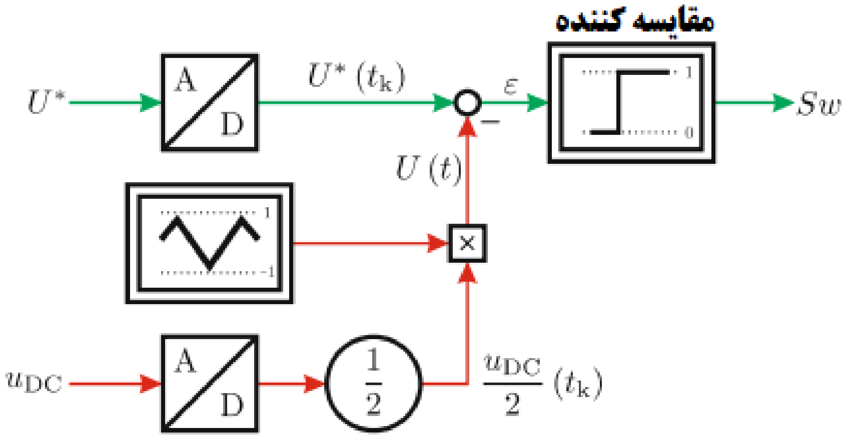


شکل (۲-۳): استراتژی PWM دو لبه در یک مبدل نیم‌پل

www.takbook.com

در شــکل (۲-۴) یک روش پیاده‌ســازی کلی برای اســتراتژی PWM دو لبه نشــان داده شــده اســت که در آن از دو واحد A/D (مبدل آنالوگ به دیجیتال) اســتفاده شــده اســت که یکی به مقدار ولتاژ متوســط مرجع (از کنترل‌کننده) و دیگری به مقدار ولتاژ شــین DC اندازه‌گیری شــده u_{DC} (از واحد مبدل) متصــل شده‌اند. ولتاژ DC نمونه‌برداری شده در بهره‌ی ۰/۵ ضرب می شود تا مقدار ولتاژ متو سط نمونه‌برداری شده‌ی حداکثر یعنی $u_{DC}/2$ فراهم شود. این مقدار در یک تابع مثلثی ضرب می شود تا تابع U(t) تعریف شده تو سط رابطه‌ی (۲-۷) حا صل شود. یک واحد جمع‌کننده دو مقدار ولتاژ متو سط یعنی U و U^* را با هم مقایسه می‌کند. از خروجی آن (ε) در واحد مقایســه‌گر اســتفاده می‌شــود. تابع تبدیل این واحد مقایسه‌گر با استفاده از رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{array}{lll} \text{if} & \varepsilon > 0 & \text{comparator output} = 1 \\ \text{if} & \varepsilon \leq 0 & \text{comparator output} = 0 \end{array} \qquad (۲-۸)$$



شکل (۲-۴): مدل کلی برای پیاده سازی PWM دو لبه بر اساس مدوله‌کننده‌ی نیم‌پل

www.takbook.com

خروجی مقایسه‌گر که به عنوان تابع Sw شناخته می شود، دو کلید مبدل را همان‌طور که قبلا بحث شد، راه‌اندازی می‌کند. باید توجه کرد که استفاده از ولتاژ اندازه‌گیری شده شین DC در این ساختار کلی مفید است چرا که این سیگنال باعث می‌شود که مدوله‌کننده حتی در زمان تغییرات ولتاژ شین بتواند مقدار مرجع ولتاژ متوسط را حفظ کند.

قبل از پرداختن به مبدل تمام‌پل مفید است که دو پارامتر مدولاسیون معرفی شوند که می‌توان آن‌ها را در سیگنال‌های مرجع ولتاژ متوسط سینوسی به کار بست؛ استفاده از این سیگنال‌های مرجع سینوسی در کاربردهای مربوط به راه‌اندازی رایج است. اولین پارامتر به عنوان نسبت دامنه‌ی مدولاسیون شناخته شده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$m_A = \frac{\hat{U}^*}{u_{DC}/2} \qquad (۲-۹)$$

که در رابطه‌ی فوق $\hat{U}^*$ مقدار قله‌ی ولتاژ فاز متوسط مرجع را نشان می‌دهد. دومین پارامتر مدولاسیون با نام نسبت فرکانس مدولاسیون شناخته شده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

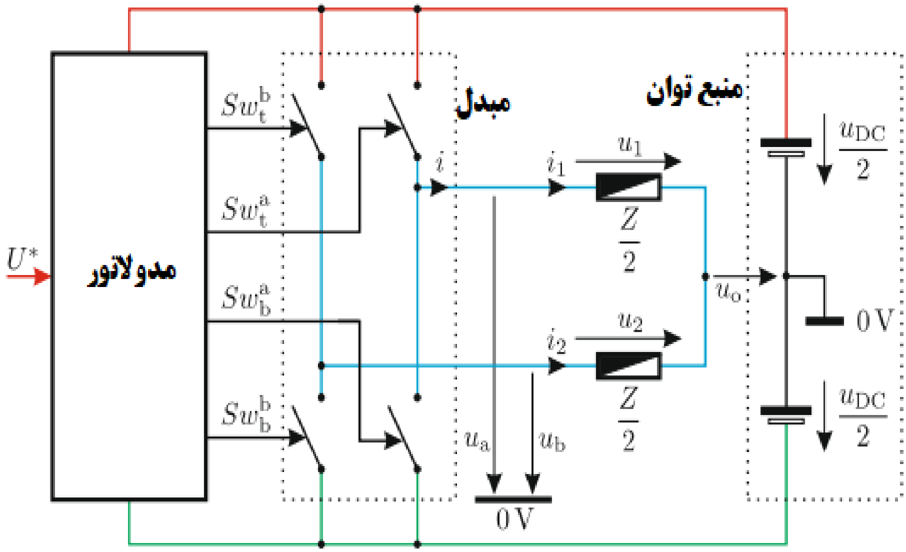
$$m_f = \frac{f_{PWM}}{f^*} \qquad (۲-۱۰)$$

که f_{PWM} فرکانس شکل موج مثلثی (نشان داده شده در شکل (۲-۳)) را نشان می‌دهد که نصف فرکانس نمونه‌برداری یعنی $f_s = 1/T_s$ است. فرکانس یک سیگنال مرجع ولتاژ متوسط سینوسی به صورت f^* تعریف می‌شود. در مثال شبیه سازی ۲-۶-۱ که در انتهای این فصل قرار دارد، یک شبیه سازی ارائه شده است تا مفاهیم ارائه شده در این بخش بهتر منتقل شوند.

www.takbook.com

۲-۳- مبدل تمام‌پل تک‌فاز

در شکل (۲-۳) یک مبدل تمام‌پل که با نام مبدل پل H نیز شناخته می‌شود، نشان داده شده است. این مبدل را می‌توان با استفاده از دو مبدل نیم‌پل ساخت. یک بار تکفاز با امپدانس Z (همان‌طور که در بخش قبلی تعریف شد) در نظر گرفته شده است که در اینجا به وسیله‌ی یک بار معادل دوفاز با امپدانس Z/۲ در هر فاز و جریان‌های فاز $i_1 = i$ و $i_2 = -i$ نشان داده شده است. استفاده از یک بار دوفاز مجازی برای درک ساختار مدوله‌کننده مفید است چرا که می‌توان این رهیافت را به آسانی به سیستم‌های سه‌فاز نیز تعمیم داد. ولتاژ متناظر با نقطه‌ی وسط بار دوفاز مجازی به صورت u_0 تعریف می‌شود. این ولتاژ نسبت به گره صفر ولت در نظر گرفته شده است.



شکل (۲-۵): مبدل پل H

www.takbook.com

برای مشخص کردن استراتژی مدوله‌کننده‌ی مربوط به این مبدل می‌توان از رابطه‌ی (۲-۱) استفاده کرد که به کمک شکل (۲-۵) می‌توان نوشت:

$$U(t_k) = \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_1(t)dt}_{U_1(t_k)} - \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_2(t)dt}_{U_2(t_k)} \qquad (۱۱-۲)$$

در رابطه‌ی (۲-۱۱) عبارت‌های $U_1(t_k)$ و $U_2(t_k)$ ولتاژهای متوسط (در هر نمونه) برای هر یک از فازهای مجازی را نشان می‌دهند. این دو عبارت را می‌توان به صورت زیر نیز نوشت:

$$\begin{aligned} U_1(t_k) &= \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_a(t)dt}_{U_a(t_k)} - \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_0(t)dt}_{U_0(t_k)} \\ U_2(t_k) &= \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_b(t)dt}_{U_b(t_k)} - \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_0(t)dt}_{U_0(t_k)} \end{aligned} \qquad (۱۲-۲)$$

که در رابطه‌ی فوق $U_a(t_k)$ و $U_b(t_k)$ مقادیر ولتاژ متوسط نیم‌پل را نشان می‌دهند. با استفاده از رابطه‌ی (۲-۱۲) مرجع‌های ولتاژ متوسط نیم‌پل ($U_a^*(t_k)$ و $U_b^*(t_k)$) را می‌توان بر حسب مرجع‌های ولتاژ متوسط تعریف‌شده توسط کاربر ($U_1^*(t_k)$ و $U_2^*(t_k)$) به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} U_a^*(t_k) &= U_1^*(t_k) + U_0^*(t_k) \\ U_b^*(t_k) &= U_2^*(t_k) + U_0^*(t_k) \end{aligned} \qquad (۱۳-۲)$$

همان‌طور که در بالا نیز اشاره شد، در واقعیت یک بار تکفاز وجود دارد که باید به آن یک ولتاژ متوسط مشخص اعمال شود. این مقدار طبق رابطه‌ی (۲-۱۱) به صورت زیر به دست می‌آید:

www.takbook.com

$$U^*(t_k) = U_1^*(t_k) - U_2^*(t_k) \quad (۱۴-۲)$$

رابطه‌ی فوق را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۲-۱۳) به صورت زیر نیز نوشت:

$$U^*(t_k) = U_a^*(t_k) - U_b^*(t_k) \quad (۱۵-۲)$$

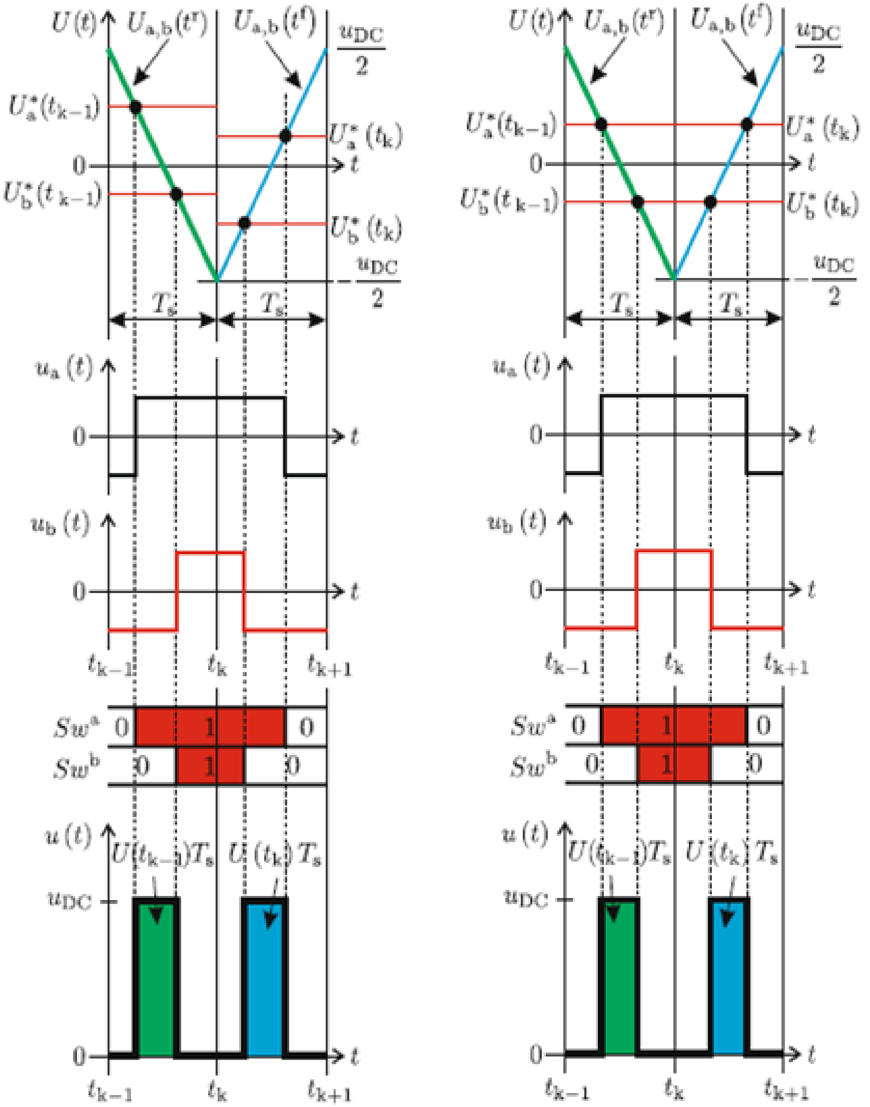
رابطه‌ی (۲-۱۵) نشان می‌دهد که مقدار ولتاژ متوسط مجازی $U_0^*(t_k)$ می‌تواند به صورت دلخواه انتخاب شود چرا که در این رابطه ظاهر نشده است. این موضوع را می‌توان در شکل (۲-۶) (الف) نیز مشاهده کرد که مقدار ولتاژ متوسط مجازی $U_0^*(t_k)$ در دو فاصله‌ی زمانی متوالی نمونه‌برداری به طور اختیاری به ترتیب مقادیری بزرگ‌تر و کوچک‌تر از صفر انتخاب شده است. باید دقت کرد که برای هر دو مقدار انتخاب شده، مقدار مرجع ولتاژ متوسط یکسان است (یعنی $U^*(t_{k-۱}) = U^*(t_k)$). شکل (۲-۶) (الف) نشان می‌دهد که پالس‌های خروجی با مقادیر $U^*(t_{k-۱})T_s$ و $U^*(t_k)T_s$ متناظر هستند که در این مثال به صورت برابر انتخاب شده‌اند. موقعیت نسبی پالس‌های خروجی در فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری با استفاده از مقادیر ولتاژ متوسط مجازی یعنی $U_0^*(t_{k-1})$ و $U_0^*(t_k)$ تعریف می‌شوند. در این مثال این مقادیر به صورت دلخواه به ترتیب مثبت و منفی انتخاب شده‌اند. همان‌طور که در شکل (۲-۶) نیز مشخص است، ولتاژهای نیم‌پل u_a و u_b بین $\pm u_{DC}/۲$ تغییر می‌کنند.

در عمل بهتر است که مرجع‌های ولتاژ متوسط مبدل یعنی $U_a^*(t_k)$ و $U_b^*(t_k)$ در هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری طوری انتخاب شوند که نسبت به محور افقی زمان متقارن شوند. اگر این شرایط حفظ شود، بیش‌ترین مقدار ممکن U^* یعنی u_{DC} توسط مدوله‌کننده یا مبدل دریافت می‌شود. با برقراری شرایط زیر می‌توان در مرجع‌های $U_a^*(t_k)$ و $U_b^*(t_k)$ تقارن ایجاد کرد:

www.takbook.com

$$\max\left\{U_a^*(t_k), U_b^*(t_k)\right\} + \min\left\{U_a^*(t_k), U_b^*(t_k)\right\} = 0 \qquad (۱۶-۲)$$

رابطه‌ی (۲-۱۶) را می‌توان با استفاده ازرابطه‌ی (۲-۱۳) به صورت زیر نوشت:

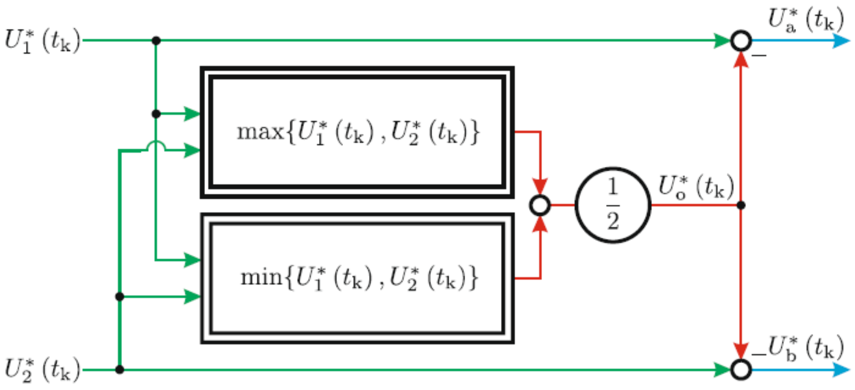


شکل (۲-۶): مبدل تمام‌پل با PWM نمونه‌برداری شده به صورت نامتقارن

www.takbook.com

$$\max\left\{U_1^*(t_k),U_2^*(t_k)\right\}+\min\left\{U_1^*(t_k),U_2^*(t_k)\right\}+2U_0^*(t_k)=0 \qquad (۱۷-۲)$$

رابطه‌ی فوق کاملا نشان می‌دهد که برای برقراری رابطه‌ی (۲-۱۶) به سطح مرجع ولتاژ متوسط مجازی $U_0^*(t_k)$ احتیاج است. در شکل (۲-۷) ساختار کنترلی متناظر با روابط (۲-۱۳) و (۲-۱۷) نشان داده شده است؛ این ساختار با نام واحد متمرکزکننده‌ی پالس شناخته می‌شود.



شکل (۲-۷): واحد متمرکزکننده‌ی پالس

باید توجه کرد که برای مدوله‌کننده‌ی تمام‌پل در نظر گرفته شده در اینجا، رابطه‌ی (۲-۱۶) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$U_a^*(t_k)+U_b^*(t_k)=0 \qquad (۱۸-۲)$$

که سیگنال‌های مرجع را نسبت به محور زمان متقارن می‌کند. ورودی‌های مرجع واحد متمرکزکننده‌ی پالس متغیرهای U_1^* و U_2^* هستند در حالی که ورودی مدوله‌کننده طبق رابطه‌ی (۲-۱۴) برابر U^* یا همان اختلاف متغیرهای یاد

www.takbook.com

شده است. یکی از دو مقدار مرجع را می‌توان به صورت دلخواه انتخاب کرد که در رابطه‌ی زیر یک انتخاب راحت نشان داده شده است:

$$U_1^*(t_k) = U^*(t_k)$$
$$U_2^*(t_k) = 0 \quad (۲-۱۹)$$

بنابراین خروجی‌های واحد متمرکزکننده‌ی پالس به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

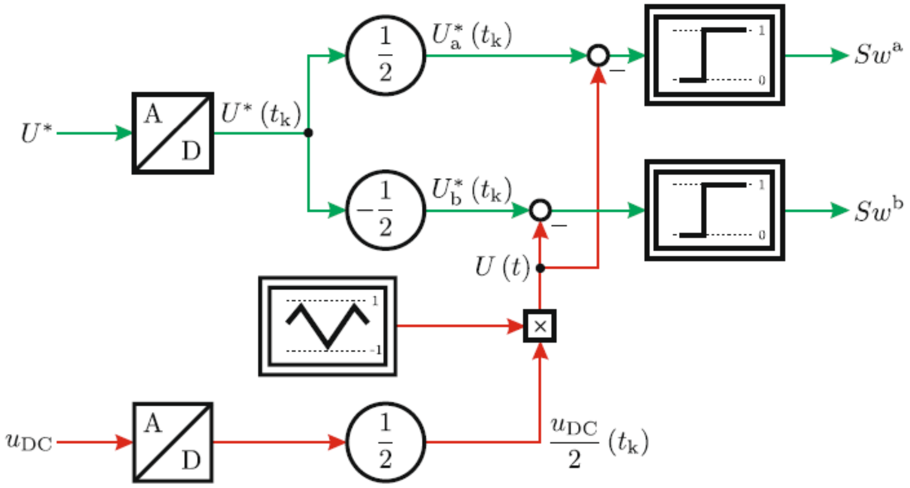
$$U_a^*(t_k) = \frac{1}{2}U^*(t_k)$$
$$U_b^*(t_k) = -\frac{1}{2}U^*(t_k) \quad (۲-۲۰)$$

در شکل (۲-۶) (ب) تاثیر انتخاب مقدار ولتاژ متوسط U_0 طبق رابطه‌ی (۲-۱۷) نشان داده شده است. با مشاهده‌ی شکل موج ولتاژ بار مشخص می‌شود که نسبت به وسط فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری در مرکز قرار گرفته است. در نتیجه با افزایش مقدار ولتاژ متوسط مرجع U^*، سطح زیر پالس ولتاژ نیز افزایش پیدا می‌کند اما موقعیت آن نسبت به فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری تغییر نمی‌کند. اگر از این واحد متمرکزکننده‌ی پالس استفاده نشود و مرجع U^* افزایش یابد، موقعیتی پیش می‌آید که در آن یکی از مرجع‌های نیم‌پل از مقدار حداکثر تجاوز می‌کند. برای مثال مرجع U_b^* در شکل (۲-۶) (الف) قبل از مرجع U_b^* از مقدار حداکثر تجاوز می‌کند. با تمرکز پالس، مقدار هر دو مرجع ولتاژ متوسط نیم‌پل در مرکز باقی می‌ماند. بنابراین به صورت هم‌زمان به مقدار حداکثر خود می‌رسند.

در شکل (۲-۸) یک ساختار کلی برای مدوله‌کننده‌ی مبدل پل H نشان داده شده است. این ساختار شامل دو مقایسه‌گر است که سیگنال‌های منطقی Sw^a و Sw^b را فراهم می‌کنند؛ از این دو سیگنال منطقی به نوبت استفاده می‌شود تا

www.takbook.com

کلیدها به همان‌صـــورتی که در بخش قبلی بحث شـــد، کنترل شـــوند. در مثال شبیه‌سازی ارائه شده در بخش ۲-۶-۳ از مدوله‌کننده‌ی پل H به همراه یک مبدل تمام پل استفاده شده است که یک بار القایی را تغذیه می‌کند.



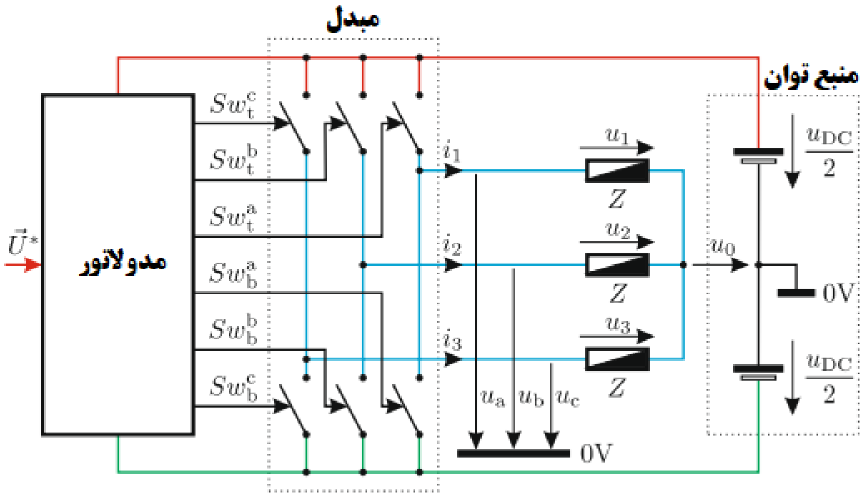
شکل (۲-۸): مدل کلی PWM دو لبه بر اساس مدوله‌کننده‌ی مبدل تمام‌پل

۲-۴- مبدل سه‌فاز

در شکل (۲-۹) پیکربندی یک مبدل سه‌فاز نشان داده شده است. این مبدل شامل یک بار متعادل و متقارن با اتصال ستاره است که به سه مبدل نیم‌پل متصل شده است. این مبدل‌های نیم‌پل در بخش (۲-۲) بررسی شده‌اند. ساختار مبدل مشابه ساختار دوفاز مجازی است که در بخش قبلی معرفی شد. بنابراین برای به دست آوردن مرجع‌های ولتاژ برای سه مبدل نیم‌پل، روابط ریاضی به‌طور مشابهی دستکاری می‌شوند. هدف تعیین یک استراتژی کلیدزنی (برای یک فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری مشخص) برای شش کلید مبدل است به گونه‌ای که مقادیر متوسط

www.takbook.com

ولتاژهای فاز بار یعنی $U_1(t_k)$، $U_2(t_k)$ و $U_3(t_k)$ با سه مقدار مرجع $U_1^*(t_k)$، $U_2^*(t_k)$ و $U_3^*(t_k)$ برابر شوند. این سه مقدار مرجع نیز به مقدار بردار فضایی ولتاژ متوسط مرجع (که نامتغیر با توان است)، طبق رابطه‌ی (۲-۲۱) مرتبط می‌شوند.



شکل (۲-۹): مبدل سه‌فاز

$$\vec{U}^*(t_k)=\sqrt{\frac{2}{3}}\left(U_1^*(t_k)+U_2^*(t_k)e^{j\gamma}+U_3^*(t_k)e^{2j\gamma}\right) \qquad (۲-۲۱)$$

در رابطه‌ی فوق γ برابر $2\pi/3$ است. به علاوه یک ساختار کلی برای مدوله‌کننده توسعه داده شده است تا سیگنال‌های کلیدزنی لازم را برای مبدل بر اساس بردار مرجع ولتاژ متوسط یعنی $\vec{U}^*$ (که توسط کاربر تعریف می‌شود)، تولید کند.

مقادیر ولتاژ متوسط (در هر نمونه) برای بار سه فاز با استفاده از رابطه‌ی (۲-۱) و شکل (۲-۹) به صورت زیر نوشته می‌شوند:

www.takbook.com

$$
\begin{aligned}
U_1^*(t_k) &= \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_a(t)dt}_{U_a(t_k)} - \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_o(t)dt}_{U_o(t_k)} \\
U_2^*(t_k) &= \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_b(t)dt}_{U_b(t_k)} - \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_o(t)dt}_{U_o(t_k)} \\
U_3^*(t_k) &= \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_c(t)dt}_{U_c(t_k)} - \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_o(t)dt}_{U_o(t_k)}
\end{aligned} \qquad (۲-۲۲)
$$

که در رابطه‌ی فوق $U_a(t_k)$، $U_b(t_k)$ و $U_c(t_k)$ نشان‌دهنده‌ی مقادیر ولتاژ متوسط سه مبدل نیم‌پل است. مقادیر لازم برای ولتاژهای متوسط نیم‌پل مرجع (یعنی $U_a^*(t_k)$، $U_b^*(t_k)$ و $U_c^*(t_k)$) را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۲-۲۲) بر حسب ولتاژهای متوسط مرجع تعریف‌شده توسط کاربر یعنی $U_1^*(t_k)$، $U_2^*(t_k)$ و $U_3^*(t_k)$ به صورت زیر نوشت:

$$
\begin{aligned}
U_a^*(t_k) &= U_1^*(t_k) + U_o^*(t_k) \\
U_b^*(t_k) &= U_2^*(t_k) + U_o^*(t_k) \\
U_c^*(t_k) &= U_3^*(t_k) + U_o^*(t_k)
\end{aligned} \qquad (۲-۲۳)
$$

که شامل یک ولتاژ متوسط با توالی صفر (در هر نمونه) به مقدار $U_o^*(t_k)$ است که می‌توان آن را مطابق با رهیافت بیان‌شده در بخش قبلی بر حسب مقادیر ولتاژ متوسط تعریف‌شده توسط کاربر تعریف کرد. در عمل مفید است که رابطه‌ی (۲-۲۳) به شکل یک بردار فضایی نوشته شود. با استفاده از روابط (۲-۲۳) و (۲-۲۱) داریم:

$$
\vec{U}^*(t_k) = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(U_a^*(t_k) + U_b^*(t_k)e^{j\gamma} + U_c^*(t_k)e^{2j\gamma}\right) - \sqrt{\frac{2}{3}}U_o(t_k)\underbrace{\left(1+e^{j\gamma}+e^{2j\gamma}\right)}_{0} \qquad (۲-۲۴)
$$

www.takbook.com

جمله‌ی دوم در رابطه‌ی (۲-۲۴) شامل یک جمع برداری با مقدار صفر به همراه مقدار ولتاژ متوسط با توالی صفر یعنی $U_o^*(t_k)$ است و نشان می‌دهد مقدار ولتاژ متوسط با توالی صفر را می‌توان به‌طور دلخواه انتخاب کرد. لازم به ذکر است که رهیافتی که در اینجا بحث شد تقریبا با رهیافت به کار رفته در بخش قبلی یکسان است. بنابراین انتخاب مقدار ولتاژ متوسط با توالی صفر به انتخاب مرجع‌های ولتاژ متوسط نیم‌پل بستگی ندارد. هرچند بهتر است که مقدار $U_o(t_k)$ به صورتی انتخاب شود که حداکثر و حداقل مقدار مرجع‌های نیم‌پل نسبت به محور زمان متقارن گردند. اگر خواننده به یاد داشته باشد، چنین رهیافتی برای مدوله‌کننده‌ی تمام‌پل معرفی شد که منجر به شرط (۲-۱۶) گردید. این شرط را به سادگی می‌توان با در نظر گرفتن سه متغیر به جای دو متغیر برای این بخش نیز تعمیم داد. این شرط به صورت رابطه‌ی زیر نوشته می‌شود:

(۲-۲۵)

$$\max\left\{U_a^*(t_k),U_b^*(t_k),U_c^*(t_k)\right\}+\min\left\{U_a^*(t_k),U_b^*(t_k),U_c^*(t_k)\right\}=0$$

رابطه‌ی فوق را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۲-۲۳) به صورت زیر نیز نوشت:

$$\max\left\{U_1^*(t_k),U_2^*(t_k),U_3^*(t_k)\right\}+\min\left\{U_1^*(t_k),U_2^*(t_k),U_3^*(t_k)\right\}+2U_o^*(t_k)=0 \quad (۲-۲۶)$$

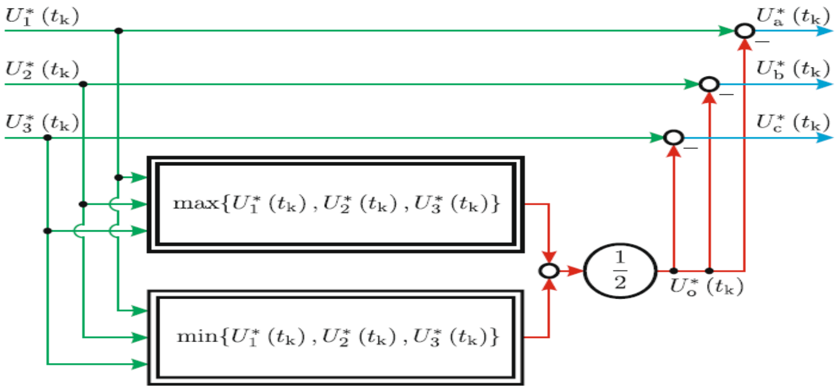
با توسعه‌ی بیش‌تر رابطه‌ی (۲-۲۶) داریم:

$$U_o^*(t_k)=-\frac{1}{2}\left[\max\left\{U_1^*(t_k),U_2^*(t_k),U_3^*(t_k)\right\}+\min\left\{U_1^*(t_k),U_2^*(t_k),U_3^*(t_k)\right\}\right] \quad (۲-۲۷)$$

رابطه‌ی (۲-۲۷) به‌طور کامل مقدار ولتاژ متوسط با توالی صفر یعنی $U_o^*(t_k)$ را برای هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری تعریف می‌کند. واحد متمرکزکننده‌ی پالس که در شکل (۲-۷) نشان داده شده است، به سادگی به یک ساختار سه خروجی/سه

www.takbook.com

ورودی اصلاح می‌شود. این واحد اصلاح‌شده که رابطه‌ی (۲-۲۷) را برآورده می‌کند، در شکل (۲-۱۰) نشان داده شده است.



شکل (۲-۱۰): واحد متمرکزکننده‌ی پالس سه‌فاز

در شکل (۲-۱۱) مثالی از استفاده و حذف واحد متمرکزکننده‌ی پالس نشان داده است؛ این مثال برای حالتی است که بردار مرجع $\vec{U}^*(t_i)$ با دامنه‌ی ثابت $\sqrt{3/8}\,u_{DC}$ با سرعت $\pi/6$ رادیان در طول یک فاصله‌ی زمانی T_s می‌چرخد. زاویه‌ی $\rho^*(t_i)$ بین بردار مرجع و محور حقیقی صفحه‌ی مختلط ایستا، در زمان t_{k-1} برابر صفر انتخاب می‌شود یعنی $\rho^*(t_{k-1})=0$. مقادیر مرجع متناظر برای ولتاژ متوسط بار ($U_{1,2,3}^*$) در هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری را می‌توان با استفاده از یک تبدیل بردار نامتغیر با توان استاندارد به سه‌فاز به صورت زیر به دست آورد.

$$
\begin{aligned}
U_1^*(t_i) &= \sqrt{\frac{2}{3}}\Re\left\{\vec{U}^*(t_i)\right\} \\
U_2^*(t_i) &= \sqrt{\frac{2}{3}}\Re\left\{\vec{U}^*(t_i)e^{-j\gamma}\right\} \\
U_3^*(t_i) &= \sqrt{\frac{2}{3}}\Re\left\{\vec{U}^*(t_i)e^{-j2\gamma}\right\}
\end{aligned}
\qquad (۲-۲۸)
$$

www.takbook.com

اعمال رابطه‌ی (۲-۲۸) به بردار مرجع انتخابی برای دو نمونه، منجر به مقادیر مرجع فاز داده شده در جدول (۲-۲) می شود و همچنین مقدار U_o^* نیز با استفاده از رابطه‌ی (۲-۲۷) محاسبه می گردد. با در نظر گرفتن جدول (۲-۲) می‌توان مشاهده کرد که انتخاب دامنه‌ی بردار فضایی مرجع در $|\vec{U}^*| = \sqrt{3/8}\,u_{DC}$ به گونه‌ای است که متغیر فاز $U_1^*(t_k)$ در بیش‌ترین مقدار ممکن خود یعنی ۱/۲□□□ باشد. این نشان می‌دهد که بزرگ‌ترین مسیر دورانی که می‌تواند برای بردار مرجع بدون متمرکزکننده‌ی پالس اتفاق بیفتد، با استفاده از یک دایره با شعاع $\sqrt{3/8}\,u_{DC}$ بیان می‌شود. مقادیر ولتاژ متوسط نیم‌پل لازم ($U_{a,b,c}^*$) را می‌توان با استفاده از واحد متمرکزکننده‌ی شکل (۲-۱۰) به دست آورد که در این حالت مقدار ولتاژ متوسط مرجع با توالی صفر (U_o^*) با استفاده از رابطه‌ی (۲-۲۷) محاسبه می‌شود.

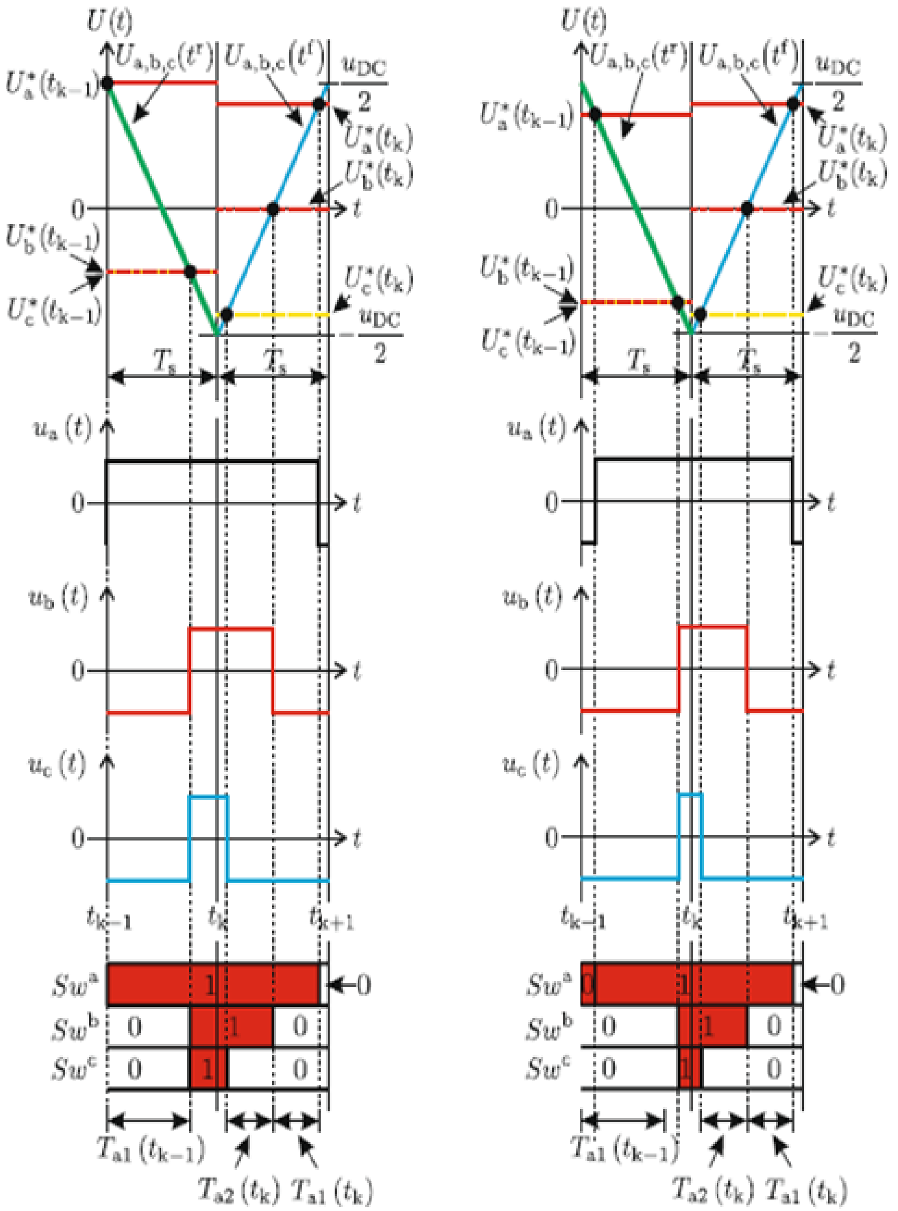
جدول (۲-۲): بردار مرجع: $\vec{U}^*(t_{k-1}) = \sqrt{3/8}\,u_{DC}$ ، $\vec{U}^*(t_k) = \sqrt{3/8}\,u_{DC}e^{j\pi/6}$

زمان t_k	زمان t_{k-1}	مرجع فاز
$\sqrt{۳}/۲\ u_{DC}$	$۱/۲\ u_{DC}$	U_1^*
۰	$-۱/۴\ u_{DC}$	U_2^*
$-\sqrt{۳}/۲\ u_{DC}$	$-۱/۴\ u_{DC}$	U_3^*
۰	$-۱/۸\ u_{DC}$	U_0^*

در نمودار اول شکل (۲-۱۱) (الف) از متمرکزکننده‌ی پالس استفاده نشده است یعنی U_o^* در صفر تنظیم گردیده است. در مثال نشان داده شده در شکل (۲-

۱۱) (ب) می‌توان مشاهده کرد که واحد متمرکزکننده‌ی پالس، مرجع‌های ولتاژ متوسط حداکثر و حداقل $U^*_{a,b,c}$ را نسبت به محور زمان متقارن می‌کند. با توجه به شکل (۲-۱۱) (ب)، استفاده از واحد متمرکزکننده‌ی پالس مقدار $U^*_1(t_k)$ را به مقدار □□□۳/۸ کاهش می‌دهد که نشان می‌دهد که دامنه‌ی بردار مرجع ولتاژ متوسط بیش‌تر افزایش پیدا می‌کند؛ این اتفاق قبل از رسیدن ولتاژ تغذیه‌ی مبدل به محدودیت‌های $\pm u_{DC}/2$ رخ می‌دهد. در بخش بعدی نشان داده شده است که استفاده از متمرکزکننده‌ی پالس به کاربر اجازه می‌دهد تا دامنه‌ی بردار فضایی مرجع را از $\left|\vec{U}^*\right| = \sqrt{3/8}\,u_{DC}$ به $\left|\vec{U}^*\right| = \sqrt{1/2}\,u_{DC}$ افزایش دهد که یک افزایش تقریبا ۱۵ درصدی است. برای نمونه‌ی دوم $t_k \cdots t_{k+1}$، مقدار ولتاژ متوسط مرجع نیم‌پل از قبل نسبت به محور زمان متقارن شده است که نشان می‌دهد که شکل موج‌های این نمونه با شکل‌موج‌های نشان داده شده در شکل (۲-۱۱) (الف) برای فاصله‌ی زمانی $t_k \cdots t_{k+1}$ یکسان هستند. هم‌چنین ولتاژهای نیم‌پل u_a، u_b و u_c نسبت به گره ولتاژ شین صفر در شکل (۲-۱۱) نشان داده شده‌اند. این ولتاژها بین دو مقدار $\pm u_{DC}/۲$ تغییر می‌کنند. به علاوه خروجی سه مقایسه‌گر نیز که حالت‌های کلید Sw^a، Sw^b و Sw^c را تولید می‌کنند، در شکل (۲-۱۱) نشان داده شده اند.

www.takbook.com



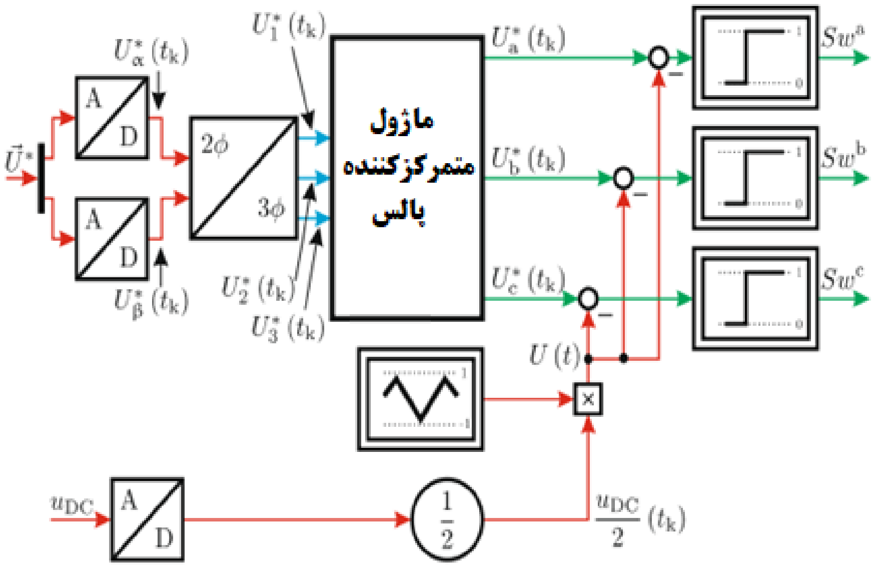
الف) PWM، بدون واحد متمرکزکننده پالس

ب) PWM، با واحد متمرکزکننده پالس

شکل (۲-۱۱): نمونه‌برداری شده به صورت نامتقارن در یک مبدل سه‌فاز با حضور و بدون حضور واحد متمرکزکننده‌ی پالس PWM

www.takbook.com

نمودار کلی مبدل سه‌فاز در شکل (۲-۱۲) نشان داده شده است که این نمودار مشابه مفهوم مدوله‌کننده‌ی توصیف‌شده برای مبدل تمام‌پل تکفاز است. هرچند در این مورد، از واحد متمرکزکننده‌ی پالس استفاده شده است تا مقدار ولتاژ متوسط مرجع برای سه نیم‌پل بر اساس بردار فضایی ولتاژ متوسط مرجع که توسط کاربر تعریف می‌شود، تولید گردد.



شکل (۲-۱۲): مدل کلی PWM دولبه بر اساس مدوله‌کننده‌ی یک مبدل سه‌فاز

۲-۴-۱- مدولاسیون بردار فضایی

مفید است که طرح مدوله‌کننده‌ی بالا از دید بردار فضایی در نظر گرفته شود. مدولاسیون بردار فضایی مستقیما از رابطه‌ی (۲-۲۱) استفاده می‌کند. استفاده از یک واحد متمرکزکننده‌ی پالس برای حداکثر کردن محدوده‌ی بهره‌برداری خطی مبدل مهم است. از این رو مباحث بیش‌تری روی شکل (۲-۱۱) صورت خواهد

www.takbook.com

گرفت که حالت‌های کلید متناظر با این مثال نیز در آن نشان داده شده اند. این حالت‌های کلید و خروجی‌های متناظر مبدل نیم‌پل را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۲-۲۱) به صورت یک مجموعه از بردار فضایی ولتاژ نشان داد. حالت‌های کلید نشان داده شده در شکل (۲-۱۱) یک زیرمجموعه از ترکیب هشت حالت ممکن کلیدزنی مبدل ($\{Sw^a, Sw^b, Sw^c\}$) را نمایش می‌دهند که می‌توان آن را به صورت زیر بیان کرد:

$$\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}} = \sqrt{\frac{2}{3}}u_{DC}\left\{Sw^a + Sw^b e^{j\gamma} + Sw^c e^{j2\gamma}\right\} \qquad (۲-۲۹)$$

ارزیابی رابطه‌ی (۲-۲۹) نشان می‌دهد که شش بردار ولتاژ فعال با اندازه‌ی $\sqrt{2/3}\,u_{DC}$ وجود دارند که به اندازه‌ی $\pi/3$ رادیان جابجا می‌شوند. این موضوع در شکل (۲-۱۳) نشان داده شده است. به علاوه، در این شکل دو بردار صفر نیز وجود دارند که با ترکیب کلیدهای $\{۰۰۰\}$ و $\{۱۱۱\}$ متناظر هستند. مبدل، شرایط مشخص‌شده توسط رابطه‌ی (۲-۳۰) را با استفاده از فرایند زیر برقرار می‌کند: دو بردار ولتاژ فعال در نزدیکی بردار ولتاژ متوسط مرجع ($\vec{U}^*$) به همراه فاصله‌ی زمانی فعال بودن آن‌ها در طول زمان نمونه‌برداری T_s مشخص می‌شوند. به علاوه برای هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری طول زمان فعال بودن بردارهای صفر نیز باید تعیین شود.

$$\vec{U}(t_i) = \vec{U}^*(t_i) \qquad (۲-۳۰)$$

این استراتژی را می‌توان به زبان ریاضی به شکل زیر بیان کرد:

$$\vec{U}^*(t_i) = \left(\frac{T_{a1}(t_i)}{T_s}\right)\vec{u}_{\bar{s}} + \left(\frac{T_{a2}(t_i)}{T_s}\right)\vec{u}_{\bar{s}}e^{j\frac{\pi}{3}} \qquad (۲-۳۱)$$

www.takbook.com

که $\vec{u}_{\bar{s}}$ همان بردار ولتاژ فعال نشان داده شده در رابطه‌ی (۲-۲۹) است که در فاصله‌ی درجه‌ای $\rho^*(t_i)$ قرار می‌گیرد. به علاوه کل مدت زمانی که در طول آن بردارهای فعال می‌توانند اعمال شوند، باید رابطه‌ی (۲-۳۲) را برقرار کند.

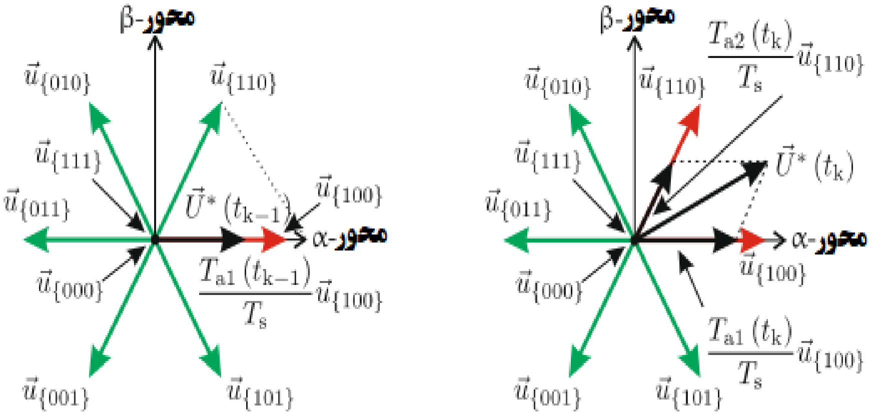
$$\frac{T_{a1}(t_i)}{T_s}+\frac{T_{a2}(t_i)}{T_s}\leq 1 \quad (۲-۳۲)$$

بردار فضایی معادل برای مثال مطرح‌شده در بخش قبلی (شکل (۲-۱۱)) در شکل (۲-۱۳) نشان داده شده است. هشت بردار فضایی ممکن برای ولتاژ مبدل به همراه بردارهای ولتاژ متوسط مرجع برای هر دو نمونه‌ی t_{k-1} و t_k در این شکل نشان داده شده است. در این مورد، بردار ولتاژ فعال مبدل $\vec{u}_{\bar{s}}$ که باید توسط (۲-۳۱) استفاده شود به صورت $\vec{u}_{\{100\}}$ است. شکل (۲-۱۳) نشان می‌دهد که رهیافتی که در این بخش برای PWM مطرح شد، طول زمانی مناسبی را برای بردارهای فعال تعیین می‌کند به گونه‌ای که مجموعه روابط (۲-۳۱) و (۲-۳۲) برقرار شوند. به علاوه، حضور واحد متمرکزکننده‌ی پالس تضمین می‌کند که فاصله‌ی زمانی ترکیب‌شده که در آن بردارهای فعال استفاده می‌شوند، در مرکز فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری متمرکز شوند. برای نمونه‌ی اول $t_{k-1}\cdots t_k$، بردار ولتاژ متوسط مرجع با بردار ولتاژ متوسط فعال مبدل $\vec{U}_{\{100\}}$ منطبق است. در این مورد، استراتژی مدولاسیون زمان مورد نیاز برای فعال کردن بردار گفته‌شده را در طول فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری تعیین می‌کند. برای فاصله‌ی زمانی نمونه‌ی دوم، دو بردار فعال در همسایگی بردار ولتاژ متوسط مرجع برای یک فاصله‌ی زمانی کافی فعال می‌شوند تا شرط مطرح‌شده در رابطه‌ی (۲-۳۰) برقرار گردد. باید تاکید شود که روش مدولاسیون مطرح شده در بالا مدت زمان بردارهای فعال استفاده شده در هر نمونه را بر اساس ولتاژ مرجع تعیین می‌کند. به علاوه، واحد متمرکزکننده‌ی پالس مسئول

www.takbook.com

در مرکز قرار دادن فاصله‌ی زمانی بردار فعال ترکیب‌شده در نمونه است. استراتژی مطرح‌شده در بالا اغلب با نام مدولاسیون بردار فضایی شناخته می‌شود که مخصوصا برای پیاده‌سازی دیجیتال مناسب است چرا که در این رهیافت برای یک فاصله‌ی زمانی نمونه‌ی داده شده (t_i)، مدت زمان بردارهای فعال در همسایگی بردار ولتاژ متوسط مرجع ($\vec{U}^*(t_i)$) مستقیما با استفاده از رابطه‌ی (۲-۳۳) محاسبه می‌شود؛ یعنی:

$$\frac{T_{a2}(t_i)}{T_s}=\frac{2}{\sqrt{3}}\Im\left\{\frac{\vec{U}^*(t_i)}{\vec{u}_{\bar{s}}}\right\}$$
$$\frac{T_{a1}(t_i)}{T_s}=\Re\left\{\frac{\vec{U}^*(t_i)}{\vec{u}_{\bar{s}}}\right\}-\frac{1}{2}\frac{T_{a2}(t_i)}{T_s} \qquad (۲-۳۳)$$



شکل (۲-۱۳): بیان شکل (۲-۱۱) به صورت بردار فضایی

این روابط را می‌توان با استفاده از (۲-۳۱) و (۲-۳۲) به دست آورد. با استفاده از رابطه‌ی (۲-۳۳) کاربر می‌تواند به مدت زمان لازم برای بردارهای فعال دسترسی داشته باشد بدون اینکه مجبور شود که یک ساختار مدوله‌کننده‌ی کلی طبق شکل (۲-۱۲) پیاده‌سازی کند.

www.takbook.com

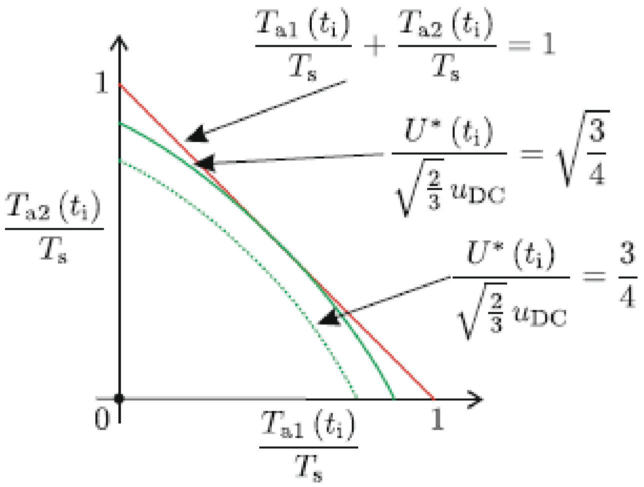
در مرکز قرار دادن فاصله‌ی زمانی فعال ترکیب‌شده باید به‌گونه‌ای انجام شود که یک بردار صفر (در صورت لزوم) برای فاصله‌ی زمانی یکسانی در شروع و پایان هر فاصله‌ی زمانی نمونه برداری فعال شود. انتخاب بردارهای صفر به کار رفته در هر لحظه‌ی مشخص بر اساس حداقل تعداد کلیدزنی لازم برای رسیدن به نزدیک‌ترین بردار صفر از آخرین بردار فعال مورد استفاده صورت می‌گیرد. از دید مدولاسیون، نتیجه‌ی کلی حاصل‌شده توسط مدولاسیون بردار فضایی از نظر اجرا با استراژی مدولاسیون پهنای پالس که به وسیله‌ی ساختار مدوله‌ی کننده‌ی کلی نشان داده شده در شکل (۲-۱۲) به دست می‌آید، یکسان است.

در نهایت مهم است که حداکثر مقدار ولتاژ متوسط مرجع یعنی $\left\{U^*(t_i)\right\}^{max}$ تعیین شود که بدون تحمیل هیچ شرطی روی زاویه‌ی فاز متناظر یعنی $\rho^*(t_i)$ از آن استفاده می‌شود. با جایگذاری بردار فعال $\vec{u}_{\bar{s}}$ (به رابطه‌ی (۲-۲۹) رجوع شود) در مجموعه روابط (۲-۳۳) و با انجام کمی محاسبات ریاضی رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\left(\frac{T_{a1}(t_i)}{T_s}\right)^2+\frac{T_{a1}(t_i)T_{a2}(t_i)}{T_s^2}+\left(\frac{T_{a2}(t_i)}{T_s}\right)^2=\left(\frac{U^*(t_i)}{\sqrt{\frac{2}{3}}u_{DC}}\right)^2 \quad (۲\text{-}۳۴)$$

که در این رابطه بردار فعال $\vec{u}_{\bar{s}}$ به صورت دلخواه $\vec{U}_{\{100\}}$ انتخاب شده است. رابطه‌ی (۲-۳۴) یک بیضی را در صفحه‌ی T_{a1}/T_s و T_{a2}/T_s نشان می‌دهد که اندازه‌ی آن با استفاده از متغیر $v=U^*(t_i)\Big/\sqrt{2/3}u_{DC}$ تعیین می‌شود که در شکل (۲-۱۴) نیز نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۲-۱۴): سیکل کاری بردار فعال برای $v=\frac{3}{4}$ و $v=\sqrt{\frac{3}{4}}$

شکل (۲-۱۴) نشان می‌دهد که چگونه می‌توان سیکل کاری دو بردار فعال همسایه را انتخاب کرد تا مقدار ولتاژ مرجع داده شده‌ی U^* (فقط دامنه) که با استفاده از متغیر v بیان می‌شود، به دست آید. هم‌چنین در این نمودار یک خط راست نشان داده شده است که مجموع دو سیکل کاری را بیان می‌کند؛ این مقدار باید برابر یک باشد. در واقع زمانی که در طول آن هر دو بردار فعال می‌شوند نمی‌تواند از فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری T_s تجاوز کند. با توجه به شکل (۲-۱۴) می‌توان مشاهده کرد که دو منحنی با مقادیر $v=\frac{3}{4}$ و $v=\sqrt{\frac{3}{4}}$ به ترتیب با یک مرجع ولتاژ با دامنه‌ی $U^*=\sqrt{3/8}\,u_{DC}$ و $U^*=\sqrt{1/2}\,u_{DC}$ متناظر هستند. مقدار دامنه‌ی دومی بزرگ‌ترین مقدار مرجع است و به این علت می‌تواند تولید شود که با بزرگترین بیضی‌ای (که بخشی از آن در ربع اول صفحه نشان داده شده است که می‌تواند استفاده شود، متناظر است؛ بزرگ‌ترین بیضی توسط قیود تحمیل‌شده از طرف تابع خطی و دو محور نشان داده شده در شکل (۲-۱۴) به دست می‌آید. به

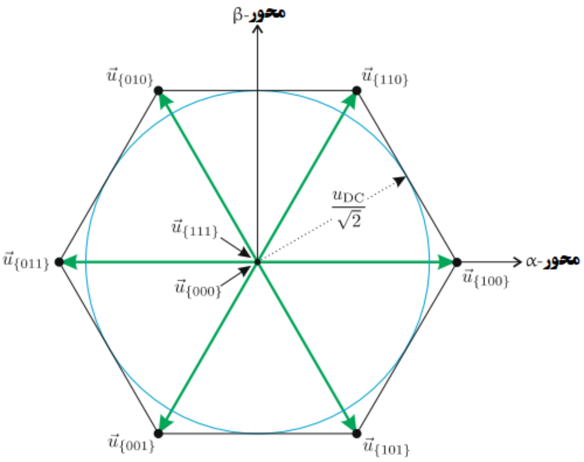
www.takbook.com

منظور مقایسه، بخشی از بیضی دوم (منحنی با نقطه‌چین) نیز در شکل (۲-۱۴) نشان داده شده است. این بیضی، بزرگ‌ترین بیضی با ولتاژ مرجع $\sqrt{3/8}\,u_{DC}$ است که می‌تواند بدون حضور یک واحد متمرکزکننده‌ی پالس استفاده شود در حالی که مرجع‌های فاز در محدوده‌ی $\pm u_{DC}/۲$ باقی بمانند. این موضوع نشان می‌دهد که در مرکز قرار دادن بردارهای فعال در یک نمونه با استفاده از یک واحد PWM متمرکزکننده‌ی پالس یا با محاسبه‌ای که در آن از رهیافت مدولاسیون بردار فضایی استفاده می‌شود، به کاربر اجازه می‌دهد که محدوده‌ی بهره‌برداری خطی با ضریب $2/\sqrt{3} \simeq 15\%$ گسترش دهد بدون اینکه از محدودیت‌های سطح تغذیه‌ی مبدل تجاوز کند. باید دقت کرد که امکان گسترش بهره‌برداری خطی در مدوله‌کننده/مبدل به اندازه‌ی تقریبی ۱۵ درصد یک مزیت ویژه به حساب می‌آید چرا که اجازه می‌دهد که مبدل با ولتاژهای بالاتر و در نتیجه با جریان‌های پایین‌تر کار کند. این موضوع نشان می‌دهد که با استفاده از متمرکزکننده‌ی پالس، ظرفیت مبدل بر حسب kVA را می‌توان تقریبا به اندازه‌ی ۱۵ درصد افزایش داد.

آموزنده است که مسیر دوران مدار را که طبق بحث بالا با بیش‌ترین مقدار مجاز برای مرجع منطبق است، به همراه بردارهای فعال و صفر مبدل در یک نمودار در نظر گرفت. چنین نموداری در شکل (۲-۱۵) نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که مسیر دورانی، بزرگ‌ترین مسیری است که می‌توان آن را در داخل یک شش ضلعی ساخته‌شده توسط شش بردار فعال با طول $\sqrt{2/3}\,u_{DC}$ جای داد. با توجه به شکل (۲-۱۵) می‌توان یک مثلث قائم‌الزاویه را مشاهده کرد که وتر آن بردار فعال $\vec{u}_{\{100\}}$ و یکی از ساق‌های آن شعاع دایره ($u_{DC}/\sqrt{2}$) است. مثلث

www.takbook.com

مطرح‌شده یک مثلث با زوایای $90^{\circ}-60^{\circ}-30^{\circ}$ است که نسبت اضلاع آن به صورت $1:\sqrt{3}:2$ هستند. هم‌چنین این موضوع نشان می‌دهد که شعاع بزرگ‌ترین دایره‌ای که می‌تواند در داخل شش ضلعی قرار بگیرد باید $\sqrt{3}/2$ برابر کوچک‌تر از دامنه‌ی بردار فعال باشد.



شکل (۲-۱۵): مسیر دوران بردار حداکثر ولتاژ متوسط و بردارهای فعال مبدل

قبل از در نظر گرفتن اثر زمان مرده روی مبدل، بهتر است که سناریویی امتحان شود که در آن دامنه‌ی بردار ولتاژ مرجع، فراتر از حداکثر مقدار $u_{DC}/\sqrt{2}$ افزایش پیدا می‌کند. تحت چنین شرایطی، مقادیر مرجع نیم‌پل در بخشی از مسیر دورانی طی‌شده توسط بردار مرجع از محدویت‌های منبع تغذیه‌ی DC تجاوز می‌کند. این موضوع سبب می‌شود که ولتاژ خروجی مبدل برای چنین دوره‌هایی از زمان در مقدار منبع تغذیه نگه داشته شود. در نتیجه فرکانس کلیدزنی مبدل برابر نصف فرکانس نمونه‌برداری نخواهد بود. به این حالت از بهره‌برداری اضافه مدولاسیون یا فرا مدولاسیون گفته می‌شود و در نهایت (با افزایش U^*) منجر به شرایطی می‌شود که در آن شکل موج‌های مبدل مستطیلی هستند. از دید برداری،

www.takbook.com

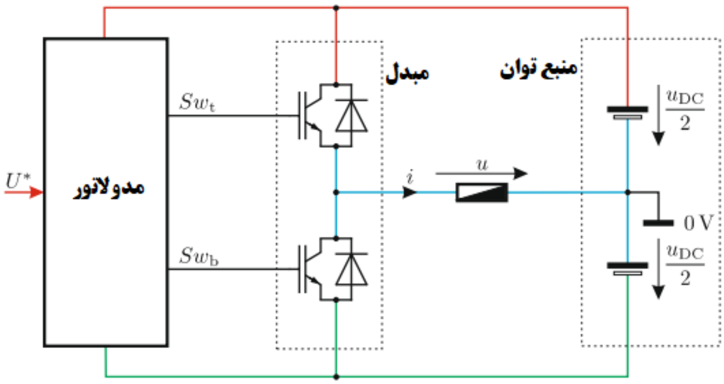
این بهره‌برداری با استفاده از کلیدزنی از یک بردار فعال به بردار فعال دیگر یعنی در گوشه‌های شش ضلعی نشان داده شده در شکل (۲-۱۵) مشخص می‌شود. این حالت از بهره‌برداری به عنوان بهره‌برداری شش مرحله‌ای شناخته می‌شود و به سادگی می‌توان آن را در مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش ۲-۶-۵ با افزایش دامنه‌ی ولتاژ مرجع بیش‌تر از مقدار $u_{DC}/\sqrt{2}$ مشاهده کرد.

۲-۵- اثرات زمان مرده

در این فصل، در پیکربندی نشان داده شده برای مبدل از کلیدزنی ایده‌آل استفاده شده است، که به این معنی است که کلیدها به صورت لحظه‌ای روشن و خاموش می‌شوند. در نتیجه سیگنال‌های روشن و خاموش کلید به صورت مکمل انتخاب می‌شوند (یک سیگنال در مقدار منطقی ۱ و دیگری در مقدار منطقی ۰ تنظیم می‌شود). این موضوع در شکل (۲-۳) نشان داده شده است. در واقعیت، کلیدها و دیودهای ساخته‌شده از مواد نیمه‌هادی استفاده می‌شود که به یک زمان محدود برای روشن و خاموش شدن احتیاج دارند. این واقعیت نشان می‌دهد که باید زمان مرده‌ی Δt_D در نظر گرفته شود که در آن هر دو سیگنال کلید در وضعیت صفر قرار دارند تا کلید امکان کامل کردن فرایند روشن و خاموش شدن را پیدا کند. شکست در این فرایند منجر به حالت اجتنابی نشان داده شده در جدول (۲-۱) می‌شود که می‌تواند برای تجهیزات مورد نظر خطرناک باشد. شکل (۲-۱۶) پیکربندی مبدلی را نشان می‌دهد که قرار است در این بخش بحث شود. در شکل (۲-۱۶) دو کلید IGBT با دیودهای مربوطه نشان داده شده‌اند که غیر ایده‌آل

www.takbook.com

هستند؛ یعنی به یک زمان محدود برای روشن و خاموش شدن نیاز دارند که این زمان برابر Δt_D است.



شکل (۲-۱۶): مبدل نیم‌پل بر پایه‌ی IGBT با منبع توان و مدوله‌کننده

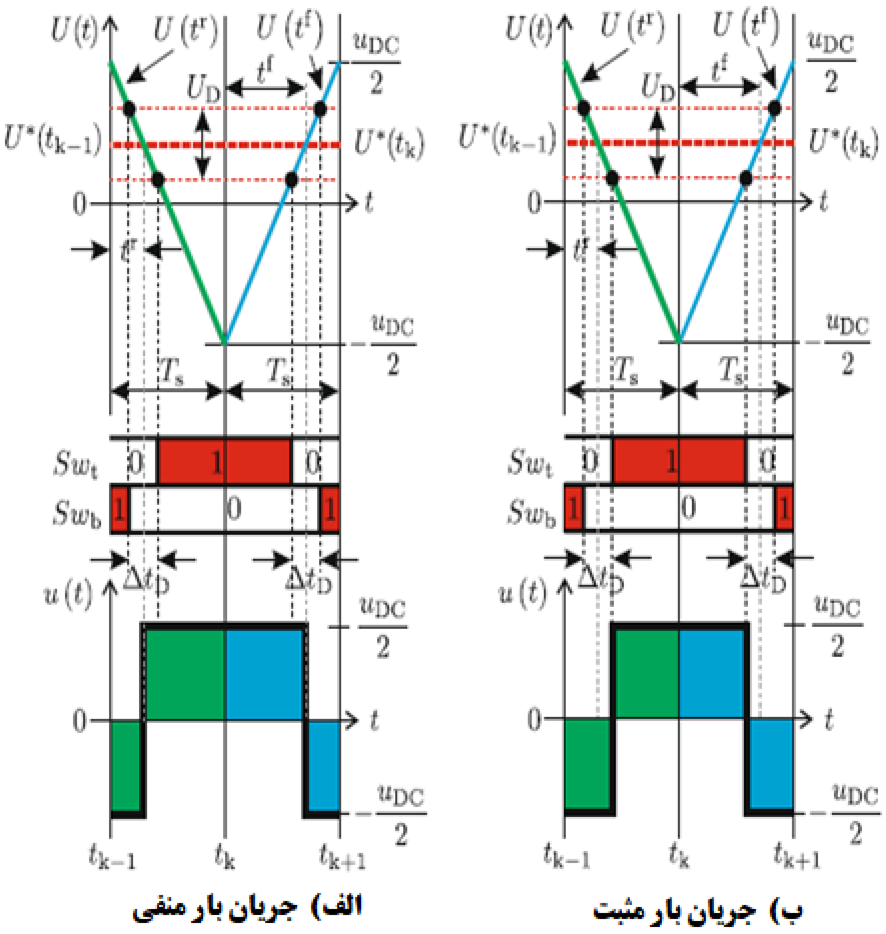
در نتیجه پرسشی که پیش می‌آید این است که ساختار مدوله‌کننده‌ی کلی نشان داده شده در شکل (۲-۴) چگونه باید اصلاح گردد تا یک زمان مرده برابر Δt_D در نظر گرفته شود. این روش را می‌توان به مبدل تمام‌پل و سه‌فاز نیز اعمال کرد. برای اصلاح مدوله‌کننده می‌توان از دو مقایسه‌گر (برای کنترل کلیدها به صورت مجزا) استفاده کرد و یک انحراف از مبدا (آفست) ولتاژ متوسط برابر $\pm U_D/2$ برای مقدار ولتاژ مرجع U^* در نظر گرفت که این موضوع در شکل (۲-۱۷) نیز نشان داده شده است. مقدار U_D با استفاده از رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

$$U_D = u_{DC}\frac{\Delta t_D}{T_s} \qquad (۳۵-۲)$$

رابطه‌ی فوق را می‌توان با در نظر گرفتن قدر مطلق شیب تابع $U(t)$ (که برابر u_{DC}/T_s است) به دست آورد. مقدار $\pm U_D/2$ و زمان مرده‌ی متناظر با آن که در

www.takbook.com

شکل (۲-۱۷) نشان داده شده است، در مقایسه با زمان نمونه‌برداری T_s به منظور آموزش بهتر بزرگ انتخاب شده‌اند.



شکل (۲-۱۷): استراتژی PWM دو لبه با مبدل نیم‌پل و اثر زمان مرده

در نظر گرفتن زمان مرده در مبدل باعث می‌شود که مدوله‌کننده نتواند سیگنال‌های کنترل را به گونه‌ای تنظیم کند که سطح ولتاژ متوسط-زمان مربوط به بار (در هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری) دقیقا با سطح ولتاژ متوسط-زمان مربوط به مرجع برابر شود (به رابطه‌ی (۲-۶) مراجعه شود). علت این اثر را می‌توان با استفاده از دو مثال نشان داده شده در شکل (۲-۱۷) بیان کرد که در آن‌ها سطح

www.takbook.com

ولتاژ متوسط مرجع به صورت آگاهانه ثابت نگه داشته شده است. در مثال اول که در شکل (۲-۱۷) (الف) نشان داده شده است، فرض شده است که جریان بار منفی است و بار تا زمانی که کلید پایینی بسته است به ولتاژ ریل DC منفی متصل خواهد شد. هرچند زمانی که سیگنال کلید برای این وسیله در صفر تنظیم می‌شود، فرایند خاموش شدن شروع می‌گردد و جریان بلافاصله به دیود بالایی هدایت می‌شود. این موضوع باعث می‌شود که بار در طول دوره‌ی زمان مرده به ریل تغذیه‌ی بالایی متصل گردد. بعد از طی شدن این فاصله‌ی زمانی مرده، کلید بالایی فعال می‌شود که به این معنی است که بار به دلیل جریان منفی عبوری از دیود بالایی یا جریان مثبت عبوری از کلید بالایی، هم‌چنان به ریل بالایی متصل است. در این مورد، ولتاژ متوسط (در هر نمونه) در دو سر بار بزرگ‌تر از سطح ولتاژ متوسط مرجع نشان داده شده در رابطه‌ی (۲-۳۶) است. در مثال دومی که در شکل (۲-۱۷) (ب) نشان داده شده است، فرض شده است که جریان بار مثبت است و اتفاقات رخ داده در فاصله‌ی زمانی قبلی در اینجا نیز رخ می‌دهد با این تفاوت که دیود پایینی در طول فاصله‌ی زمانی مرده وقتی که کلید پایینی خاموش می‌شود، به هدایت خود ادامه می‌دهد. به علاوه دیود پایینی در طول فاصله‌ی زمانی مرده به محض اینکه کلید بالایی خاموش می‌شود، هدایت می‌کند. شکل (۲-۱۷) (ب) نشان می‌دهد که ولتاژ متوسط دو سر بار کم‌تر از مقدار ولتاژ متوسط مرجع است. اثر زمان مرده روی ولتاژ متوسط بار را می‌توان به کمک رابطه‌ی (۲-۳۶) نشان داد.

$$U = U^* + \frac{U_D}{2} \quad (i < 0)$$
$$U = U^* - \frac{U_D}{2} \quad (i > 0) \qquad (۲-۳۶)$$

با توجه به مجموعه روابط (۲-۳۶) و (۲-۳۵) می‌توان مشاهده کرد که خطای ولتاژ متوسط بار نسبت به ولتاژ متوسط مرجع، به جهت جریان بار و هم‌چنین

www.takbook.com

نسبت زمان مرده و زمان نمونه‌برداری بستگی دارد. زمان مرده یک متغیر وابسته به تجهیز نیمه‌هادی است (که معمولا یک مقدار ثابت در نظر گرفته می‌شود) در حالی که زمان نمونه‌برداری توسط کاربر انتخاب می‌شود. اگر فرکانس نمونه‌برداری $f_s = ۱/T_s$ افزایش پیدا کند، نسبت $\Delta t_D/T_s$ نیز افزایش می‌یابد و در نتیجه خطای بزرگ‌تری برای ولتاژ متوسط (یعنی $U_D/۲$) ایجاد می‌شود. در بخش مربوط به مثال‌های شبیه‌سازی که در انتهای این فصل در نظر گرفته شده است، یک شبیه‌سازی نشان داده شده است (به بخش ۲-۶-۲ مراجعه شود) که مسائل مطرح شده در این بخش را ثابت می‌کند. اثر زمان مرده در استراتژی‌های مدولاسیون مطرح‌شده در این کتاب به منظور آموزش بهتر در نظر گرفته نشده است. هرچند که در استفاده‌های عملی از مبدل‌های الکترونیک قدرت اثر زمان مرده باید لحاظ شود که یکی از راه‌های در نظر گرفتن این اثر می‌تواند استفاده از روش‌های مطرح‌شده در این بخش باشد.

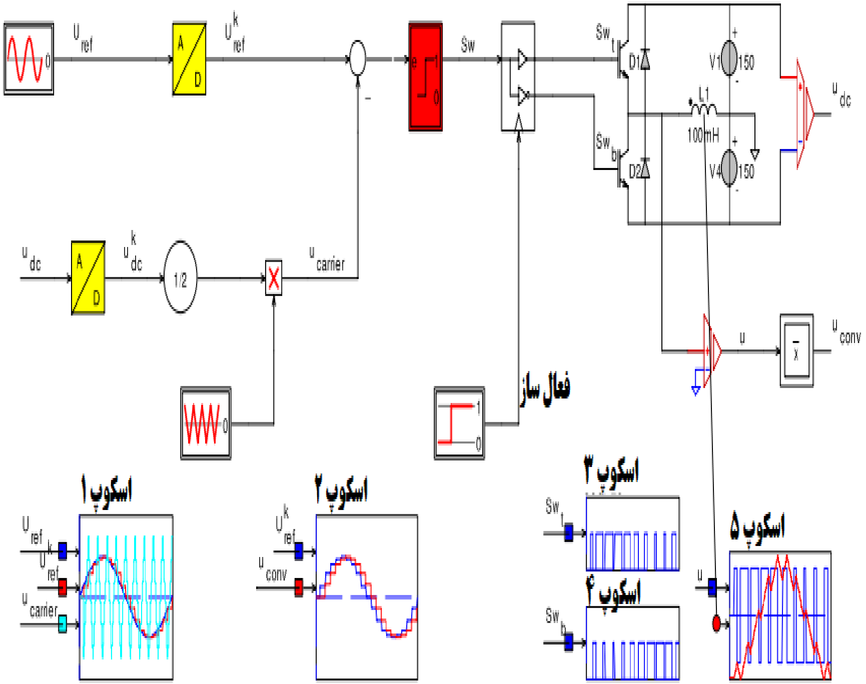
۲-۶- مثال‌های شبیه‌سازی

۲-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مبدل نیم‌پل با مدولاسیون پهنای پالس

در این مثال شبیه‌سازی ساختار مربوط به یک مبدل نیم‌پل اجرا می‌شود. این ساختار در شکل (۲-۱) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۲-۱۶) نشان داده شده است، کلیدهای ایده‌آل با ترکیبی از نیمه‌هادی‌ها و دیودها جایگزین شده‌اند. یک منبع تغذیه ولتاژ برابر $u_{DC} = ۳۰۰$ V به همراه یک امپدانس Z در نظر گرفته شده است که در اینجا به یک اندوکتانس ایده آل ۱۰۰ میلی هانری کاهش پیدا کرده است. یک ساختار مدوله‌کننده طبق شکل (۲-۴) با فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری $T_s = ۱$ ms پیاده‌سازی شده است. به علاوه از یک شکل موج سینوسی

www.takbook.com

با فرکانس ۵۰ هرتز و دامنه‌ی ۱۰۰ ولت برای ولتاژ متوسط مرجع U^* استفاده شده است. هدف پیاده‌سازی یک مدل شبیه‌سازی و آزمایش کردن ولتاژ متوسط مرجع نمونه‌برداری شده، شکل موج‌های ولتاژ/جریان مربوط به بار و هم‌چنین سیگنال‌های منطقی کلیدزنی برای این مدل است. فاصله‌ی زمانی شبیه‌سازی ۲۰ میلی ثانیه در نظر گرفته شده است.

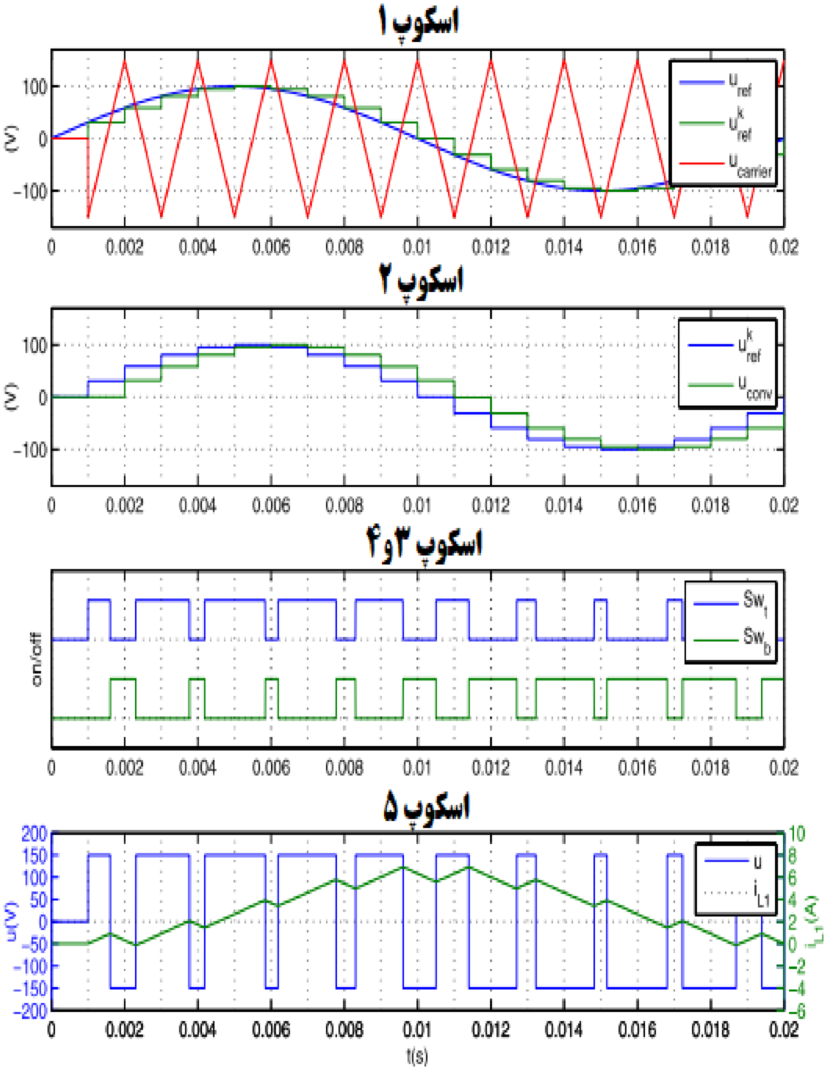


شکل (۲-۱۸): شبیه‌سازی مبدل نیم‌پل با PWM

یک مثالی از مدل شبیه‌سازی که نیازهای مربوط به این مثال را برآورده کند، در شکل (۲-۱۸) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشخص است، پیکربندی مبدل شامل دو IGBT ایده‌آل و دیودهای ایده‌آل است. ساختار مدوله‌کننده با ساختار کلی نشان داده شده در شکل (۲-۴) یکسان است. از یک واحد فعال‌سازی به همراه یک واحد رابط منطقی استفاده شده است تا مبدل را از

www.takbook.com

زمان $t = 1\ ms$ به بعد فعال کند. معمولا از چنین رابط منطقی استفاده می‌شود تا تضمین گردد که مدار مدوله‌کننده قبل از مبدل فعال می‌شود. در این صورت خطر فعال شدن تصادفی و هم‌زمان هر دو کلید در طول مرحله‌ی روشن شدن کاهش پیدا می‌کند.



شکل (۲-۱۹): نتایج شبیه‌سازی برای مبدل نیم‌پل با مدولاسیون پهنای پالس

www.takbook.com

شکل موج‌های نشان داده شده در نوسان‌نمای ۵ در شکل (۲-۱۹)، ولتاژ دو سر بار القایی و جریان بار متناظر (با مقیاس متفاوت دامنه) را ارائه می‌دهد. در شکل موج جریان بار می‌توان مشاهده کرد که مجموعه‌ای از گام‌های افزایشی در جریان حضور دارند. در هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری دو گام افزایشی در جریان رخ می‌دهد. جمع جبری هر دو گام توسط حاصلضرب ولتاژ متوسط بار در زمان یعنی $U(t_k)T_s$ تعریف می‌شود (برای یک مقدار داده شده برای اندوکتاس بار L). این موضوع قبلا در شکل (۲-۲) نیز نشان داده شده است. اگر مدوله‌کننده به درستی کار کند، ولتاژ متوسط بار یعنی $U_{conv}(t_k)$ باید برابر ولتاژ متوسط مرجع نمونه‌برداری شده یعنی $U^*(t_k)$ شود. هر دو سیگنال در واحد نوسان‌نمای ۲ نشان داده شده‌اند. برای این منظور، در شبیه‌سازی یک واحد $\bar{x}$ در نظر گرفته می‌شود تا ولتاژ متوسط را در هر زمان نمونه بر اساس مقدار ورودی لحظه‌ای محاسبه کند که در اینجا ولتاژ دو سر بار به عنوان ورودی در نظر گرفته شده است. باید دقت کرد که ولتاژ خروجی واحد $\bar{x}$ با مقدار ولتاژ متوسط محاسبه شده در نمونه‌ی قبلی برابر است. در نوسان‌نمای ۳ و ۴ دو سیگنال مکمل کلیدزنی نشان داده شده‌اند که به طور مستقیم به سیگنال مقایسه‌گر Sw متصل هستند. کلیدهای ایده‌آل که توسط سیگنال‌های Sw_t و Sw_b (سطح منطقی ۱ با حالت روشن بودن کلید متناظر است) کنترل می‌شوند، گره مرکزی مبدل را به ریل تغذیه‌ی مناسب متصل می‌کند. سیگنال کلید Sw نیز توسط تابع ولتاژ متوسط $U(t)$ و ولتاژ متوسط مرجع نمونه‌برداری شده‌ی $U^*(t_k)$ که در واحد نوسان‌نمای ۱ نشان داده شده است، تعیین می‌شود.

www.takbook.com

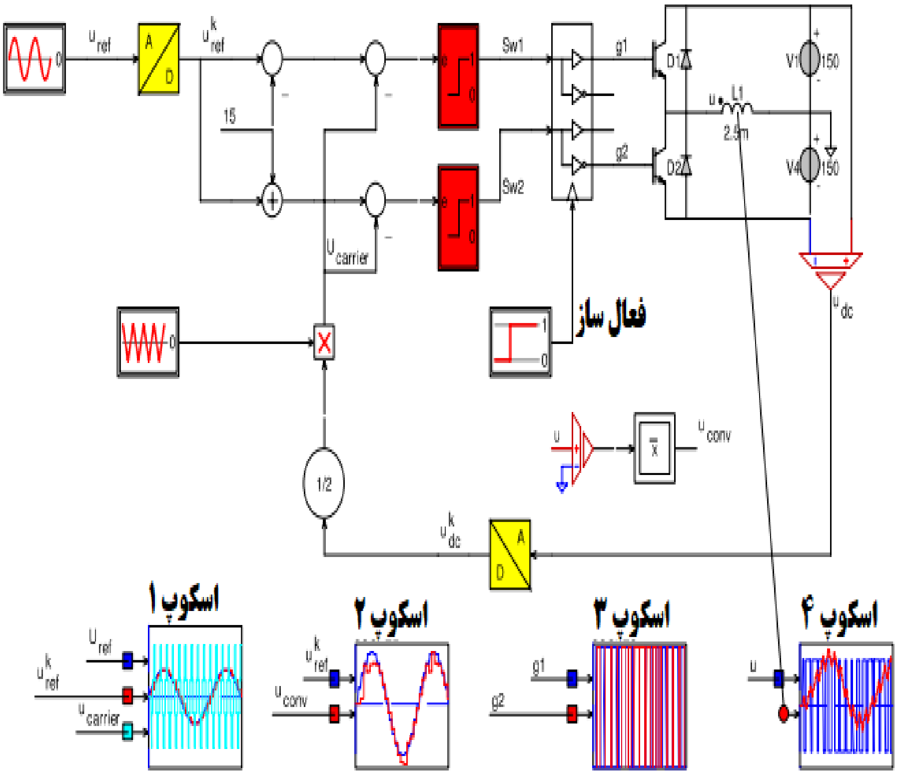
۲-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: مبدل نیم‌پل با مدولاسین پهنای پالس و اثر زمان مرده

در این مثال شبیه‌سازی اثر زمان مرده همان‌طور که در بخش (۲-۵) بحث شد، در نظر گرفته شده است. برای این منظور مثال شبیه‌سازی بحث شده در بالا باید اصلاح شود تا بتواند زمان مرده‌ی بالای $\Delta t_D = 100\mu s$ (که غیر واقعی است) را در خود جای دهد. این زمان مرده طبق رابطه‌ی (۲-۳۵) با مقدار U_D برابر ۳۰ ولت، ولتاژ تغذیه‌ی داده شده و مقدار زمان نمونه‌برداری (که در بخش قبلی از آن استفاده شد) مرتبط است. دقت کنید که مقدار زمان مرده به‌صورت آگاهانه بزرگ انتخاب شده است تا اثر آن در شبیه‌سازی بهتر نمایش داده شود. این مثال شبیه‌سازی بر پایه‌ی نرم‌افزار CASPOC در شکل (۲-۲۰) پیاده‌سازی شده است؛ مقادیر مربوط به مرجع ولتاژ متوسط، بار مفروض و مقدار تغذیه‌ی DC نسبت به مثال شبیه‌سازی بخش قبلی تغییر نکرده‌اند. برای فراهم کردن سیگنال‌های کلیدزنی مناسب برای دو کلید از یک واحد رابط منطقی تمام‌پل استفاده شده است. ورودی خطا به دو مقایسه‌گر توسط سیگنال PWM (U(t)) و مقدار ولتاژ متوسط مرجع نمونه‌برداری شده تشکیل می‌شود. ولتاژ متوسط مرجع نمونه‌برداری شده به اندازه‌ی ۱۵ V± از مبدا منحرف می‌شود تا ولتاژ متوسط لازم برای زمان مرده یعنی U_D = ۳۰ V تحقق یابد. در اینجا نیز واحد $\bar{x}$ به شبیه‌سازی اضافه شده است تا ولتاژ متوسط واقعی مبدل را در هر نمونه محاسبه کند.

در شکل (۲-۲۱) شکل موج‌های تولید شده توسط شبیه‌سازی نشان داده شده است. شکل موج‌های نوسان‌نمای ۳ نشان می‌دهد که سیگنال‌های کلیدزنی برای مبدل دیگر مکمل هم نیستند. یک فاصله‌ی زمانی مرده به مقدار Δt_D = ۱۰۰ µs بین دو سیگنال ظاهر شده است تا توالی روشن و خاموش شدن تجهیزات را تسهیل

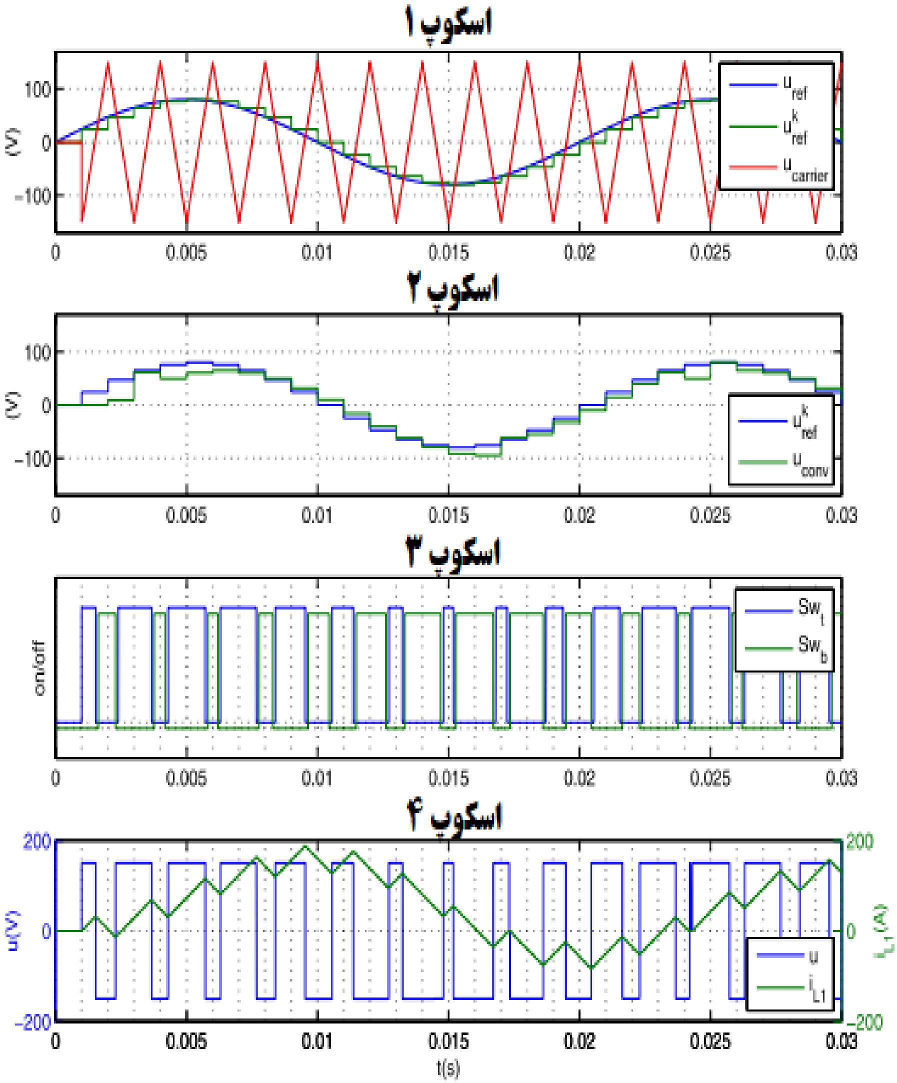
www.takbook.com

کند. اثر این زمان مرده به عنوان مثال روی ولتاژ بار در زمانی که جهت جریان بار را تغییر می‌دهد، در نوسان‌نمای ۲ نشان داده شده است. این اثر را می‌توان با مقایسه‌ی مقدار ولتاژ متوسط (که توسط واحد $\bar{x}$ محاسبه شده است) با مقدار ولتاژ مرجع نمونه‌برداری شده مشاهده کرد.



شکل (۲-۲۰): شبیه‌سازی مبدل نیم‌پل با مدولاسیون پهنای پالس و اثرات زمان مرده

www.takbook.com



شکل (۲-۲۱): نتایج شبیه‌سازی برای مبدل نیم‌پل با مدولاسیون پهنای پالس

۲–۶–۳– مثال شبیه‌سازی ۳: مبدل تمام‌پل با مدولاسیون پهنای پالس

در این مثال شبیه‌سازی مفهوم مبدل تمام‌پل طبق مباحث مطرح‌شده در بخش (۲-۳) در نظر گرفته شده است. برای این منظور مثال شبیه‌سازی مطرح‌شده

www.takbook.com

برای مبدل نیم‌پل در بخش (۲-۶-۱) به گونه‌ای اصلاح می‌شود که بتوان پیکربندی مبدل جدید و ساختار کلی مدوله‌کننده‌ی شکل (۲-۸) را در آن جای داد. متغیرهای مربوط به مرجع ولتاژ متوسط، بار و تغذیه نسبت به مقادیر مطرح‌شده در مثال شبیه‌سازی ۱ بدون تغییر باقی می‌مانند. هرچند برای درک بهتر نقش متمرکزکننده‌ی پالس، مرجع‌های ولتاژ U_a^* و U_b^* که در شکل (۲-۷) نشان داده شده‌اند توسط یک واحد متمرکزکننده‌ی پالس دوفازی مطابق شکل (۲-۷) فراهم می‌شوند. ورودی‌های این واحد مرجع‌های ولتاژ U_1^* و U_2^* هستند. مرجع ولتاژ U_2^* به صورت اختیاری در صفر تنظیم شده است. به علاوه، از یک شکل موج سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز و دامنه‌ی ۱۰۰ ولت برای ولتاژ متوسط مرجع U^* استفاده شده است که برای نمایش دادن U_1^* به کار خواهد رفت. از یک کلید روشن/خاموش برای فعال یا غیرفعال کردن واحد متمرکزکننده‌ی پالس استفاده می‌شود. غیرفعال کردن این واحد باعث می‌شود که ولتاژ مرجع u_o^* در صفر تنظیم شود، در غیر این صورت این مقدار با استفاده از رابطه‌ی (۲-۱۷) محاسبه می‌گردد. استفاده از این کلید روشن/خاموش به کاربر این امکان را می‌دهد که بتواند نقش متمرکزکننده‌ی پالس را که هدف اصلی این مثال شبیه‌سازی است، آزمایش کند. در شکل (۲-۲۲) مدل شبیه‌سازی بر پایه‌ی نرم‌افزار CASPOC نشان داده شده است. در این مدل از دو نیم‌پل با نیمه‌هادی IGBT ایده‌آل و دیودهای ایده‌آل استفاده شده است. یک پروب ولتاژ تفاضلی، ولتاژ دو سر بار القایی را اندازه‌گیری می‌کند. به علاوه از یک واحد ولتاژ متوسط برای محاسبه‌ی ولتاژ متوسط واقعی که توسط مبدل در هر نمونه تولید می‌شود (یعنی U_{conv})، استفاده شده است. این مقدار را می‌توان با مقدار لازم در طول هر نمونه از شبیه‌سازی مقایسه کرد. در این مدل یک واحد رابط منطقی تمام‌پل به کار رفته است که در آن اجزای منطقی لازم برای تولید سیگنال‌های گیت از واحدهای مقایسه‌گر و واحد پله قرار گرفته‌اند؛ همان‌طور که

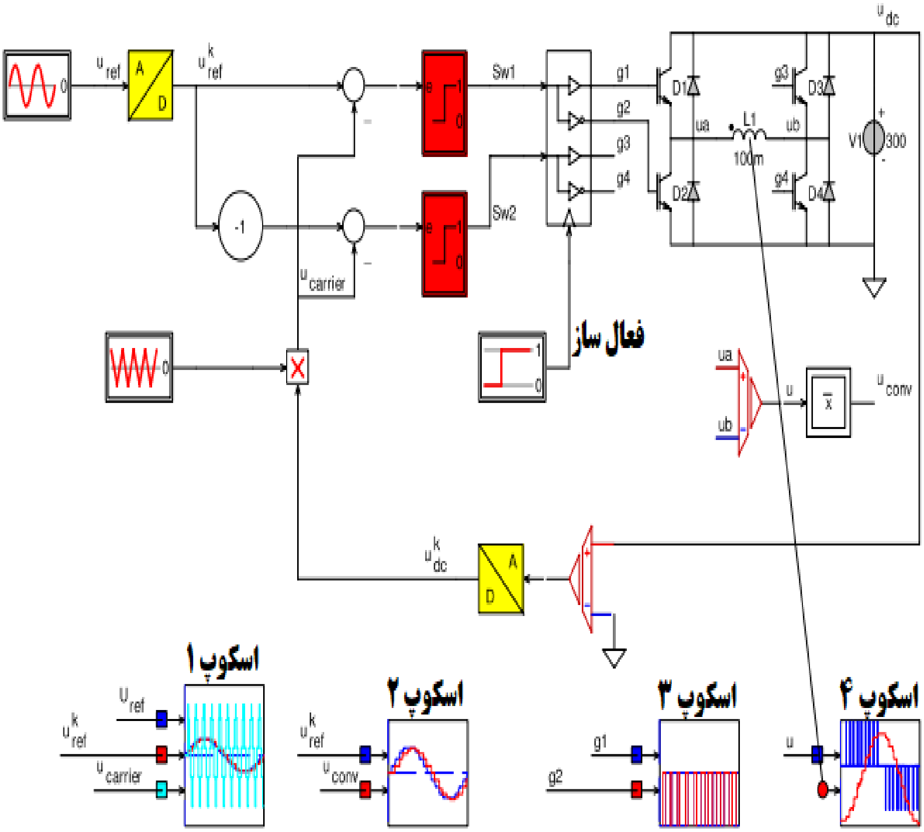
www.takbook.com

در مثال شبیه‌سازی (۲-۶-۲) نیز بحث شد، وظیفه‌ی واحد پله تولید سیگنال فعال‌سازی مبدل است. واحد متمرکزکننده‌ی پالس که در این شبیه‌سازی از آن استفاده شده است، با ایجاد کمی تغییر در ساختار کلی نشان داده شده در شکل (۲-۷) پیاده سازی شده است. این تغییر کوچک شامل افزودن یک کلید آنالوگ به واحد شبیه‌سازی مربوطه است تا در زمانی که ورودی کنترل به وسیله‌ی کلید روشن/خاموش در سطح منطقی صفر قرار می‌گیرد، خروجی U_o^* را در صفر تنظیم کند. خروجی‌های واحد متمرکزکننده‌ی پالس، دو متغیر مرجع نیم‌پل و متغیر U_o^* هستند که برای آموزش بسیار مفید هستند چون نشان می‌دهند که واحد متمرکزکننده‌ی پالس چگونه این مقدار را بر اساس دو مقدار ورودی مرجع محاسبه می‌کند. سایر بخش‌های مدار مدوله‌کننده مطابق با ساختار کلی نشان داده شده در شکل (۲-۸) است. مشابه مثال شبیه‌سازی قبلی، زمان نمونه‌برداری برابر $T_s = ۱$ ms فرض شده است.

شکل موج‌های تولید شده توسط شبیه‌سازی در شکل (۲-۲۳) نشان داده شده‌اند. ولتاژ بار در نوسان‌نمای ۴ بین دو مقدار ±۳۰۰ V تغییر می‌کند که دو برابر مقداری است که توسط مبدل نیم‌پل به دست می‌آید. هم‌چنین در این ساختار حداکثر سطح ولتاژ متوسط (U_{max}) در مقایسه با پیکربندی مبدل نیم‌پل دو برابر شده است. به علاوه می‌توان شبیه‌سازی را با و بدون فعال‌سازی واحد متمرکزکننده‌ی پالس اجرا کرد تا جهت‌گیری پالس‌های ولتاژ بار (به شکل موج ولتاژ در نوسان‌ساز ۱ مراجعه شود) نسبت به مرکز هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری مورد آزمایش قرار گیرد. با توجه به نتایج به دست آمده با واحد متمرکزکننده‌ی پالس فعال می‌توان مشاهده کرد که پالس‌های ولتاژ بار تمایل دارند که نسبت به وسط فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری در مرکز قرار بگیرند که این نتیجه با شکل موج‌های داده شده در شکل (۲-۶) (ب) منطبق است. به علاوه می‌توان ثابت کرد

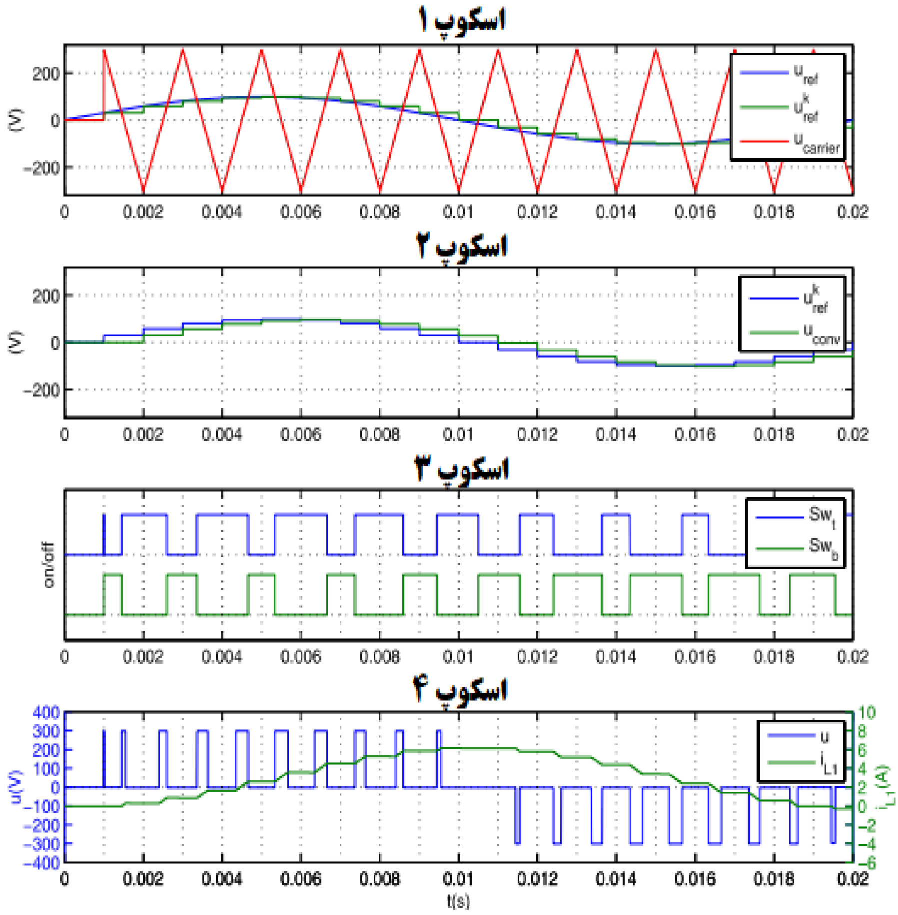
www.takbook.com

که بیش‌ترین ولتاژ مرجعی که می‌تواند در شبیه‌سازی (بدون اینکه U_a^* و U_b^* از محدودیت‌های ولتاژ تغذیه‌ی مبدل تجاوز کنند) با و بدون متمرکزکننده‌ی پالس استفاده شود، به ترتیب برابر ۱۵۰ ولت و ۳۰۰ ولت هستند.



شکل (۲-۲۲): شبیه‌سازی مبدل تمام‌پل با مدولاسیون پهنای پالس

www.takbook.com



شکل (۲-۲۳): نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی مبدل تمام‌پل با مدولاسیون پهنای پالس

۲-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدوله‌کننده‌ی پهنای پالس سه‌فاز با متمرکزکننده‌ی پالس

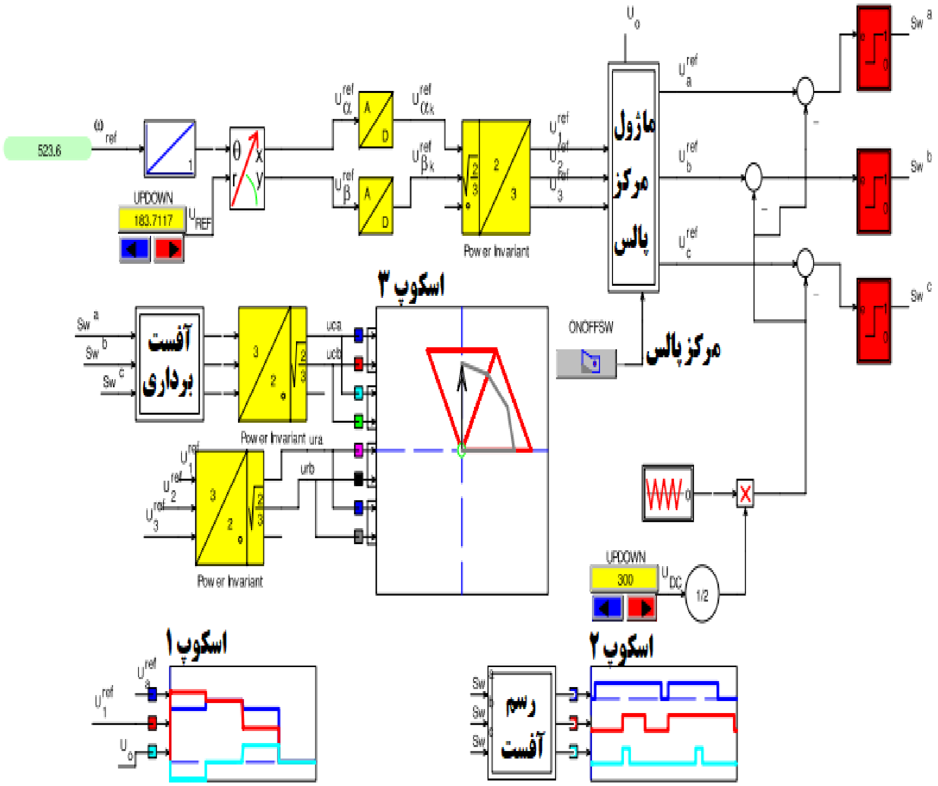
در این مثال شبیه‌سازی بهره‌برداری از روش متمرکزکننده‌ی پالس برای مدوله‌کننده‌ی پهنای پالس سه‌فاز (همان‌طور که در بخش ۲-۴ بررسی شد) در نظر گرفته شده است. مطلوب است که مدل شبیه‌سازی مربوط به ساختار کلی نشان

www.takbook.com

داده شده در شکل (۲-۱۲) به گونه‌ای توسعه داده شود که بتواند سیگنال‌های کلیدزنی Sw^a، Sw^b و Sw^c را بر اساس بردار چرخان ولتاژ متوسط مرجع ($\vec{U}^*(t)$) تولید کند. به علاوه شبیه‌سازی مورد نظر باید قادر باشد که بردارهای فضایی ولتاژ مبدل (همان‌طور که در شکل (۲-۱۵) نشان داده شده است) را نمایش دهد؛ از این بردارها در طول هر گام زمانی T_s در مدت زمان انتخاب شده برای شبیه‌سازی استفاده می‌شود که چهار دوره‌ی تناوب را پوشش می‌دهند. برای این مثال، بردار مرجع ولتاژ متوسط در شروع شبیه‌سازی در مقدار $\vec{U}^*(t=0)=\sqrt{3/8}\,u_{DC}$ تنظیم شده است و u_{DC} نیز برابر ۳۰۰ ولت است که با مقادیر انتخاب شده برای مثال نشان داده شده در شکل‌های (۲-۱۱) و (۲-۱۳) (الف) منطبق هستند. فرض شده است که فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری برابر $T_s =$ ۱ ms است و یک بردار چرخان ولتاژ متوسط مرجع با دامنه‌ی ثابت و فرکانس زاویه‌ای $\pi/6T_s$ رادیان بر ثانیه در نظر گرفته شده است. فرکانس زاویه‌ای به صورت آگاهانه در این مقدار انتخاب شده است تا چرخش ۳۰ درجه‌ای بردار در طول هر فاصله‌ی زمانی تحقق پیدا کند که دقیقا با مثال مربوط به شکل‌های (۲-۱۱) و (۲-۱۳) (ب) مطابقت دارد. این موضوع باعث می‌شود که خواننده بتواند با استفاده از این شبیه‌سازی، مثال بحث شده در بخش (۲-۴) را با و بدون استفاده از روش متمرکزکننده‌ی پالس به صورت کمی مورد آزمایش قرار دهد. دقت کنید که فرکانس زاویه‌ای در مقایسه با کاربردهای مربوط به راه‌اندازی، نسبتا بزرگ انتخاب شده است. دلیل این انتخاب این است که کاربر به خوبی درک کند که بردارهای مبدل با و بدون استفاده از متمرکزکننده‌ی پالس چگونه تولید می‌شوند تا بردار ولتاژ متوسط مورد نیاز در طول هر فاصله‌ی زمانی تحویل داده شود.

www.takbook.com

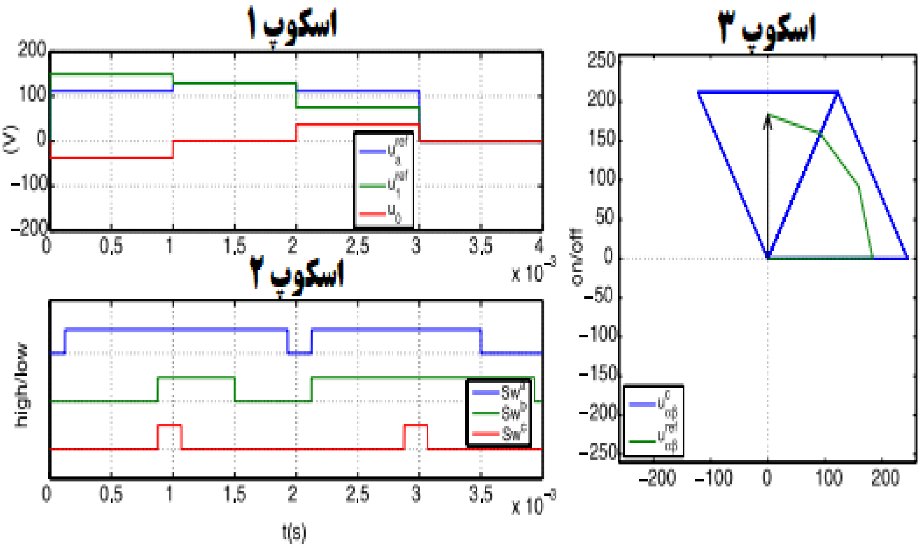
مدل شبیه‌سازی بر پایه‌ی نرم‌افزار CASPOC در شکل (۲-۲۴) نشان داده شده است. در این مدل، مدوله‌کننده‌ی سه فاز با یک ورودی به شکل بردار ولتاژ متوسط مرجع به کار رفته است. بردار ولتاژ متوسط مرجع پس از نمونه‌برداری در یک واحد تبدیل دو به سه‌فاز (نامتغیر با توان) استفاده می‌شود تا مقادیر مرجع برای ولتاژ متوسط بار سه‌فاز یعنی U_1^*، U_2^* و U_3^* به دست آیند. متغیرهای ولتاژ متوسط مرجع مربوط به مبدل (U_a^*، U_b^* و U_c^*) که در طول هر فاصله‌ی زمانی استفاده می‌شوند، با استفاده از واحد متمرکزکننده‌ی پالس و با توجه به رابطه‌ی (۲-۲۳) تولید می‌شوند.



شکل (۲-۲۴): شبیه‌سازی مدوله‌کننده‌ی سه‌فاز با متمرکزکننده‌ی پالس

www.takbook.com

واحد متمرکزکننده‌ی پالس که در شکل (۲-۱۲) نشان داده شده است، مقدار مورد نیاز برای ولتاژ متوسط مرجع با توالی صفر (U_o^*) را محاسبه می‌کند که در واقع متغیر خروجی این واحد است. در شکل (۲-۲۴) یک کلید اهرمی نیز نشان داده شده است که به کاربر اجازه می‌دهد که تابع متمرکزکننده‌ی پالس را فعال یا غیرفعال کند. با تنظیم مقدار خروجی کلید اهرمی در سطح منطقی یک، واحد متمرکزکننده‌ی پالس فعال می‌شود. با تنظیم این مقدار در صفر، واحد متمرکزکننده‌ی پالس ولتاژ مرجع متوسط با توالی صفر را در مقدار صفر تنظیم می‌کند که در این صورت متغیرهای خروجی واحد با متغیرهای ورودی آن برابر می‌شوند.



شکل (۲-۲۵): نتایج شبیه‌سازی مدوله‌کننده‌ی سه‌فاز با متمرکزکننده‌ی پالس

شکل موج‌های تولید شده توسط شبیه‌سازی در شکل (۲-۲۵) نشان داده شده‌اند. با مشاهده‌ی نمودار برداری نوسان‌نمای ۳ می‌توان تایید کرد که بردار ولتاژ مرجع متوسط نمونه‌برداری شده در طول دو فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری اول یعنی

www.takbook.com

$0 \rightarrow 2T_s$ از صفر درجه تا ۳۰ درجه چرخش می‌کند. هم‌چنین در این نمودار برداری، بردارهای فضایی مبدل نشان داده شده‌اند که از آن‌ها برای تولید بردار ولتاژ مرجع متوسط مورد نیاز استفاده می‌شود. در این زمینه باید توجه کرد که بردارهای صفر مبدل به صورت دایره‌های کوچک در مبدا نشان داده شده‌اند. وقتی که یک بردار فعال مبدل در طول شبیه‌سازی انتخاب شود، این دایره‌ها به نوک‌های پیکان تبدیل می‌شوند.

حالت‌های کلید متناظر Sw^a، Sw^b و Sw^c که در واحد نوسان‌نمای ۲ نشان داده شده‌اند، مطابق با حالت‌های کلید نشان داده شده در شکل (۲-۱۱) (الف) (برای زمانی که متمرکزکننده‌ی پالس غیر فعال است) هستند. دقت کنید که در کنار این واحد نوسان‌نما از یک واحد آفست نموداری نیز استفاده شده است تا بتوان هر سه شکل موج کلیدزنی را در یک نمودار نشان داد. این کار با معرفی یک آفست عمودی در شکل موج‌ها انجام می‌شود. برای خواننده آموزنده است که شبیه‌سازی با متمرکزکننده‌ی پالس فعال را برای حالتی تکرار کند که در آن حالت‌های کلید برای دو نمونه‌ی اول شبیه‌سازی مطابق با حالت‌های نشان داده شده در شکل (۲-۱۱) (ب) هستند. از واحد UP-DOWN که در شکل (۲-۲۴) نشان داده شده است برای کنترل دامنه‌ی بردار ولتاژ متوسط مرجع استفاده می‌شود و می‌تواند از $\sqrt{3/8}\,u_{DC}$ تا $u_{DC}/\sqrt{2}$ افزایش پیدا کند. با این تنظیمات، مدوله‌کننده همان‌طور که در بخش (۲-۴) نیز بحث شد، با بزرگ‌ترین دامنه‌ی ممکن برای شار پیوندی افزایشی (بدون تغییر شکل موج‌های خروجی) با حضور متمرکزکننده‌ی پالس بهره‌برداری می‌شود؛ یعنی مقدار مرجع نیم‌پل در داخل محدودیت منبع تغذیه ($\pm u_{DC}/2$) باقی می‌ماند.

www.takbook.com

۲-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مبدل سه‌فاز با مدولاسیون پهنای پالس

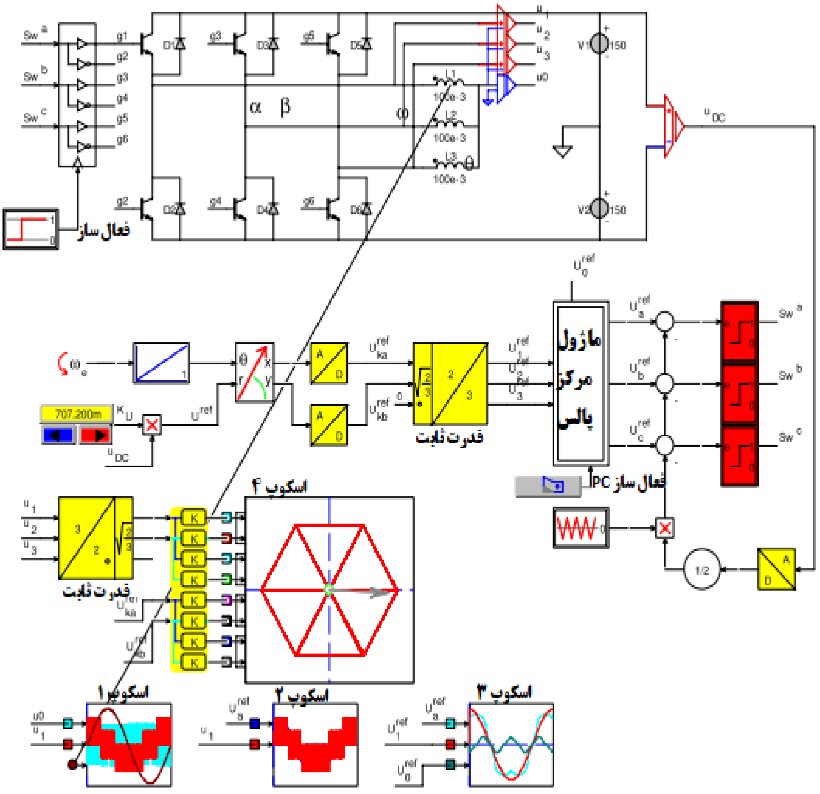
در این مثال شبیه‌سازی پیاده سازی ساختار یک مبدل و مدوله‌کننده‌ی سه‌فاز در نظر گرفته شده است. در شکل (۲-۹) ساختار مبدل و در شکل (۲-۱۲) ساختار مدوله‌کننده نشان داده شده‌اند. یک بار کلی Z با اندوکتانس ایده‌آل ۱۰۰ میلی‌هانری فرض شده است. هدف این مثال شبیه‌سازی توسعه‌ی مثال شبیه‌سازی قبلی است که این کار با اضافه‌کردن یک پیکربندی سه‌فاز و ساختار مدوله‌کننده به همراه بردار ولتاژ مرجع متوسط (که توسط کاربر تعریف می‌شود) صورت می‌پذیرد. این کار به کاربر اجازه می‌دهد که شکل موج‌های ولتاژ نیم‌پل، ولتاژ بار، ولتاژ توالی صفر و جریان بار را مورد آزمایش قرار دهد. در این مثال، فرکانس بردار چرخان ولتاژ متوسط مرجع به صورت اختیاری در مقدار ۱۰ هرتز و زمان شبیه‌سازی در مقدار ۱۰۰ میلی‌ثانیه تنظیم شده‌اند تا بتوان یک دوره‌ی تناوب از بهره‌برداری را مشاهده کرد.

مدل مربوط به این مثال شبیه‌سازی در شکل (۲-۲۶) نشان داده شده است. در این مدل از IGBTها و دیودهای ایده‌آل با رهیافتی مشابه با مثال شبیه‌سازی قبلی استفاده شده است. یک واحد رابط منطقی سه‌فاز نیز معرفی شده است که در آن واحدهای منطقی مربوط به مبدل نیم‌پل قرار می‌گیرند. واحد رابط به یک واحد فعال‌ساز متصل است که در شبیه‌سازی برای فعال کردن مبدل در زمان t = ۱ ms استفاده می‌شود. در این مثال شبیه‌سازی، دامنه‌ی بردار ولتاژ مرجع متوسط با استفاده از حاصلضرب k_U و u_{DC} تعیین می‌شود که مقدار اولیه‌ی آن‌ها به ترتیب $\sqrt{3/8}$ و ۳۰۰ ولت انتخاب شده‌اند. از یک کلید اهرمی نیز استفاده شده است تا خواننده بتواند متمرکزکننده‌ی پالس را فعال یا غیرفعال نماید.

www.takbook.com

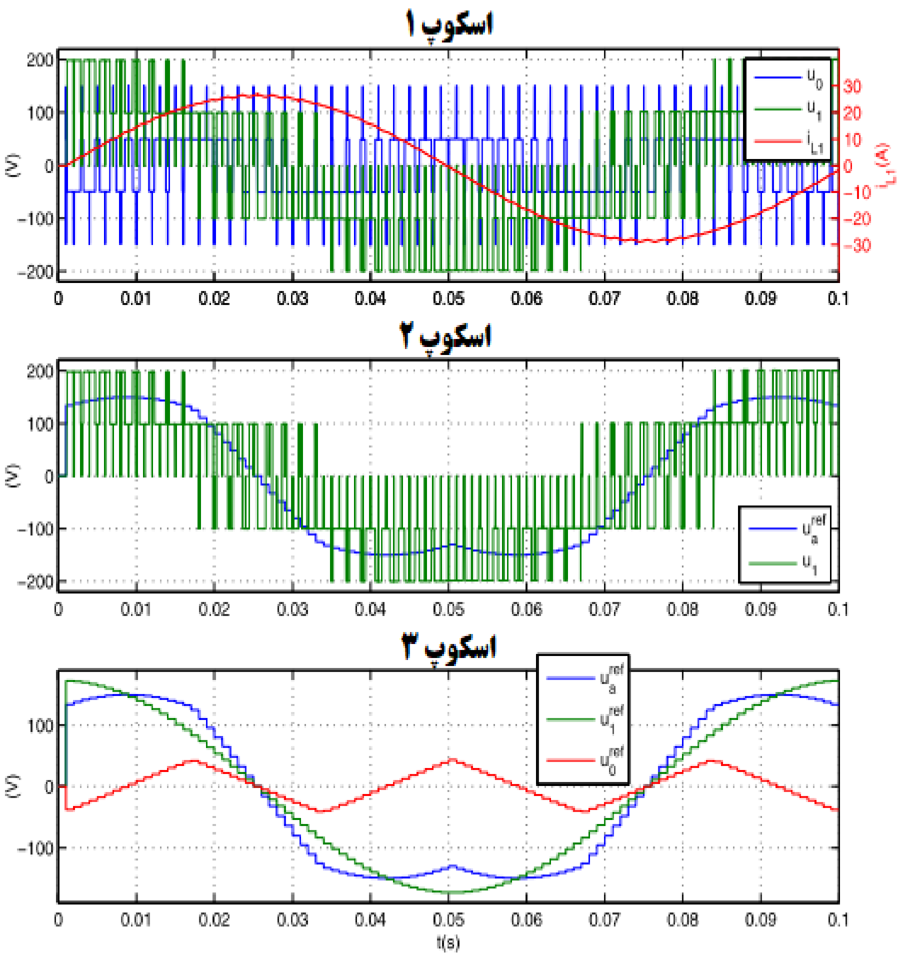
با تنظیم خروجی کلید اهرمی در صفر، متمرکزکننده‌ی پالس غیرفعال می‌شود. برای مشاهده‌ی تمام جزئیات باید از رسم هر گام زمانی اطمینان حاصل کرد.

شکل‌موج‌های تولید شده توسط شبیه‌سازی در شکل (۲-۲۷) نشان داده شده‌اند. خواننده می‌تواند به عنوان تمرین مجددا شبیه‌سازی را در حالتی تکرار کند که ضریب k_U به مقدار $1/\sqrt{2}$ افزایش پیدا می‌کند؛ این عدد بزرگ‌ترین مقداری است که می‌توان برای k_U استفاده کرد.



شکل (۲-۲۶): شبیه‌سازی مبدل سه‌فاز با مدوله‌کننده

www.takbook.com



شکل (۲-۲۷): نتایج شبیه‌سازی مبدل سه‌فاز با مدوله‌کننده

لازم به ذکر است که این مقدار حداکثر می‌تواند تضمین کند که قدرمطلق ولتاژ مرجع متوسط نیم‌پل در حضور متمرکزکننده‌ی پالس، کم‌تر یا برابر $u_{DC}/۲$ است. اگر در این مقدار k_U متمرکزکننده‌ی پالس غیرفعال شود، مقادیر ولتاژ مرجع متوسط نیم‌پل از محدودیت منبع تغذیه یعنی $\pm u_{DC}/۲$ تجاوز می‌کند؛ بنابراین با غیرفعال کردن متمرکزکننده‌ی پالس نمی‌توان از این مقدار حداکثر برای k_U استفاده کرد. بهتر است که نوسان‌نمای ۴ در حین اجرای شبیه‌سازی مشاهده شود

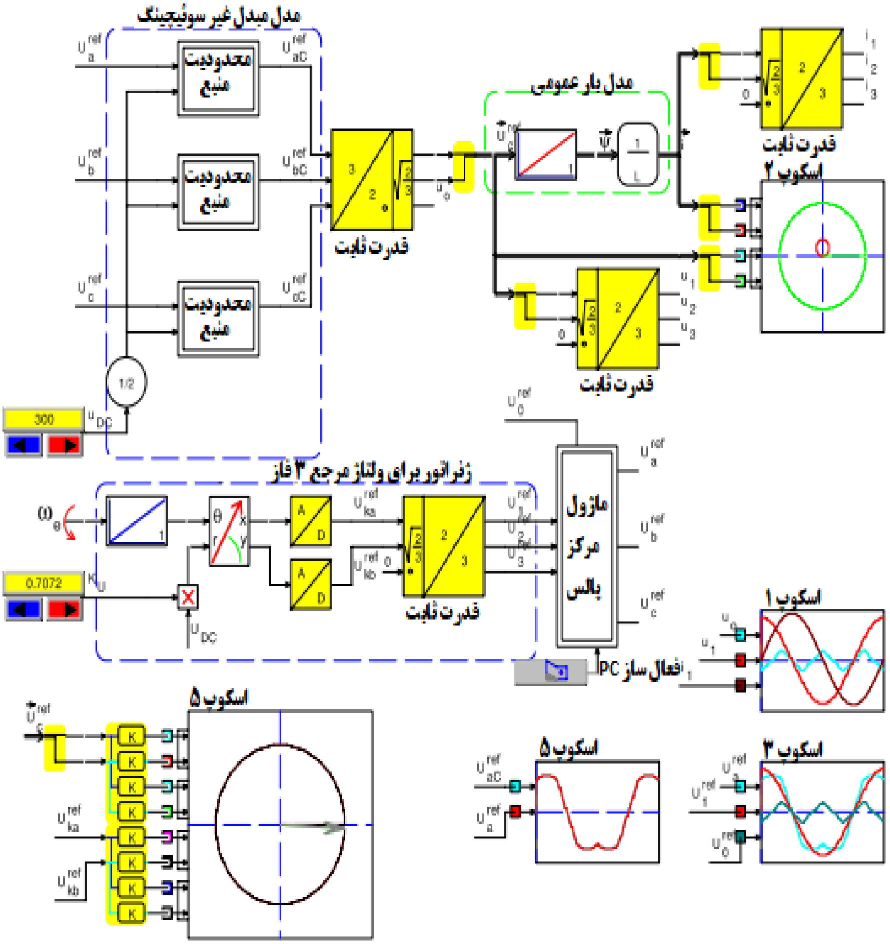
www.takbook.com

چرا که این واحد، بردار مرجع را در کنار بردارهای انتخاب شده برای مبدل در طول هر نمونه نشان می‌دهد.

۲-۶-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: مبدل ساده‌شده‌ی سه‌فاز بدون مدولاسیون پهنای پالس

در عمل نمی‌توان از شبیه‌سازی مدل‌های جامعی که در مثال‌های قبلی مورد بررسی قرار گرفتند، استفاده کرد چرا که گام زمانی محاسبات برای آن‌ها باید نسبتا کوچک باشد. در مثال بالا، گام زمانی محاسبات ۱ μs در نظر گرفته شده است. در نتیجه چنین شبیه‌سازی‌هایی معمولا به زمان زیادی احتیاج دارند. برای سرعت بخشیدن به شبیه‌سازی می‌توان از این رهیافت استفاده کرد که در آن مبدل با سه منبع تغذیه‌ی ولتاژ محدود شده به $\pm u_{DC}/۲$ جایگزین می‌شود و ورودی آن از مرجع ولتاژ نیم‌پل تولیدشده توسط واحد متمرکزکننده‌ی پالس تامین می‌گردد. برای درک بهتر مفهوم این رهیافت می‌توان گفت که بار توسط مجموعه‌ای از منابع ولتاژ دارای محدودیت تغذیه می‌شود که در واقع این منابع دارای ولتاژ میانگین تولیدی (در هر نمونه) توسط مبدل/مدوله‌کننده هستند. هدف از این مثال شبیه‌سازی اثبات این رهیافت است که این کار با حذف مدوله‌کننده/مبدل استفاده شده در مثال شبیه‌سازی قبلی و جایگزین کردن آن با مجموعه‌ای از واحدهای با تغذیه‌ی محدود است که این واحدها تضمین می‌کنند که خروجی در محدوده‌ی ولتاژ تغذیه‌ی $\pm u_{DC}/۲$ باقی می‌ماند.

www.takbook.com

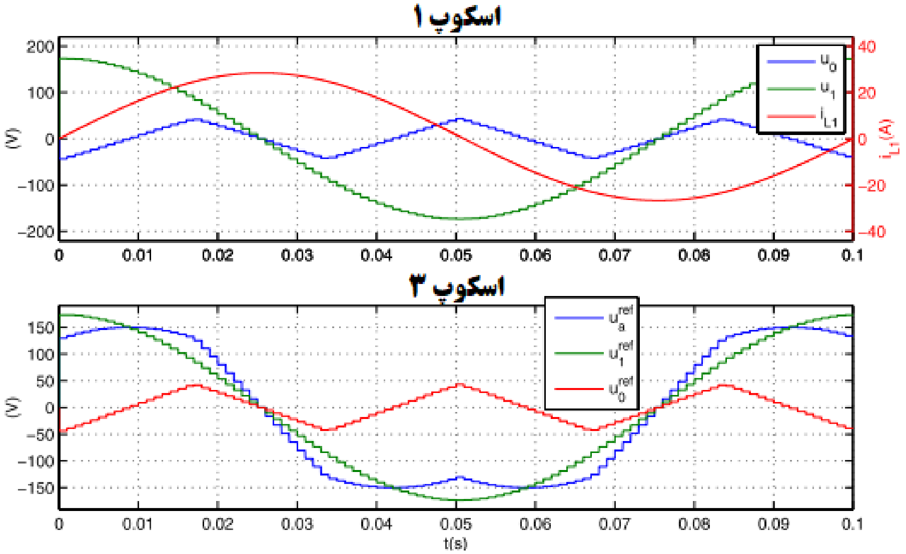


شکل (۲-۲۸): شبیه‌سازی مبدل سه‌فاز با حضور متمرکزکننده‌ی پالس، مدل ساده‌شده

مدل شبیه‌سازی در شکل (۲-۲۸) نشان داده شده است. این مدل مشخص می‌کند که چگونه می‌توان مثال مطرح‌شده در شبیه‌سازی قبلی را با این رهیافت جدید منطبق کرد. در این شکل سه واحد تغذیه‌ی محدود وجود دارند که مقادیر ولتاژ مرجع متوسط (که از واحد متمرکزکننده‌ی پالس به دست می‌آیند) را در محدوده‌ی $\pm u_{DC}/۲$ نگه می‌دارند. به راحتی می‌توان از خروجی این واحدها برای لحاظ کردن اثر زمان مرده استفاده کرد. برای این منظور باید از علامت جریان بار به همراه یک واحد بهره و جمع‌کننده‌ی اضافی استفاده کرد تا یک جهت جریان

www.takbook.com

وابسته به آفست ولتاژ متوسط برای هر فاز (طبق رابطه‌ی (۲-۳۶)) تولید شود. در این مثال، از ولتاژهای میانگین نیم‌پل به همراه یک تبدیل (نامتغیر با توان) سه‌فاز به دوفاز یعنی از ورودی به مدل کلی بار استفاده می‌شود. باری که در این‌جا به کار رفته است یک اندوکتانس ایده‌آل است که با استفاده از یک واحد انتگرال‌گیر و بهره‌ی ۱/L نشان داده می‌شود؛ خروجی مدل بار، بردار جریان بار ($\vec{i}$) است. باید دقت کرد که هدف شبیه‌سازی، کنترل جریان در بار است که در فصل بعدی بیش‌تر به آن پرداخته می‌شود. این موضوع نشان می‌دهد که در بسیاری از موارد به بیان ولتاژ(های) بار (علاوه بر مقدار میانگین آن(ها)) به صورت دقیق احتیاج نیست.



شکل (۲-۲۹): نتایج شبیه‌سازی مبدل سه‌فاز با حضور متمرکزکننده‌ی پالس، مدل ساده‌شده

بخشی از شکل موج‌های تولید شده توسط شبیه‌سازی در شکل (۲-۲۹) نشان داده شده‌اند. مقایسه‌ی شکل موج به دست آمده برای جریان بار در این مثال شبیه‌سازی با مثال شبیه‌سازی قبلی نشان می‌دهد که این دو شکل موج تقریبا یکسان هستند. تفاوت بین این دو شکل موج به دلیل فرایند کلیدزنی PWM است که در این مدل شبیه‌سازی حضور ندارد ولی سایر شرایط بهره‌برداری در این دو

www.takbook.com

مثال یکسان هستند؛ با مقایسه‌ی شکل موج‌های ولتاژ متوسط مرجع در هر دو شبیه‌سازی نیز می‌توان به این موضوع پی برد. همان‌طور که انتظار می‌رفت، شکل موج‌های ولتاژ واقعی بسیار متفاوت هستند هرچند که ولتاژ متوسط در هر زمان نمونه‌برداری T_s برای این دو مثال شبیه‌سازی یکسان است. با انتخاب مقدار $u_{DC}/\sqrt{2}$ برای دامنه‌ی ولتاژ متوسط مرجع، هم‌چنان امکان‌پذیر است که یک مسیر دایره‌ای برای بردار بار وجود داشته باشد البته به شرطی که متمرکزکننده‌ی پالس فعال باشد. هرچند که این انتخاب برای دامنه‌ی ولتاژ مرجع در مرز بهره‌برداری خطی قرار دارد که این موضوع را می‌توان با غیر فعال کردن واحد متمرکزکننده‌ی پالس (با تنظیم خروجی کلید اهرمی در صفر) و تکرار شبیه‌سازی اثبات کرد. تحت چنین شرایطی، مسیر حرکت بردار ولتاژ بار دیگر به صورت دایره‌ای نخواهد بود که باعث می‌شود شکل موج‌های فاز سینوسی نشوند. دقت کنید که افزایش دامنه‌ی بردار مرجع فراتر از $u_{DC}/\sqrt{2}$ منجر به حالت بهره‌برداری شش مرحله‌ای می‌شود که در انتهای بخش (۴-۱-۲) درباره‌ی آن صحبت شد.

www.takbook.com

فصل سوم

کنترل جریان بار تعمیم‌یافته

توانایی کنترل جریان در ماشین‌های الکتریکی برای مدیریت گشتاور مکانیکی و شار مغناطیسی آن (که در فصل ۴ به آن پرداخته خواهد شد) مهم است. در این فصل روش‌های کنترل جریان برای مبدل‌های منبع ولتاژ تک‌فاز و سه‌فاز در نظر گرفته شده است که به یک بار تعمیم‌یافته (همان‌طور که در فصل قبل نیز استفاده شد) متصل شده‌اند. استفاده از این نوع بار بسیار مفید است چرا که رفتار الکتریکی بیش‌تر ماشین‌های امروزی را منعکس می‌کند. در نتیجه روش‌های کنترل جریان بحث شده در این فصل را می‌توان برای کلیه‌ی ماشین‌های الکتریکی معرفی شده در این کتاب به کار برد.

www.takbook.com

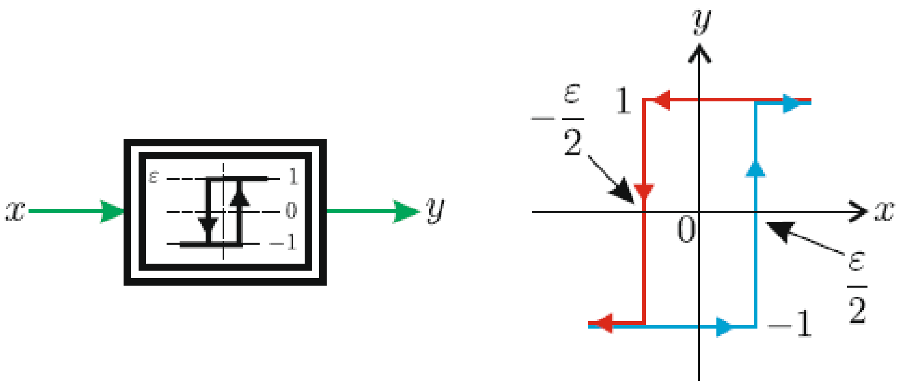
در این فصل بیش‌تر به مبدل‌های منبع ولتاژ توجه شده است چرا که از این مبدل‌ها به صورت گسترده در کاربردهای راه‌اندازی توان پایین و توان متوسط استفاده می‌شود. هرچند که برای کاربردهای توان بالا اغلب مبدل‌های منبع جریان به کار می‌روند ولی بررسی این مبدل‌ها خارج از حوزه‌ی این کتاب است. تاکنون تنوع گسترده‌ای از مفاهیم مربوط به کنترل جریان توسعه داده شده‌اند. در این فصل دو روش کنترلی برای مبدل‌های تک‌فاز و سه‌فاز در نظر گرفته شده است. این دو روش عبارتند از کنترل جریان هیسترزیس و کنترل جریان بر پایه‌ی مدل. روش‌های مختلفی برای پیاده‌سازی این دسته‌بندی وجود دارد. دو روش عملی برای کنترل معرفی می‌شوند که نویسندگان حوزه‌ی راه‌اندازی الکتریکی نیز از آن‌ها استفاده کرده‌اند. در بخش مربوط به مثال‌های شبیه‌سازی در انتهای فصل، گستره‌ای از مدل‌های شبیه سازی وجود دارند که خواننده می‌تواند با استفاده از آن‌ها مفاهیم کنترلی مطرح شده در این فصل را مورد آزمایش قرار دهد.

۳-۱- کنترل جریان بار تک‌فاز

۳-۱-۱- کنترل جریان هیسترزیس

پیش از آنکه در مورد این نوع از کنترل بحث شود بهتر است مفهوم هیسترزیس به کمک شکل (۳-۱) تعریف گردد. در این شکل یک واحد کلی با ورودی x و خروجی y نشان داده شده است. همان‌طور که از تابع تبدیل نشان داده شده در شکل (۳-۱) مشخص است، خروجی دو حالت دارد که در این مثال به ترتیب ۱- و ۱ هستند. از واژه هیسترزیس برای توصیف یک فرایند انتقالی ناتکین استفاده می‌شود. برای مثال اگر حالت خروجی y = -۱ باشد، وقتی که

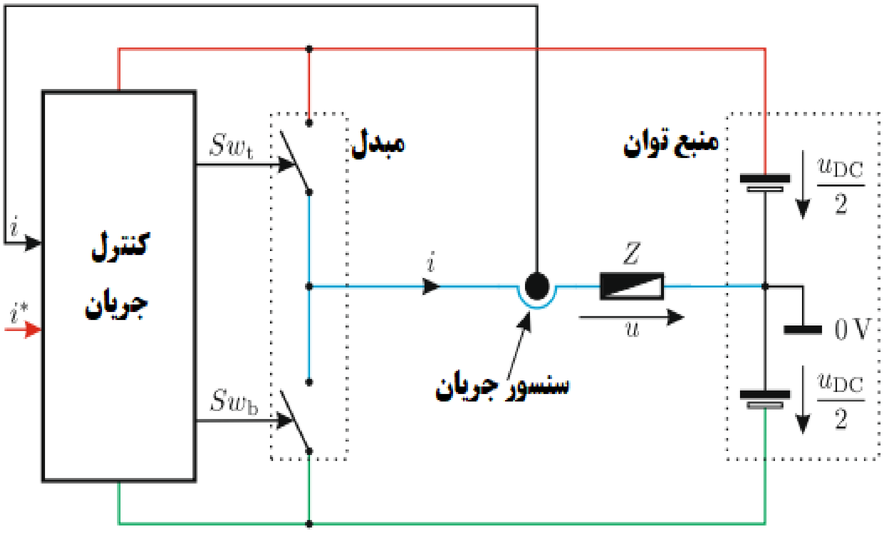
شـــرط $x \geq \varepsilon/2$ رخ دهد خروجی به $y = 1$ تغییر خواهد کرد. بالعکس، وقتی که خروجی $y = 1$ است به محض اینکه شرط $x \leq -\varepsilon/2$ رخ دهد، خروجی به $y = -1$ تغییر می‌کند. این انتقال‌ها درجه‌ای از هیســترزیس را در خود نشـان می‌دهند که طبق شکل (۳-۱) با استفاده از متغیر ε تعریف می‌شود.



شکل (۳-۱): واحد کلی هیسترزیس و تابع تبدیل آن

در این بخش، به کمک پیکربندی مبدل نیم‌پل معرفی شده در بخش (۲-۲) در مورد کنترل جریان بر پایه‌ی هیســترزیس بحث خواهد شـد. این سـاختار را به آسـانی می‌توان با اضـافه کردن یک واحد کنترل‌کننده‌ی جریان و یک حســگر جریان برای کنترل جریان از نوع هیسترزیس منطبق کرد. چنین ساختار منطبق شده‌ای در شکل (۳-۲) نشان داده شده است. واحد کنترل‌کننده‌ی جریان باید ســیگنال‌های کلیدزنی را برای مبدل تامین کند که این کار بر اســاس جریان لحظه‌ای بار اندازه‌گیری‌شـده و جریان مرجع تعریف‌شـده توسـط کاربر صـورت می‌پذیرد.

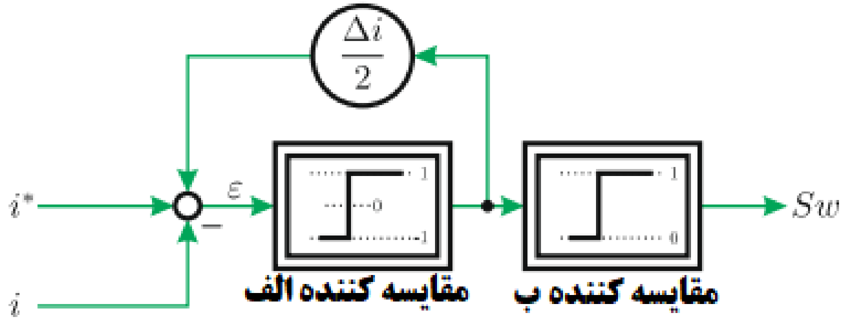
www.takbook.com



شکل (۳-۲): مبدل تک‌فاز با کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس

در شکل (۳-۳) مثالی از پیاده سازی چنین واحدی (به صورت کلی) نشان داده شده است. شکل (۳-۳) نشان می‌دهد که این واحد دو مقایسه‌گر دارد که اولی (مقایسه‌گر A) یک مقایسه‌گر هیسترزیس معمولی با یک خروجی دوقطبی ۱± است. خروجی این مقایسه‌گر از طریق یک واحد بهره با مقدار $\Delta i/2$ به ورودی پس‌خور می‌شود. در نتیجه حالت خروجی با استفاده از $\varepsilon = i^* - i \pm \Delta i/2$ تعیین می‌گردد. مقایسه‌گر B یک سیگنال منطقی (Sw) برای استفاده‌ی دو کلید تولید می‌کند که Sw = ۱ با حالت بسته‌ی کلید بالایی (Sw_t) و حالت باز کلید پایینی (Sw_b) متناظر است. بالعکس، حالت Sw = ۰ با بسته بودن کلیدن پایینی و باز بودن کلید بالایی تطابق دارد. کار اصلی کنترل‌کننده این است که جریان بار را در محدوده‌ی $i^* \pm \Delta i/2$ حفظ کند که پارامترهای Δi و i^* توسط کاربر تعریف می‌شوند.

www.takbook.com

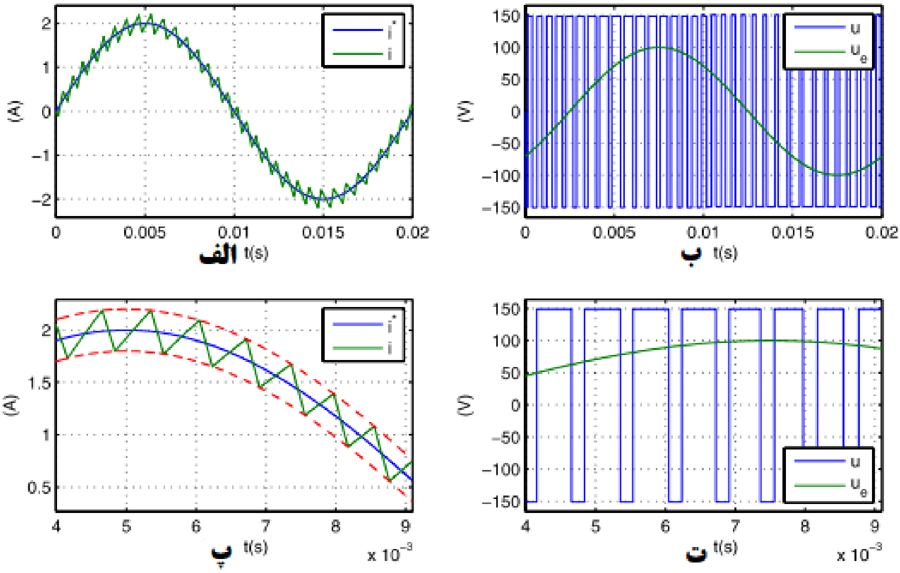


شکل (۳-۳): ساختار کلی کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس

نمونه‌ای از شکل موج‌های تولیدشده توسط این کنترل‌کننده‌ی جریان در شکل (۳-۴) نشان داده شده‌اند. شکل موج‌های نشان داده شده به کمک مدل شبیه‌سازی ارائه شده در بخش (۳-۳-۱) به دست آمده‌اند. شکل موج‌های جریان بار (به رنگ آبی) و جریان مرجع (به رنگ قرمز) که در نمودار (a) در شکل (۳-۴) کاملا مشخص هستند، توانایی کنترل‌کننده را نشان می‌دهند که می‌تواند جریان را در یک نوار هیسترزیس مشخص حفظ کند. در نمودار (b) شکل (۳-۴) ولتاژ بار (به رنگ قرمز) و ولتاژ القا شده‌ی u_e نشان داده شده‌اند. جزییات بیش‌تر این دو نمودار در نمودارهای (c) و (d) به نمایش در آمده است. در نمودار (c) نوار جریان انتخاب‌شده‌ی $\Delta i = 0.4\,A$ که برای این شبیه‌سازی استفاده شده است قابل مشاهده است که توانایی کنترل‌کننده را در نگه داشتن جریان در محدوده‌ی تنظیم شده، به خوبی نشان می‌دهد. با مشاهده‌ی ولتاژ مبدل می‌توان متوجه شد که فرکانس کلیدزنی ثابت نیست و در مواردی که بار به شکل یک ماشین الکتریکی است می‌تواند نامطلوب باشد چرا که این نوع از استراتژی کنترلی می‌تواند به مقدار قابل توجهی منجر به نویز صوتی شود. طیف فرکانسی ولتاژ مبدل نیز این ادعا را ثابت می‌کند. این طیف فرکانسی برای کنترل هیسترزیس

www.takbook.com

سه‌فاز در بخش (۳-۲-۴) مورد بررسی قرار گرفته و با طیف تولید شده توسط کنترل جریان بر پایه‌ی مدل سه‌فاز مقایسه شده است.



شکل (۳-۴): مثال مربوط به کنترل هیسترزیس تک‌فاز

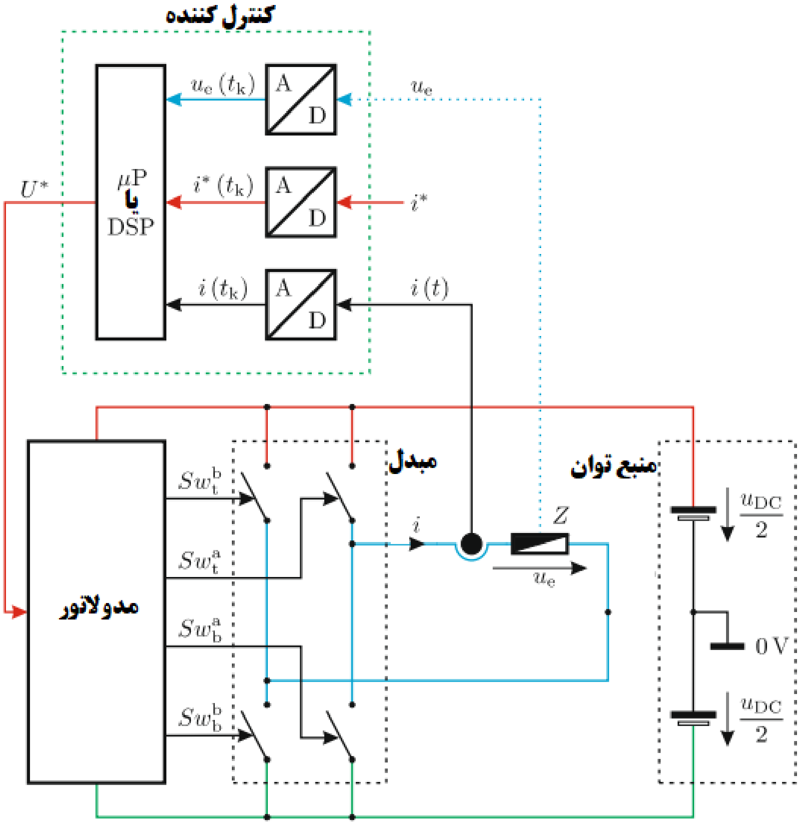
۳-۱-۲- کنترل جریان بر پایه‌ی مدل

عبارت کنترل بر پایه‌ی مدل به یک روش کنترلی اشاره می‌کند که در آن فرض می‌شود که ماهیت بار (که در اینجا ماشین الکتریکی است) معلوم است. در نتیجه یک کنترل کننده بر اساس یک خطای جریان معلوم طراحی می‌شود و برای هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری ولتاژ لازم U_k^* را (طبق رابطه‌ی (۲-۶)) به گونه‌ای محاسبه می‌کند که خطای گفته شده صفر گردد. ساختار کنترلی پایه‌ای که در کتاب اصول راه‌اندازهای الکتریکی به آن پرداخته شد، در اینجا توسعه داده می‌شود تا بتوان آن را طبق مباحث مطرح شده در بخش (۲-۳) در پیکربندی یک

www.takbook.com

مبدل تمام‌پل جای داد. مبدل نشان داده شده در شکل (۳-۵) به بار تک‌فاز Z (که در فصل قبلی معرفی شد) متصل شده است.

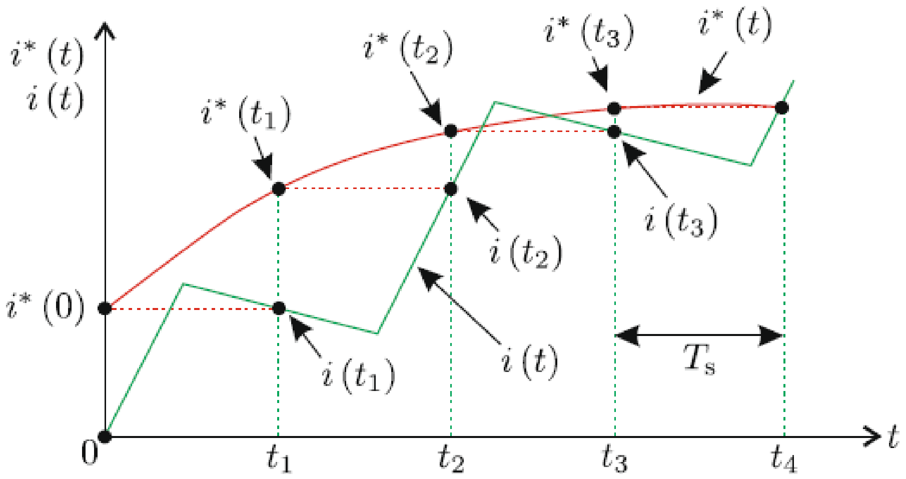
مدوله‌کننده کلیدهای مبدل را طوری کنترل می‌کند که مبدل در طول فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری مشخص T_s، کمیت ولتاژ متوسط $U(t_k)$ را تولید کند که این کمیت با مقدار ولتاژ متوسط مرجع $U^*(t_k)$ که توسط واحد کنترل‌کننده فراهم می‌شود، مطابقت دارد. وظیفه‌ی اصلی کنترل‌کننده که در شکل (۳-۵) نشان داده شده است، محاسبه‌ی ولتاژ متوسط لازم در هر نمونه در آغاز فاصله‌ی زمانی نمودای برداری t_k است که برای صفر کردن خطای جریان در پایان فاصله‌ی زمانی گفته‌شده لازم است.



شکل (۳-۵): کنترل جریان بر پایه‌ی مدل تک‌فاز

www.takbook.com

ماهیت این روش کنترلی در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. این شکل جریان مرجع نمونه‌برداری نشده‌ی $i^*(t)$ و جریان کلی مبدل برای کنترل بر پایه‌ی PWM را نشان می‌دهد. این جریان‌ها با استفاده از کنترل‌کننده در زمان‌های ۰، t۱، t۲ و ... نمونه‌برداری شده‌اند. در زمان $t = t_1$ یک خطای جریان بین مرجع نمونه‌برداری شده و جریان مبدل نمونه‌برداری شده به مقدار $i^*(t_1)-i(t_1)$ وجود دارد. هدف این رهیافت کنترلی تعیین مقدار ولتاژ متوسط مرجع لازم برای صفر کردن سریع این خطا است. این موضوع منجر به شرط $i^*(t_1)=i(t_2)$ می‌شود.



شکل (۳-۶): کنترل جریان برپایه‌ی مدل

هدف کنترل صفر کردن خطای جریان در طول هر فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری است که آن را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$i(t_k+T_s)=i^*(t_k) \qquad (۳-۱)$$

که این رابطه برای یک سیستم نمونه‌برداری شده با زمان T_s نوشته شده است. مدوله‌کننده کلیدهای مبدل را به گونه‌ای کنترل می‌کند که برقراری شرط

www.takbook.com

مطرح شده در رابطه‌ی (۳-۲) تضمین گردد (چنین شرطی در فصل قبلی نیز در رابطه‌ی (۲-۶) مطرح شده است):

$$U^*(t_k) = \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_{k+1}} u(\tau)d\tau \qquad (۳-۲)$$

متغیر u در رابطه‌ی (۳-۲) ولتاژ دو سر بار Z را نشان می‌دهد که می‌توان آن را به صورت زیر بیان کرد:

$$u = Ri + L\frac{di}{dt} + u_e \qquad (۳-۳)$$

رابطه‌ی فوق به شرطی درست است که بار از یک شبکه‌ی سری شامل یک مقاومت R، اندوکتانس L و منبع ولتاژ u_e تشکیل شده باشد. منبع ولتاژ u_e در ماشین‌ها معمولا به ولتاژ ضد محرکه اشاره دارد و یک اغتشاش وابسته به بار را نشان می‌دهد. در این تجزیه و تحلیل فرض شده است ولتاژ u_e و جریان بار (که یک متغیر کنترلی است) توسط حسگرها در دسترس هستند. وقتی که بار به شکل یک ماشین الکتریکی باشد و نتوان u_e را به طور مستقیم اندازه گیری کرد، معمولا از یک تخمین‌گر/مشاهده‌گر برای محاسبه‌ی ولتاژ ضد محرکه‌ی u_e استفاده می‌شود. رابطه‌ی (۳-۲) را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۳-۳) به صورت زیر نوشت:

$$U^*(t_k) = \frac{R}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} i(\tau)d\tau + \frac{L}{T_s}\int_{i(t_k)}^{i(t_k+T_s)} di + \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} u_e(\tau)d\tau \qquad (۳-۴)$$

رابطه‌ی (۳-۴) پایه‌ی تعیین یک ساختار کنترلی کلی را شکل می‌دهد که قادر است ولتاژ متوسط لازم برای برقراری شرط (۳-۱) را محاسبه کند. لازم به

www.takbook.com

ذکر اســت که این مقدار را فقط زمانی می‌توان تعیین کرد که اطلاعات دقیقی در مورد بار Z با پارامترهای R، L و ولتاژ ضد محرکه‌ی u_e در دسترس باشند.

در عمل برای یک پیاده‌سازی دیجیتالی لازم است که رابطه‌ی (۳-۴) گسسته شود. اگر زمان نمونه‌برداری به اندازه‌ی کافی کوچک با شد می‌توان از روش تقریب مرتبه‌ای اول استفاده کرد که منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$U^*(t_k) \cong Ri(t_k) + \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right)\left(i^*(t_k) - i(t_k)\right) + u_e(t_k) \qquad (۳-۵)$$

که از رابطه‌ی (۳-۱) نیز ا ستفاده شده ا ست. به علاوه فرض شده ا ست که نرخ نمونه‌برداری به اندازه‌ی کافی بزرگ است تا بتوان ولتاژ ضد محرکه را در طول زمان T_s ثابت فرض کرد؛ در این صــورت ولتاژ متوســط $U_e(t_k)$ با $u_e(t_k)$ برابر می‌شــود. ســاختار کنترلی بر اســاس رابطه‌ی (۳-۵) اســاسا یک کنترل‌کننده‌ی تنا سبی با یک عبارت u_e ا ست که می‌تواند به عنوان یک اغت شاش در نظر گرفته شود. در عمل مطلوب است که از یک ساختار تنا سبی انتگرالی ا ستفاده شود چرا که در عمل فرایند صــفر کردن خطای جریان در هر فاصــله‌ی زمانی به دلیل ناهم‌خوانی پارامترهای کنترل‌کننده و بار قابل د ستیابی نی ست. به علاوه همی شه نمی‌توان ولتاژ متوســط مورد نیاز را تولید کرد؛ به ویژه که این حالت زمانی پیش می‌آید که مبدل در خارج از محدوده‌ی ولتاژ خطی (همان‌طور که در فصــل قبلی نیز بحث شد) بهره‌برداری شود. جایگزین کردن متغیر $i(t_k)$ با یک عبارت انتگرالی گسسته که از خطای جریان استفاده می‌کند با در نظر گرفتن شکل (۳-۶) ممکن می‌گردد. جریان‌های اندازه‌گیری شده و مرجع نمونه‌برداری شده و هم‌چنین جریان $i(t_۳)$ در حالت ایده‌آل (یعنی وقتی که جریان خطا در هر نمونه صــفر می‌شــود) نشــان مــی‌دهــنــد کــه جــریــان $i(t_۳)$ را مــی‌تــوان بــه صــــورت

www.takbook.com

$i(t_3)=\left(i^*(t_2)-i(t_2)\right)+\left(i^*(t_1)-i(t_1)\right)+i^*(0)$ بیان کرد. در حالت کلی این مجموع خطاها را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$i(t_k)\cong\sum_{ij=0}^{ij=k-1}\left(i^*(t_{ij})-i(t_{ij})\right) \qquad (۳-۶)$$

که باید در نظر داشت که $t_0 = 0$ و $i(0) = 0$ هستند. با استفاده از روابط (۳-۶) و (۳-۵) می‌توان نوشت:

$$U^*(t_k)\cong R\sum_{ij=0}^{ij=k-1}\left(i^*(t_{ij})-i(t_{ij})\right)+\left(\frac{L}{T_s}+\frac{R}{2}\right)\left(i^*(t_k)-i(t_k)\right)+u_e(t_k) \qquad (۳-۷)$$

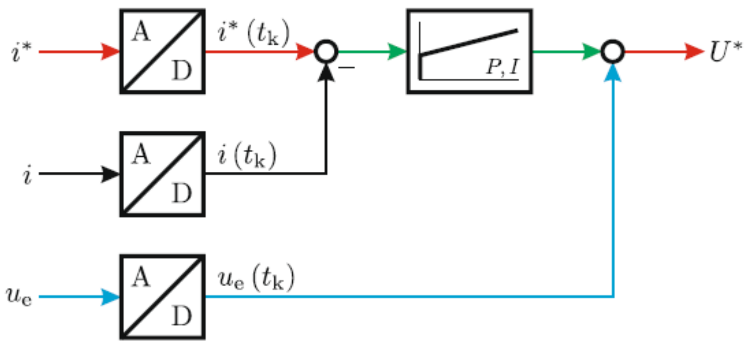
در شکل (۳-۷) ساختار کلی مربوط به رابطه‌ی فوق نشان داده شده است که شامل یک کنترل‌کننده‌ی PI و عبارت اغتشاش $u_e(t_k)$ است. بهره‌ی تناسبی K_p و بهره‌ی انتگرالی K_i برای این کنترل‌کننده‌ی گسسته به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$K_p=\frac{L}{T_s}+\frac{R}{2}$$
$$K_i=\frac{R}{T_s} \qquad (۳-۸)$$

در عمل شرط $L/T_s > R/2$ برقرار می شود که به این معنی است که بهره‌ی تناسبی به L/T_s کاهش پیدا می‌کند. همان‌طور که در رابطه‌ی (۳-۷) می‌توان مشاهده کرد، عامل ضرب در انتگرال‌گیر گسسته برابر R است که با بهره‌ی انتگرال K_i در رابطه‌ی (۳-۸) متناظر است و ثابت زمانی کنترل‌کننده یعنی K_p/K_i برابر ثابت زمانی مدار R-L یعنی L/R است. لازم به ذکر است که کنترل جریان بر

www.takbook.com

پایه‌ی مدل از یک نمونه‌برداری و فرکانس حامل ثابت اســـتفاده می‌کند که در مقایسه با کنترل هیسترزیس یک مزیت مهم به حساب می‌آید. این مزیت به این دلیل ایجاد می‌شـــود که طیف فرکانســـی ولتاژ مبدل کاملا معلوم اســـت (که این مو ضوع در بخش ۳-۲-۴ نیز ن شان داده شده ا ست). انتخاب فرکانس حامل این امکان را می‌دهد که بتوان روی طیف صـــوتی و تلفات کلیدزنی اثر گذاشـــت و هم‌چنین توانمندی طراحی فیلترهای شبکه را در سمت خط فراهم کرد. به علاوه الگوریتم کنترلی را می‌توان به آســـانی در کنترل‌کننده‌های دیجیتال پیاده‌ســـازی کرد.



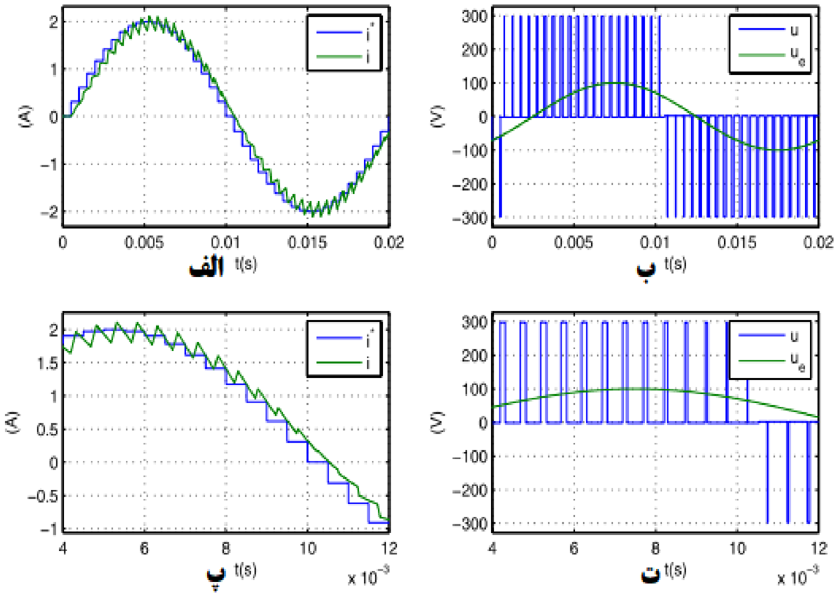
شکل (۳-۷): ساختار کنترل‌کننده‌ی جریان بر اساس مدل

در پیاده سازی‌های عملی، کنترل‌کننده‌ی PI مستعد جمع شوندگی ا ست که زمانی اتفاق می‌افتد که سی ستم به محدودیت‌های خود بر سد. اثر جمع شوندگی می‌تواند زمانی رخ دهد که مقدار ولتاژ متوسط مرجع که توسط کنترل‌کننده‌ی PI تولید می‌شـــود، از حداکثر مقداری که مبدل می‌تواند تحویل دهد، تجاوز کند. در چنین مواردی یک خطای جریان در ورودی کنترل‌کننده اتفاق می‌افتد و باعث می‌شـــود که خروجی انتگرال‌گیر بیش‌تر از معمول افزایش یا کاهش یا بد. کنترل‌کننده‌های عملی همانند کنترل‌کننده‌های در نظر گرفته شـده در مثال‌های شبیه‌سازی دارای قابلیت ضد جمع شوندگی هستند که خروجی انتگرال‌گیر را در

www.takbook.com

زمان تحقق محدویت‌های تعریف‌شده توسط کاربر محدود می‌کند. حدود مربوط به کنترل‌کننده‌های مورد نظر باید در مثبت و منفی حداکثر ولتاژ متوسط در هر نمونه تنظیم شوند.

یکی از معایب کنترل بر پایه‌ی مدل نیاز به دانش قبلی در مورد بار است که این مورد در کنترل جریان از نوع هیسترزیس وجود ندارد. بنابراین در کنترل‌کننده‌های جریان هیسترزیس با فرکانس کلیدزنی مختلف نیازی به دانستن پارامترهای ماشین نیست و این یک مزیت برای این نوع از کنترل‌کننده به حساب می‌آید و در عمل نیز نویز صوتی ماشین به طور قابل توجهی افزایش پیدا نمی‌کند. مثالی از مدل مربوط به کنترل جریان بر پایه‌ی مدل در شکل (۳-۸) نشان داده شده ا ست که این مدل برگرفته از مثال شبیه سازی (۳-۳-۲) در انتهای همین فصل است. مرجع جریان و بار با مقادیر استفاده شده برای کنترل هیسترزیس در شکل (۳-۴) یکسان هستند.



شکل (۳-۸): مثال مربوط به کنترل جریان تک‌فاز بر پایه‌ی مدل

www.takbook.com

خواننده می‌تواند برای دریافت جزییات بیش‌تر به مثال شبیه سازی داده شده در بخش (۳-۳-۲) مراجعه کند. در شکل (۳-۸) ولتاژ مبدل u و ولتاژ u_e نیز نشان داده شده‌اند. همان‌طور که انتظار می‌رفت، شکل موج ولتاژ متوسط بار (در هر فاصله‌ی نمونه‌برداری) شبیه شکل موج ولتاژ بار یعنی u_e است چرا که بار عمدتا القایی است. در واقع ولتاژ میانگین دو سر یک سلف باید صفر باشد که به این جمله با عنوان تعادل ولتاژ-ثانیه نیز اشاره می شود. مجموعه‌ی مشابهی از شکل موج‌ها نیز در شکل (۳-۴) برای کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس نشان داده شده بود. این شکل موج‌ها رفتار مشابهی را نشان می‌دهند به شرطی که از مدل یکسانی برای بار در هر دو مثال استفاده شود. نمودارهای (c) و (d) در شکل (۳-۸) بخش بالایی دو نمودار دیگر را با بزرگ‌نمایی نشان می‌دهند که توانایی کنترل‌کننده را در صفر کردن خطای بین جریان نمونه‌برداری شده‌ی مبدل و جریان مرجع نمونه‌برداری شده در پایان هر نمونه را اثبات می‌کنند.

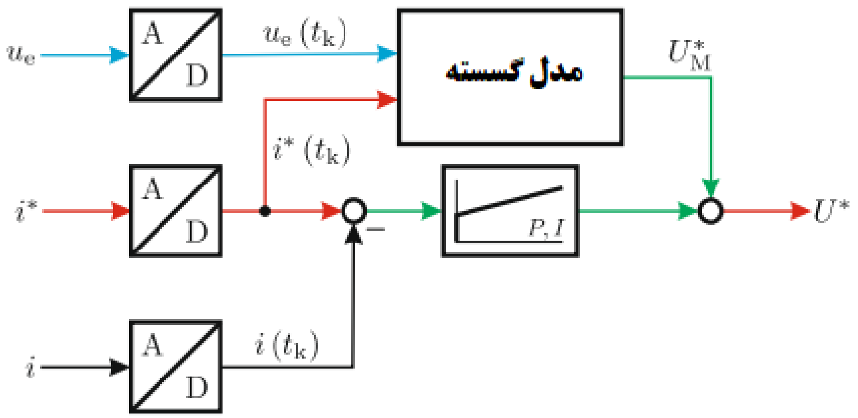
۳-۱-۳- کنترل جریان بر پایه‌ی مدل افزوده

در بخش قبلی یک عبارت اغتشاش (u_e) به کنترل‌کننده‌ی PI اضافه شد که بهره‌های آن با استفاده از رهیافت کنترلی بر پایه‌ی مدل استخراج شدند. در شکل (۳-۹) یک رهیافت اصلاح‌شده با نام کنترل بر پایه‌ی مدل افزوده نشان داده شده است که این رهیافت بر اساس استفاده از مدل گسسته‌ی بار ایجاد گردیده است. ورودی‌های این مدل جریان مرجع نمونه‌برداری شده i^* و ولتاژ بار u_e هستند و ولتاژ مرجع متوسط $U_M^*(t_k)$ به عنوان خروجی این مدل در نظر گرفته شده است.

www.takbook.com

این مدل گسسته مستقیما بر اساس بار (۳-۴) است که در آن جریان اندازه‌گیری شده با مقدار مرجع جایگزین شده است. به علاوه کران‌های انتگرال نیز از t_{k-1} تا t_k در نظر گرفته شده‌اند و لازم است که رابطه‌ای برحسب متغیرهای $i^*(t_{k-1})$ و $i^*(t_k)$ به دست آید. با استفاده از فرایند گسسته‌سازی زمان وارونه رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$U_M^*(t_k) \cong Ri^*(t_k) + \left(\frac{L}{T_s} - \frac{R}{2}\right)\left(i^*(t_k) - i^*(t_{k-1})\right) + u_e(t_k) \quad (۹-۳)$$



شکل (۳-۹): ساختار کنترل‌کننده‌ی برپایه‌ی مدل افزوده

معمولا پارامترهای R و L و متغیر u_e تخمین‌هایی از بار واقعی متصل شده به مبدل هستند. از نظر تئوری، در این نوع از کنترل‌کننده نیازی به جریان اندازه‌گیری شده نیست؛ یعنی این کنترل‌کننده با فرض تطبیق پارامترهای استفاده شده در بار و کنترل‌کننده، به صورت حلقه‌باز بهره‌برداری می‌شود. در واقعیت چنین خطاهایی وجود دارند که در این موارد می‌توان از یک کنترل‌کننده‌ی PI با بهره‌ی کاهش یافته (در مقایسه با نمونه‌ی قبلی) استفاده کرد تا خطاهای

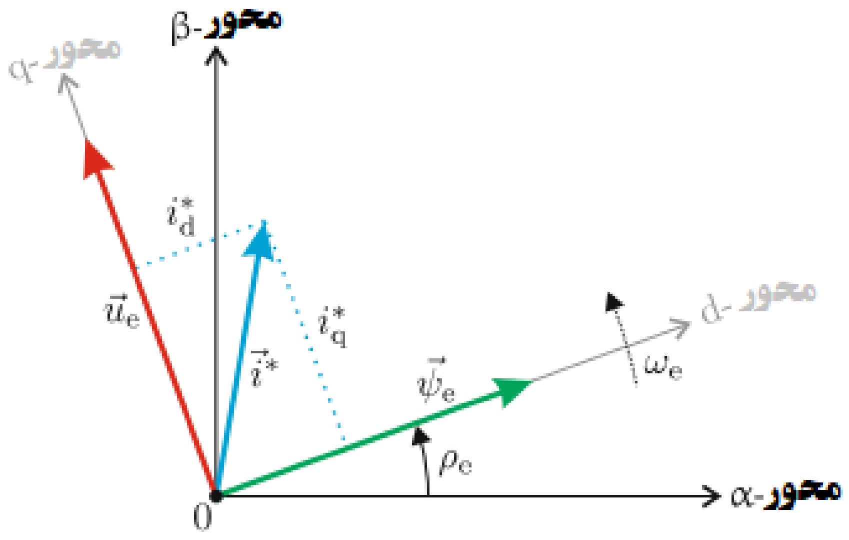
www.takbook.com

مذکور جبران شـوند؛ این موضـوع در شـکل (۳-۹) نیز نشـان داده شـده اسـت. بهره‌های K_p و K_i که با ا ستفاده از مجموعه روابط (۳-۸) محا سبه می شوند، یک حد بالای مناسبی را برای کنترل‌کننده‌ی PI نشان داده شده در شکل (۳-۹) ارائه می‌دهند. هرچند در عمل می‌توان از بهره‌های پایین‌تری اسـتفاده کرد چرا که تغییر ثابت‌های زمانی مربوط به پارامتر کم است. استفاده از رهیافت کنترل جریان بر پایه‌ی مدل افزوده باید با احتیاط همراه باشـد چرا که مدل شـامل عبارت‌های تفا ضلی ا ست که می‌تواند م ستعد نویز با شد. در مدل ن شان داده شده در اینجا، طبق رابطه‌ی (۳-۹) تفا ضل جریان مرجع لازم ا ست. به علاوه در این‌جا سیگنال جریان مرجع یک کمیت اندازه‌گیری شده نیست و نباید سطوح بالای نویز از خود نشان دهد.

۳-۲- کنترل جریان یک بار سه‌فاز

توسـعه‌ی قوانین کنترل جریان سـه‌فاز برای مبدل‌های منبع ولتاژ معمولا به کمک بردارهای فضایی صورت می‌گیرد. باید توجه کرد که جمع جریان‌های سه‌فاز برابر صـفر اسـت و در چنین موردی تعداد درجه‌های آزادی کنترل جریان به دو کاهش می‌یابد. با بیان متغیرها با استفاده از بردار فضایی می‌توان این مسأله را در نظر گرفت. گام بعدی در این فرایند این است که فرایند کنترل در یک قاب مرجع سنکرون به همراه بردار مناسبی برای بار در نظر گرفته شود. شکل (۳-۱۰) چنین قاب مرجعی را نشان می‌دهد.

www.takbook.com



شکل (۳-۱۰): قاب مرجع سنکرون برای کنترل جریان سه‌فاز

در شکل (۳-۱۰) بردار ولتاژ بار ($\vec{u}_e$) نشان داده شده است که می‌توان آن را به یک بردار شار ($\vec{\psi}_e$) مرتبط کرد. اگر بار به شکل یک ما شین الکتریکی با شد، این بردار می‌تواند ن شان‌دهنده‌ی بردار شار روتور با شد. در سرعت زاویه‌ای ثابت ω_e، دامنه‌ی بردار شار $\vec{\psi}_e$ برابر $\hat{u}_e/\omega_e$ است که ω_e سرعت زاویه‌ای بردار را نشان می‌دهد. محور مستقیم d در مختصات dq در راستای بردار شار قرار گرفته است که با زاویه‌ی ρ_e نسبت به قاب مرجع ساکن نشان داده می‌شود. محور عمودی q هم‌راستا با بردار بار یعنی $\vec{u}_e$ است. در شکل (۳-۱۰) بردار مرجع جریان $\vec{i}^*$ (که توسط کاربر تعریف می شود) نشان داده شده است که می‌توان آن را برحسب مولفه‌های جریان مرجع مستقیم و عمود i_d^* و i_q^* بیان کرد.

قبل از پرداختن به دو استراتژی کنترل جریان رایج، بهتر است که اصول پایه‌ای که فرایند کنترل جریان از آن‌ها تبعیت می‌کند، در نظر گرفته شوند. یک نقطه‌ی مناسب برای شروع این تجزیه و تحلیل، در نظر گرفتن شکل (۲-۱۵)

www.takbook.com

است که هشت بردار ممکن برای ولتاژ مبدل یعنی $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ را نشان می‌دهد و می‌تواند برای مبدل منبع ولتاژ سه‌فاز در نظر گرفته شود. همان‌طور که در شکل (۲-۹) نشان داده شده است، مبدل مورد نظر به یک بار کلی سه‌فاز متصل است. هر فاز بار شـــامل یک اندوکتانس L، مقاومت R و ولتاژ بار فاز u_e^i با $i = ۱,۲,۳$ است. سه فاز مربوط به بار را می‌توان به شکل بردار فضایی مثلا با استفاده از بردار $\vec{u}_e = \hat{u}_e e^{j\omega_e t}$ نشـــان داد. جریان‌های متناظر بار را می‌توان با در نظر گرفتن روابط حاکم بر ترمینال به شکل بردار فضایی به دست آورد. بنابراین داریم:

$$\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}} = L\frac{d\vec{i}}{dt} + R\vec{i} + \vec{u}_e \tag{۳-۱۰}$$

برای بارهایی که در کتاب در نظر گرفته شـده‌اند، عبارت $R\vec{i}$ در مقایســه با عبارت $L\,d\vec{i}/dt$ کوچک اســـت و در نتیجه در این تجزیه و تحلیل می‌توان از آن صرف نظر نمود. با تقریب مرتبه‌ی اول رابطه‌ی (۳-۱۰) داریم:

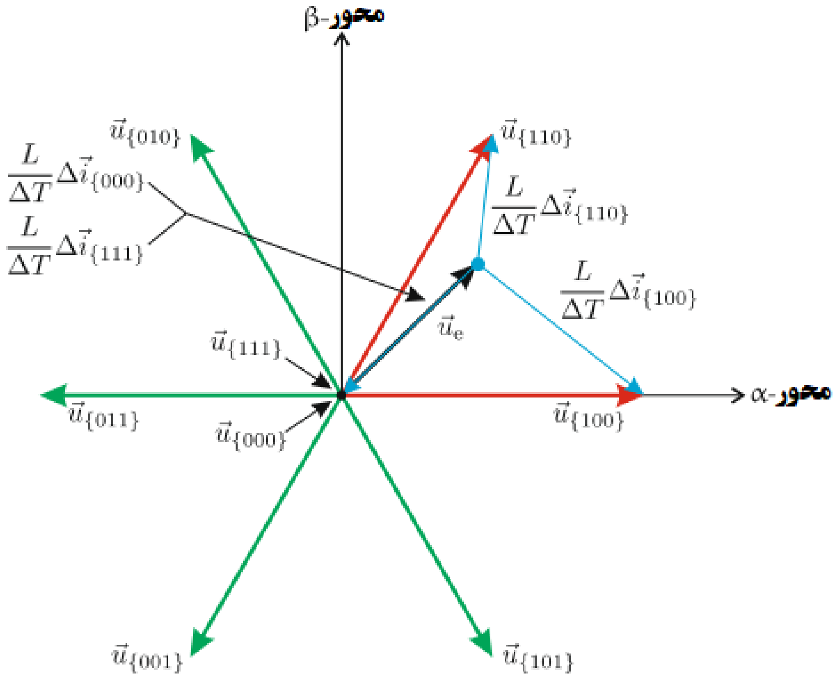
$$\Delta\vec{i}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}} \simeq \frac{\Delta T}{L}\left(\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}} - \vec{u}_e\right) \tag{۳-۱۱}$$

که ΔT در رابطه‌ی فوق فاصله‌ی زمانی را نشان می‌دهد که در آن بردار ولتاژ $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ فعال است. رابطه‌ی (۳-۱۱) بسیار مهم است چرا که نشان می‌دهد که فقط یک مجموعه‌ی گ سسته از احتمالات برای تغییر بردار جریان لحظه‌ای از $\vec{i}$ به $\vec{i} + \Delta\vec{i}$ در طول یک فاصله‌ی زمانی ΔT بر حسب جهت و دامنه وجود دارد. این موضوع را می‌توان در مثال داده شده در شکل (۳-۱۱) نیز مشاهده کرد. این شـــکل یک بردار ولتاژ چرخان ($\vec{u}_e$) را در یک نقطه‌ی داده شـــده در زمان نشـــان می‌دهد که به صـــورت دلخواه بین دو بردار مبدل فعال (همســـایه) یعنی $\vec{u}_{\{001\}}$ و $\vec{u}_{\{110\}}$ (که به رنگ قرمز نشان داده شده‌اند) قرار داده شده است. تحت این شرایط،

www.takbook.com

چهار بردار مبدل (که شامل دو بردار صفر است) وجود دارند که می‌توانند توسط کنترل‌کننده‌ی جریان استفاده شوند تا جهت جریان لحظه‌ای تغییر کند. دقت کنید که متغیر ΔT مقدار واقعی تغییر جریان در یک جهت مشخص را تعیین می‌کند که این موضوع را می‌توان در رابطه‌ی (۳-۱۱) و شکل (۳-۱۱) نیز مشاهده کرد.

برای رسیدن به کنترل جریان سه‌فاز می‌توان از دو روش مشخص استفاده کرد. روش اول که برای کنترل هیسترزیس نیز استفاده شد، دنبال کردن مکان هندسی جریان اندازه‌گیری شده و مقایسه‌ی خط سیر آن نسبت به خط سیر بردار جریان مرجع است.



شکل (۳-۱۱): انتخاب بردارهای مربوط به جریان افزایشی یعنی $\Delta\vec{i}$

www.takbook.com

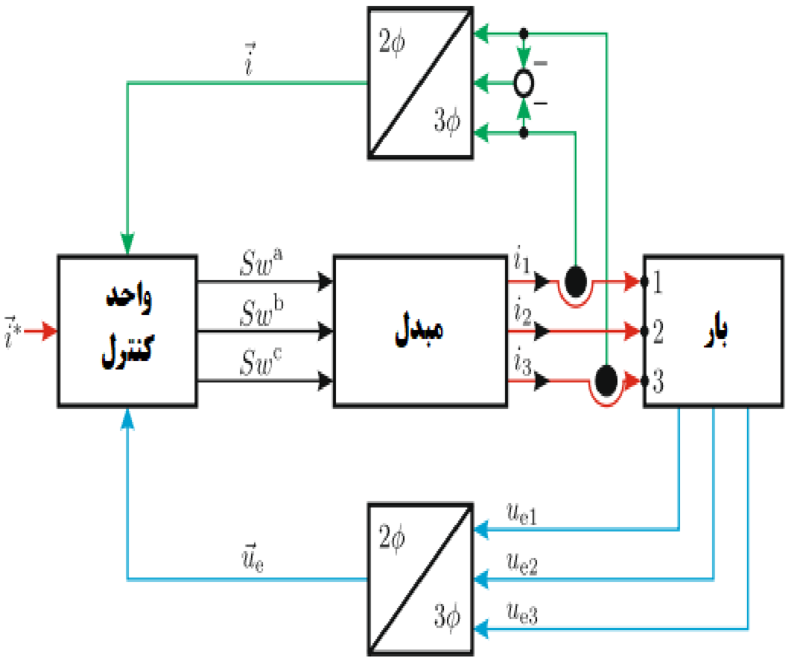
می‌توان از بردار جریان خطا ($\vec{i}^{*} - \vec{i}$) در کنار یک کران تعریف شده توسط کاربر استفاده کرد تا بردار ولتاژ فعال مناسب یا بردار صفر انتخاب شوند و قدر مطلق خطای جریان در داخل محدوده‌ی تعریف شده توسط کاربر باقی بماند. یک رهیافت جایگزین برای سیستم‌های نمونه‌برداری شده به‌طور منظم (که از زمان نمونه‌برداری ثابت T_s استفاده می‌کنند)، مشخص کردن بردار جریان خطا در شروع فاصله‌ی زمانی و محاسبه‌ی بردار ولتاژ مرجع متوسط $\vec{U}^{*}(t_k)$ لازم برای صفر کردن این خطا در انتهای فاصله‌ی زمانی مذکور است. این رهیافت را که در بخش قبلی با استفاده کنترل جریان بر پایه‌ی مدل به یک سیستم تک‌فاز اعمال شد، به آسانی می‌توان به سیستم‌های سه‌فاز تعمیم داد. همان‌طور که در فصل قبلی نیز بحث شد، مدوله‌کننده‌ی PWM سه‌فاز بردارهای فعال و صفر به همراه جهت‌های آن‌ها را شناسایی می‌کند که این بردارها باید در طول یک فاصله‌ی زمان نمونه‌برداری T_s فعال شوند؛ این موضوع در بخش (۳-۲-۲) نیز مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۳-۲-۱- کنترل جریان هیسترزیس سه‌فاز

برای این نوع از کنترل به یک واحد کنترل جریان مطابق شکل (۳-۱۲) نیاز است که ورودی‌های آن بردار جریان اندازه‌گیری شده $\vec{i}$، بردار جریان مرجع $\vec{i}^{*}$ و بردار ولتاژ بار $\vec{u}_e$ هستند. واحد بار شامل بار سه‌فاز با اتصال ستاره است. همان‌طور که در فصل قبلی نیز بحث شد، هر فاز بار به وسیله‌ی یک شبکه‌ی مقاومتی/اندوکتانسی و ولتاژ بار u_e بیان شده است. بردار ولتاژ بار $\vec{u}_e$ ولتاژهای فاز بار سه فاز را نشان می‌دهد و در اینجا از آن به عنوان یک مرجع برای کنترل‌کننده‌ی جریان سنکرون (به شکل (۳-۱۰) مراجعه شود) استفاده شده

www.takbook.com

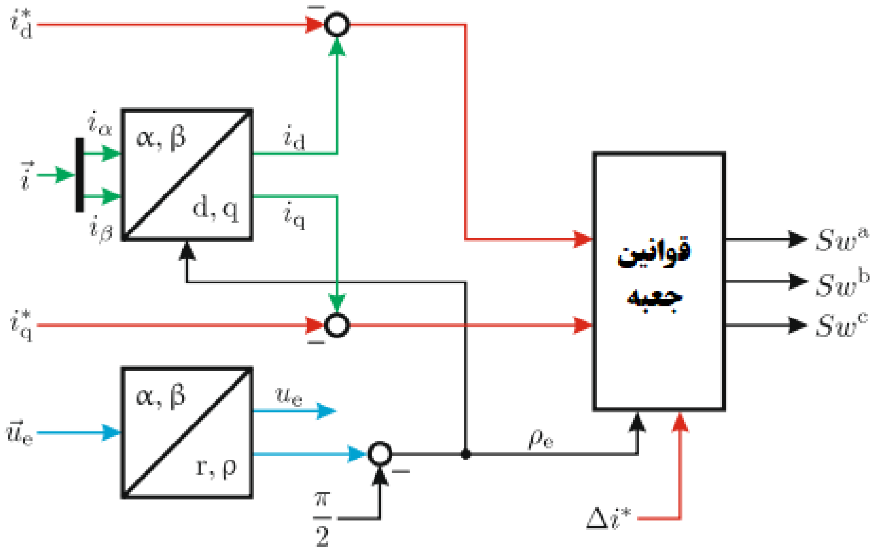
است. هرچند که در کاربردهای مربوط به راه‌اندازی رایج است که از یک بردار شار تخمینی برای این منظور استفاده شود که این موضوع در مرحله‌ی بعدی به طور واضح‌تر بیان می‌گردد.



شکل (۳-۱۲): کنترل جریان هیسترزیس سه‌فاز

خروجی‌های کنترل‌کننده سـیگنال‌های کلید مبدل یعنی Sw^a، Sw^b و Sw^c (همان‌طور که در فصل قبلی تعریف شده‌اند) هستند و برای شناسایی بردار ولتاژ $\vec{u}_{\{Sw^a, Sw^b, Sw^c\}}$ و طول مدت زمان لازم برای آن یعنی ΔT به کار می‌روند تا خطای بین بردارهای جریان اندازه‌گیری شده و مرجع حداقل گردد.

www.takbook.com



شکل (۳-۱۳): نمودار کلی کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس با استفاده از روش جعبه

الگوریتم‌های مختلفی وجود دارند که با استفاده از آن‌ها می‌توان کنترل جریان هیسترزیس را اجرا کرد. در این کتاب رهیافتی برای کنترل هیسترزیس در نظر گرفته شده است که به آن روش جعبه گفته می‌شود. این روش از بردار جریان $\vec{i}_s$ در یک قاب مرجع سنکرون استفاده می‌کند که به بردارهای متعامد $\vec{u}_e$ و $\vec{\psi}_e$ در شکل (۳-۱۰) مرتبط می‌شود. این مفهوم کنترلی در شکل (۳-۱۳) به طور کلی بیان شده است. در این شکل تبدیل مختصات بردار جریان اندازه‌گیری شده به قاب مرجع سنکرون نشان داده شده است. جهت‌گیری این قاب مرجع به کمک بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ و یک واحد تبدیل مختصات دکارتی به قطبی تعیین می شود؛ این واحد تبدیل، زاویه‌ی لحظه‌ای بردار $\vec{u}_e$ را نسبت به قاب مرجع ساکن مشخص می‌کند. محورهای فرضی کنترل‌کننده‌ی قاب سنکرون با بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ تنظیم می‌شود. در نتیجه یک جابجایی فاز به مقدار $-\pi/2$ در خروجی واحد تبدیل مختصات دکارتی به قطبی در نظر گرفته شده است تا زاویه‌ی مرجع لازم (ρ_e) برای محور مستقیم قاب مرجع سنکرون به دست آید. همچنین در شکل (۳-۱۳)

www.takbook.com

واحدی به نام قواعد جعبه نشان داده شده است که بردار مبدل $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ را (برحسب حالت‌های کلید مورد نیاز Sw^a، Sw^b و Sw^c) بر اساس یک خطای جریان مستقیم و متعامد تولید می‌کند؛ این خطای جریان به ترتیب به صورت ($i_d - i_d^*$) و ($i_q - i_q^*$) تعریف می‌شود.

فرایند انتخاب بردار ولتاژ مناسب $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ به کمک شکل (۳-۱۴) توضیح داده شده است. در شکل (۳-۱۴) هشت بردار ولتاژ مبدل به همراه یک بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ نشان داده شده است. جهت بردار $\vec{u}_e$ به صورت دلخواه انتخاب شده است و بردار شار $\vec{\psi}_e$ مرتبط با آن نیز در شکل نشان داده شده است. بردار مرجع جریان با محیطی به شکل جعبه ارتباط داده شده است که اضلاع آن از ۱ تا ۴ شماره‌گذاری شده‌اند. این اضلاع نشان‌دهنده‌ی مرزی هستند که بردار جریان اندازه‌گیری شده‌ی لحظه‌ای $\vec{i}$ باید در داخل آن قرار بگیرد؛ این کار توسط کنترل‌کننده انجام می‌پذیرد.

این جعبه نسبت به قاب مرجع سنکرون جهت‌دهی می‌شود که این موضوع با حضور محورهای مستقیم و متعامد در جعبه نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۳-۱۴) نیز مشخص است، محورهای d و q با جهت‌گیری بردارهای $\vec{\psi}_e$ و $\vec{u}_e$ منطبق هستند. نکته‌ی مهم در خصوص روش جعبه این است که انتهای بردار خطای $\vec{i}_\delta$ باید نسبت به موقعیت آن در داخل جعبه (که اندازه‌ی آن با استفاده از متغیر Δi^* تعیین می شود) در نظر گرفته شود. اگر انتهای بردار خطا در داخل جعبه قرار گیرد، کنترل‌کننده هیچ کاری انجام نمی‌دهد. اگر انتهای بردار خطا به یکی از چهار مرز جعبه برسد یا از آن‌ها تجاوز کند، با توجه به حالت پیش آمده عمل مشخصی انجام می‌گیرد:

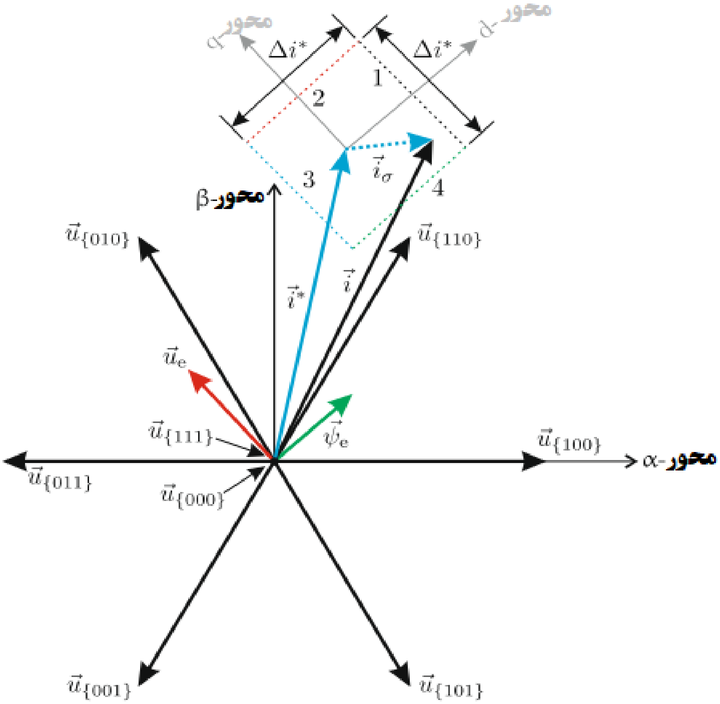
- ✓ مرز ۱: بررسی کنید که آیا بردار فعال $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ که در حال حاضر از آن استفاده می شود، نسبت به بردار u_e پس‌فاز است یا خیر؟ اگر پس‌فاز

www.takbook.com

بود، بردار فعال بعدی را در جهت عکس عقربه‌های ساعت انتخاب کنید. برای مثال اگر بردار $\vec{u}_{\{010\}}$ بردار فعال مورد استفاده بوده باشد و انتهای بردار خطا با مرز ۱ مواجه شود، کنترل‌کننده بردار فعال را به بردار $\vec{u}_{\{011\}}$ تغییر می‌دهد.

- ✓ مرز ۲: بررسی کنید که کدام بردار فعال $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ در حال استفاده است و به نزدیک‌ترین بردار صفر (با کم‌ترین تعداد کلیدزنی) جابجا شوید. برای مثال اگر بردار $\vec{u}_{\{010\}}$ بردار فعال مورد استفاده بوده باشد و انتهای بردار خطا با مرز ۲ مواجه شود، کنترل‌کننده بردار فعال را به بردار صفر $\vec{u}_{\{000\}}$ تغییر می‌دهد.
- ✓ مرز ۳: بررسی کنید که آیا بردار فعال $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ که در حال حاضر از آن استفاده می‌شود، نسبت به بردار u_e پیش‌فاز است یا خیر؟ اگر پیش‌فاز بود، بردار فعال بعدی را در جهت گردش عقربه‌های ساعت انتخاب کنید. برای مثال اگر بردار $\vec{u}_{\{011\}}$ بردار فعال مورد استفاده باشد و انتهای بردار خطا با مرز ۳ مواجه شود، کنترل‌کننده بردار فعال را به بردار $\vec{u}_{\{010\}}$ تغییر می‌دهد.
- ✓ مرز ۴: بررسی کنید که آخرین بار از کدام بردار فعال $\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$ استفاده شده است و مجددا همان بردار را فعال کنید. برای مثال اگر بردار $\vec{u}_{\{010\}}$ قبل از مواجه شدن با بردار صفر $\vec{u}_{\{000\}}$ فعال بوده باشد و انتهای بردار خطا با مرز ۴ مواجه شود، کنترل‌کننده بردار فعال را به بردار $\vec{u}_{\{010\}}$ تغییر می‌دهد.

www.takbook.com



شکل (۳-۱۴): الگوریتم کلیدزنی برای یک کنترل‌کننده‌ی هسترزیس با استفاده از روش جعبه

عملکرد قواعد جعبه را می‌توان با در نظر گرفتن خط سیر جریان متوجه شد. این خط سیر زمانی اتفاق می‌افتد که یک بردار مبدل فعال یا صفر ($\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}$) انتخاب شود. با استفاده از شکل (۳-۱۱) می‌توان مشاهده کرد که بردار جریان افزایشی $\Delta\vec{i}$ با بردار ($\vec{u}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}}-\vec{u}_e$) متناسب است. این نشان می‌دهد که استفاده از بردار فعال $\vec{u}_{\{010\}}$ (به شکل (۳-۱۴) مراجعه شود) می‌تواند باعث حرکت بردار جریان $\vec{i}$ به سمت مرز ۱ شود. با رسیدن به مرز ۱، جهت جریان باید تغییر کند که برای $\omega_e > 0$ به این معنی است که باید بردار مبدل $\vec{u}_{\{011\}}$ فعال شود. این دقیقا همان عملی است که با استفاده از قاعده‌ی جعبه در مرز ۱ اتفاق می‌افتد. لازم به ذکر است که این عمل (برای این قاعده) به شرطی صورت می‌پذیرد که بردار مبدل فعال در حال استفاده، پس‌فاز باشد. دلیل این قاعده این

www.takbook.com

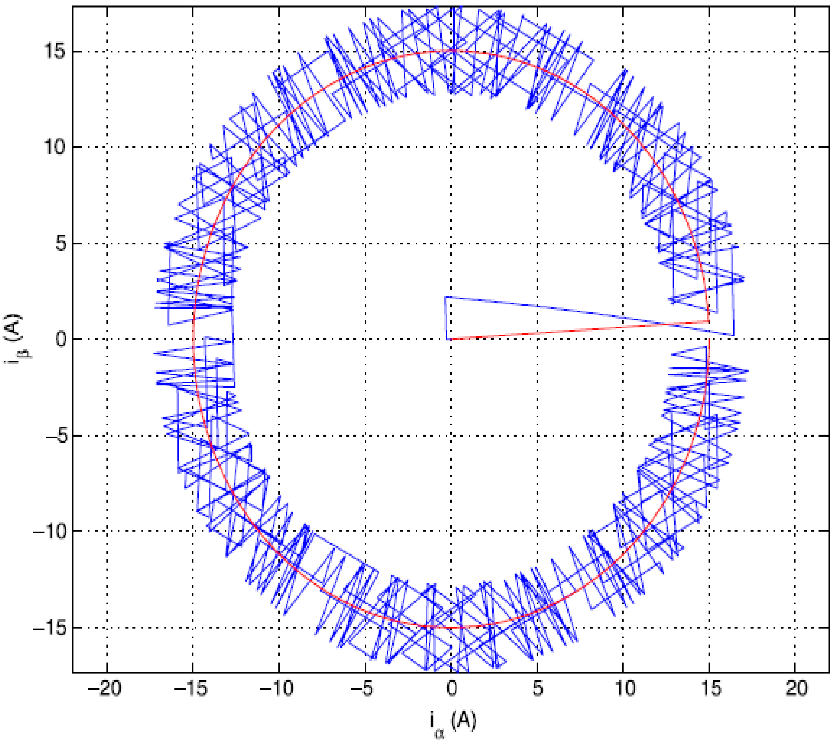
است که بردارهای پس‌فاز قادر هستند که برای بردار جریان افزایشی جهتی ایجاد کنند که به سمت جهت کلی مرز ۱ باشد. استدلال مطرح شده در بالا را می‌توان به طور مشابه به سایر قواعد جعبه نیز اعمال کرد تا عملکرد آن‌ها نیز فهمیده شوند.

مثال شبیه‌سازی مطرح شده در بخش (۳-۳-۳) به این نوع از کنترل جریان پرداخته است. توصیه می شود که خواننده این مثال شبیه سازی را مورد آزمایش قرار دهد و به ویژه مکان هندسی بردار جریان مرجع و مکان هندسی بردار جریان واقعی را در حین انجام این شبیه‌سازی مشاهده کند. در شکل (۳-۱۵) نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از این شبیه‌سازی نشان داده شده است. در این مثال، جریان مرجع محور مستقیم و محور متعامد به ترتیب در $i_d^0 = 0A$ و $i_q^* = 15A$ تنظیم شده‌اند در حالی که مقدار مرجع خطا یعنی Δi^* برابر ۴/۴ آمپر در نظر گرفته شده است. بنابراین در این مثال، بردار جریان مرجع $\vec{i}^*$ با بردار $\vec{u}_e$ در یک جهت قرار گرفته است. به علاوه یک بردار ولتاژ با دامنه‌ی ثابت ($\vec{u}_e$) در نظر گرفته شده است که در سرعت ۳۰۰۰ دور در دقیقه می‌چرخد. در شکل (۳-۱۵) مکان هندسی جریان $\vec{i}(t)$ و مکان هندسی جریان مرجع $\vec{i}^*(t)$ (مسیر قرمز رنگ) برای یک چرخه‌ی کاری ۲۰ میلی ثانیه‌ای نشان داده شده است. در شکل (۳-۱۵) می‌توان مشاهده کرد که کنترل‌کننده‌ی جریان قادر است که جریان را در داخل محدودیت‌های جعبه نگه دارد.

برای مثال مطرح شده در اینجا یک ساختار کنترلی آنالوگ فرض شده است اما آن را می‌توان به صورت دیجیتال نیز پیاده‌سازی کرد. با یک پیاده‌سازی دیجیتال، بردار خطا می‌تواند از محدودیت های جعبه تجاوز کند چون تغییرات خط سیر، در طول هر نمونه اتفاق می‌افتد. به علاوه مکان هندسی جریان اندازه‌گیری شده (همان‌طور که قبلا نیز بحث شد) از روی مجموعه‌ای از خط

www.takbook.com

سیرهای فرعی که یک جهت مشخص دارند، ساخته می شود (به شکل (۳-۱۱) مراجعه شود). آموزنده است که در این مثال، بردار خطای جریان $\vec{i}_\delta$ در یک قاب مرجع سنکرون یعنی نسبت به جعبه‌ی نشان داده شده در شکل (۳-۱۴) در نظر گرفته شود.



شکل (۳-۱۵): مثالی از مکان هندسی جریان هیسترزیس به دست آمده با روش جعبه

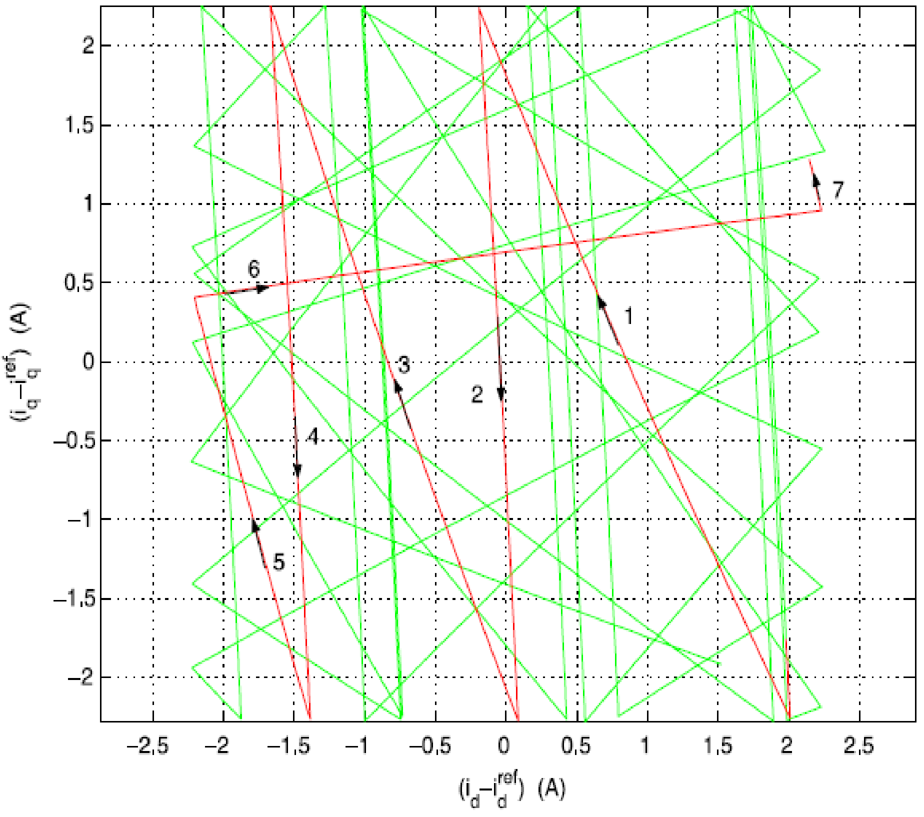
شکل (۳-۱۶) بخشی از مسیر ۲۰ میلی‌ثانیه‌ای بردار خطای جریان (مسیر سبز رنگ) را نشان می‌دهد. در این شکل، بخشی از این مسیر به رنگ قرمز و با شماره نشان داده شده است تا بتوان توالی اعمال انجام شده توسط کنترل‌کننده را توضیح داد. مجددا تاکید می‌گردد که مقدار خطای مرجع یعنی Δi^* برابر ۴/۴ آمپر در نظر گرفته است و اندازه‌ی جعبه توسط مقدار این خطای مرجع تعیین

www.takbook.com

می‌شود. در شکل (۳-۱۶) مشخص است که مسیر جریان اندازه‌گیری شده کاملا در داخل جعبه قرار دارد. اعمالی که توسط کنترل‌کننده انجام می‌گیرد مطابق با قواعد جعبه است که قبلا به آن‌ها اشاره شد. با این حال آموزنده است که مسیرهای شماره‌گذاری شده با جزییات بیش‌تری مورد ارزیابی قرار گیرند. در طول مکان هندسی جریان با شماره‌ی ۱، یک بردار فعال انتخاب شده است که بردار خطای $\vec{i}_\delta$ را به سمت حد بالایی جعبه (مرز ۲ در شکل (۳-۱۴)) حرکت می‌دهد. با رسیدن به این مرز، یک بردار صفر فعال می‌شود که منجر به مکان هندسی جریان با شماره‌ی ۲ می‌گردد. پس از رسیدن به حد پایینی جعبه (مرز ۴ در شکل (۳-۱۴))، کنترل‌کننده آخرین بردار فعال را (یعنی برداری که برای مکان هندسی شماره‌ی ۱ فعال بود) انتخاب می‌کند. حال مکان هندسی شماره‌ی ۳ فعال است و توالی رخدادهای توضیح داده شده در بالا تکرار می شود. این نشان می‌دهد که در طول مکان هندسی شماره‌ی ۴ یک بردار صفر فعال است و در طول مکان هندسی شماره‌ی ۵، آخرین بردار فعال انتخاب می‌شود. مکان هندسی شماره‌ی ۵ به حد چپ جعبه (مرز ۳ در نمودار (۳-۱۴)) می‌رسد که بردار ولتاژ فعال در جهت عکس عقربه‌های ساعت به مقدار $\pi/3$ رادیان تغییر می‌کند و منجر به مکان هندسی شماره‌ی ۶ می‌شود. مکان هندسی ۶ به حد راست جعبه (مرز ۴ در شکل (۳-۱۴)) می‌رسد که در مورد بردار فعال در جهت عقربه‌های ساعت به مقدار $\pi/3$ رادیان تغییر کرده و مکان هندسی شماره‌ی ۷ را ایجاد می‌کند.

در ادامه به این واقعیت پرداخته می شود که خط سیرهای با یک بردار صفر فعال، نسبت به محور عمودی نمودار نشان داده شده در شکل (۳-۱۶) دارای شیب (کج) هستند.

www.takbook.com



شکل (۳-۱۶): بخشی از مکان هندسی بردار خطای جریان هیسترزیس با روش جعبه

در ادامه توضیح دقیق‌تری برای این پدیده داده می‌شود تا خوانندگان این مسأله را بهتر درک کنند. باید دقت کرد که این پدیده به شکل چشم‌گیری روی مفهوم کنترل هیسترزیس اثر نمی‌گذارد. شاید این انتظار وجود داشته باشد که خط سیرهای مورد نظر باید منطبق بر جهت محور عمودی (محور q) نمودار باشند چون استفاده از یک بردار صفر طبق شکل (۳-۱۱) منجر به خط سیری برای جریان خطا می‌شود که در جهت $-\vec{u}_e$ است. در واقع این اتفاق از دید یک قاب مرجع ساکن رخ می‌دهد. هرچند که در یک قاب مرجع سنکرون، خط سیر می‌تواند با آنچه‌که به کمک رابطه‌ی (۳-۱۰) توضیح داده می‌شود، متفاوت باشد. این رابطه را می‌توان در قاب مرجع سنکرون به صورت نیز نوشت:

www.takbook.com

$$\vec{u}^{dq}_{\{Sw^a,Sw^b,Sw^c\}} = L\frac{d\vec{i}^{dq}}{dt} + j\omega_e L\left(\vec{i}^*\right)^{dq} + R\left(\vec{i}^*\right)^{dq} + \vec{u}^{dq}_e \qquad (۱۲-۳)$$

که $\vec{u}^{dq}_e$ برابر ju_e است و ω_e فرکانس زاویه‌ای قاب مرجع سنکرون را نشان می‌دهد. برای آزمایش جهت جریان افزایشی در زمان فعال بودن بردار صفر، بهتر است که عبارت $\left(\vec{i}^*\right)^{dq}$ به شکل مولفه‌های مستقیم و متعامد آن یعنی i^*_d و i^*_q نوشته شود و از مولفه‌ی مقاومتی صرف نظر گردد (همان‌طور که در مورد رابطه‌ی (۳-۱۰) انجام شد). در این صورت بعد از مقداری محاسبات ریاضی رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\Delta\vec{i}^{dq}_0 \simeq \frac{\Delta T}{L}\left[\omega_e L i^*_q - j\left(\omega_e L i^*_d + u_e\right)\right] \qquad (۱۳-۳)$$

$\Delta\vec{i}^{dq}_0$ در رابطه‌ی (۳-۱۳) خط سیر جریان در مختصات dq را در زمان انتخاب یک بردار صفر نشان می‌دهد. رابطه‌ی (۳-۱۳) نشان می‌دهد که این خط سیر جریان وقتی $i^*_q = 0$ است، در جهت منفی محور متعامد است. هرچند در حالت کلی، این خط سیر نسبت به محور متعامد منفی با زاویه‌ی ρ_0 در جهت عکس عقربه‌های ساعت می‌چرخد. این زاویه طبق رابطه‌ی (۳-۱۳) برابر است با:

$$\rho_0 \simeq \arctan\left(\frac{L i^*_q}{L i^*_d + \psi_e}\right) \qquad (۱۴-۳)$$

که $\psi_e = u_e/\omega_e$ نشان دهنده‌ی دامنه‌ی بردار شار $\vec{\psi}_e$ است (به شکل (۳-۱۴) مراجعه شود). در مثال نشان داده شده در شکل (۳-۱۶) مقدار جریان مرجع مستقیم در $i^*_d = 0$ تنظیم شده است و $L i^*_q$ در مقایسه با ψ_e کوچک است. در نتیجه چرخش مکان هندسی که توسط رابطه‌ی (۳-۱۴) تعریف می شود، نسبتا کوچک است. هرچند در بعضی از کاربردها چرخش خط سیر جریان (به اندازه‌ی

www.takbook.com

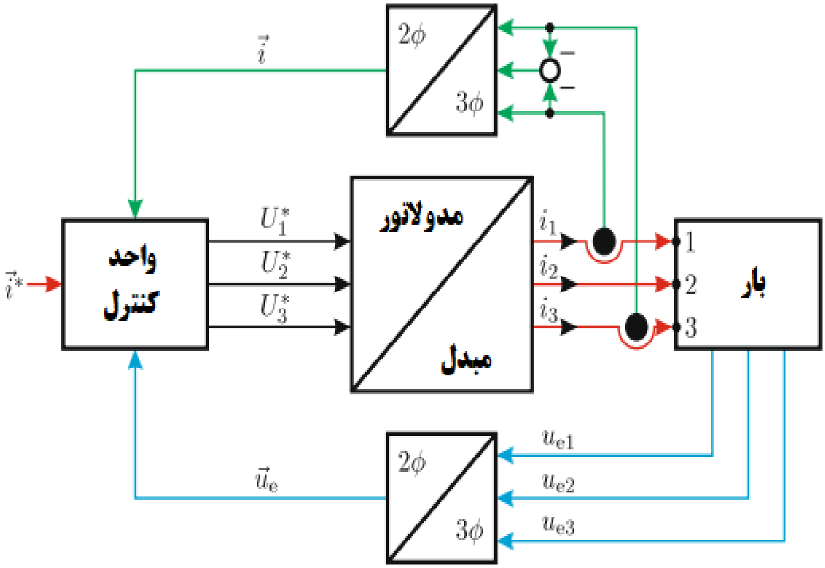
ρ_0) می‌تواند بزرگ باشد. در این‌گونه موارد لازم است که از معیارهای بیش‌تری در جهت‌دهی جعبه (به شکل (۳-۱۴) مراجعه شود) استفاده شود تا روش جعبه‌ی توصیف شده در این بخش به طور رضایت‌بخشی کار کند که این موضوع خارج از حیطه‌ی این کتاب است.

۳-۲-۲- کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل

رهیافتی که برای به دست آوردن ساختار کلی کنترل‌کننده برای یک بار سه‌فاز استفاده می‌شود بسیار شبیه روش توصیف‌شده در بخش (۳-۱-۲) است که روی بارهای تک‌فاز متمرکز بود. در ساختار به دست آمده در شکل (۳-۱۷)، یک بار سه‌فاز، مدوله‌کننده/مبدل و واحد کنترل نشان داده شده است. قبلا در مورد دو واحد ابتدایی بحث شده است. همانطور که قبلا نیز گفته شد، از یک بار سه‌فاز با اتصال ستاره استفاده شده است چرا که در این صورت، دسترسی مستقیم به جریان‌های بار فراهم می‌شود و این جریان‌ها را می‌توان فقط با استفاده از دو ترانس جریان اندازه‌گیری کرد (به واحد سوم احتیاجی نیست چرا که برای یک نقطه‌ی ستاره‌ی ناهم‌بند، مجموع جریان‌ها برابر صفر است). سه ولتاژ u_{e1}، u_{e2} و u_{e3} نیز اندازه‌گیری می‌شوند چرا که به عنوان ورودی واحد کنترل‌کننده لازم هستند. از دو واحد تبدیل سه‌فاز به دوفاز نیز استفاده شده است تا متغیرهای اندازه‌گیری شده به شکل بردار فضایی درآیند.

فرض شده است که از یک کنترل‌کننده‌ی گسسته استفاده می شود که باید خطای $\left|\vec{i}(t_k+T_s)-\vec{i}^*(t_k)\right|$ را در طول یک فاصله‌ی زمانی T_s صفر کند. برای طراحی کنترل کننده، رهیافت تک‌فاز که در آن شرط (۳-۱) معرفی شده بود، دنبال می‌شود. این رهیافت را می‌توان به شکل بردار فضایی به صورت زیر نوشت:

www.takbook.com



شکل (۳-۱۷): کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل

$$\vec{i}(t_k + T_s) = \vec{i}^*(t_k) \qquad (۳-۱۵)$$

وظیفه‌ی واحد کنترل‌کننده تعیین بردار فضایی ولتاژ متوسط مرجع یعنی $\vec{U}^*(t_k)$ است تا شرط (۳-۱۵) برقرار گردد. در بخش (۲-۴) به او حد مدوله‌کننده/مبدل پرداخته شد و در آن الگوریتم کلیدزنی لازم برای برقراری شرط زیر استخراج گردید:

$$\vec{U}^*(t_k) = \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} \vec{u}(\tau)d\tau \qquad (۳-۱۶)$$

که $\vec{u}(t)$ بردار فضایی ولتاژ بار در یک اتصال ستاره را نشان می‌دهد. مشابه بحث مطرح شده در فصل قبل، هر فاز بار با استفاده از امپدانس کلی Z نشان داده می شود که یک مدار متقارن متشکل از R، L و u_e را تشکیل می‌دهند. این باعث می‌شود که بردار فضایی بار به شکل زیر بیان گردد:

www.takbook.com

$$\vec{u} = R\vec{i} + L\frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{u}_e \qquad (۱۷-۳)$$

از دید کنترلی بهتر است که از یک قاب مرجع سنکرون (طبق شکل (۳-۱۰)) استفاده شود. برای تبدیل بردارهای $\vec{u}$، $\vec{i}$ و $\vec{u}_e$ به این صفحه‌ی مختلط لازم است که از بردار تبدیل کلی $\vec{x}^{dq} = \vec{x}e^{-j\rho_e}$ استفاده شود که در این صورت رابطه‌ی (۳-۱۶) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\left(\vec{U}^{dq}\right)^*(t_k)\frac{1}{1-j\omega_e T_s} = \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s}\vec{u}_s^{dq}(\tau)d\tau \qquad (۱۸-۳)$$

معولا فرکانس نمونه‌برداری $1/T_s$ از سرعت زاویه‌ای ω_e خیلی بزرگ‌تر است بنابراین می‌توان فرض کرد که عبارت $1/(1-j\omega_e T_s)$ به مقدار واحد است. با تبدیل رابطه‌ی (۳-۱۷) به قاب مرجع سنکرون داریم:

$$\vec{u}^{dq}(t) = R\vec{i}^{dq} + L\frac{d\vec{i}^{dq}}{dt} + \vec{u}_e^{dq} + j\omega_e L\vec{i}^{dq} \qquad (۱۹-۳)$$

پس از جایگذاری رابطه‌ی (۳-۱۹) در رابطه‌ی (۳-۱۸) و ترکیب عبارت‌های حقیقی و مختلط، رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} U_d^*(t_k) &= \frac{R}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} i_d(\tau)d\tau + \frac{L}{T_s}\int_{i_d(t_k)}^{i_d(t_k+T_s)} di_d - \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s}\omega_e L i_q(\tau)d\tau \\ U_q^*(t_k) &= \frac{R}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s} i_q(\tau)d\tau + \frac{L}{T_s}\int_{i_q(t_k)}^{i_q(t_k+T_s)} di_q + \frac{1}{T_s}\int_{t_k}^{t_k+T_s}\left(\omega_e L i_d(\tau) + u_e(\tau)\right)d\tau \end{aligned} \qquad (۲۰-۳)$$

مقایسه‌ی رابطه‌ی (۳-۴) با رابطه‌ی (۳-۲۰) نشان می‌دهد که مسأله‌ی کنترل سه‌فاز را می‌توان به دو مسأله‌ی کنترل تک‌فاز کاهش داد. به این معنی که

www.takbook.com

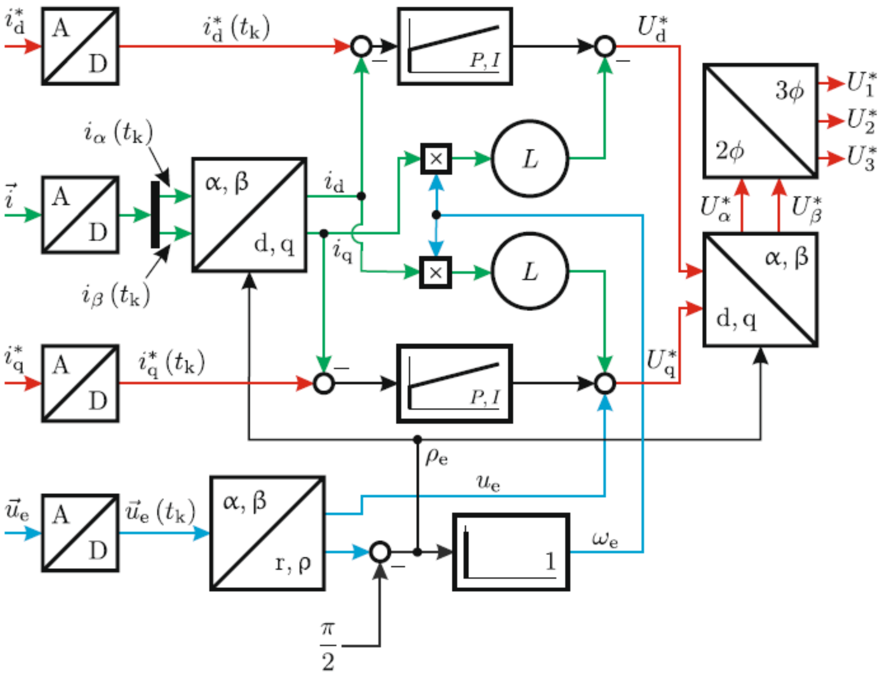
روش گسسته سازی توسعه داده شده در بخش (۳-۱-۲) (برای حالت تک‌فاز) را می‌توان به طور مستقیم به رابطه‌ی (۳-۲۰) اعمال کرد. در این صورت داریم:

$$\begin{aligned} u_d^*(t_k) &\cong R\sum_{ij=0}^{ij=k-1}\left(i_d^*(t_{ij})-i_d(t_{ij})\right)+\left(\frac{L}{T_s}+\frac{R}{2}\right)\left(i_d^*(t_k)-i_d(t_k)\right)-\omega_e L i_q(t_k) \\ u_q^*(t_k) &\cong R\sum_{ij=0}^{ij=k-1}\left(i_q^*(t_{ij})-i_q(t_{ij})\right)+\left(\frac{L}{T_s}+\frac{R}{2}\right)\left(i_q^*(t_k)-i_q(t_k)\right)+\omega_e L i_d(t_k)+u_e(t_k) \end{aligned} \tag{۳-۲۱}$$

در شکل (۳-۱۸) نمودار کلی متناظر با روابط کنترلی (۳-۲۱) نشان داده شده است. این نمودار، واحد کنترل نشان داده شده در شکل (۳-۱۷) را به صورت برداری نشان می‌دهد.

تنظیمات مربوط به بهره‌ی PI یعنی Kp و Ki برای دو کنترل‌کننده‌ی جریان (همان‌طور که در رابطه‌ی (۳-۲۱) می‌توان مشاهده کرد) با مقادیر به دست آمده برای نمونه‌ی تک‌فاز (رابطه‌ی (۳-۹) مشاهده شود) یکسان هستند. هرچند که طبق شکل (۳-۱۸) عبارت‌های اغتشاش متفاوت هستند. عبارت‌های با بهره‌ی L که برای جدا کردن مولفه‌های جریان محور مستقیم (اکتیو) و محور متعامد (راکتیو) استفاده شده‌اند، کاملا قابل شناسایی هستند. هم‌چنین عبارت مربوط به ولتاژ ضدمحرکه در محور متعامد ظاهر شده است. به علاوه از یک واحد مشتق‌گیر برای تعیین فرکانس ω_e مربوط به بردار بار $\vec{u}_e$ یا بردار شار $\vec{\psi}_e$ استفاده گردیده است. در پیکربندی‌های مربوط به بار متصل به شبکه، فرکانس ω_e معلوم است و ساختار کنترل‌کننده را می‌توان با حذف واحد مشتق‌گیر گسسته ساده‌تر کرد. هم‌چنین در شکل (۳-۱۸) از دو واحد تبدیل برای تولید سه مرجع مربوط به ولتاژ فاز متوسط استفاده شده است که از ورودی‌ها به واحد مدوله‌کننده هستند.

www.takbook.com

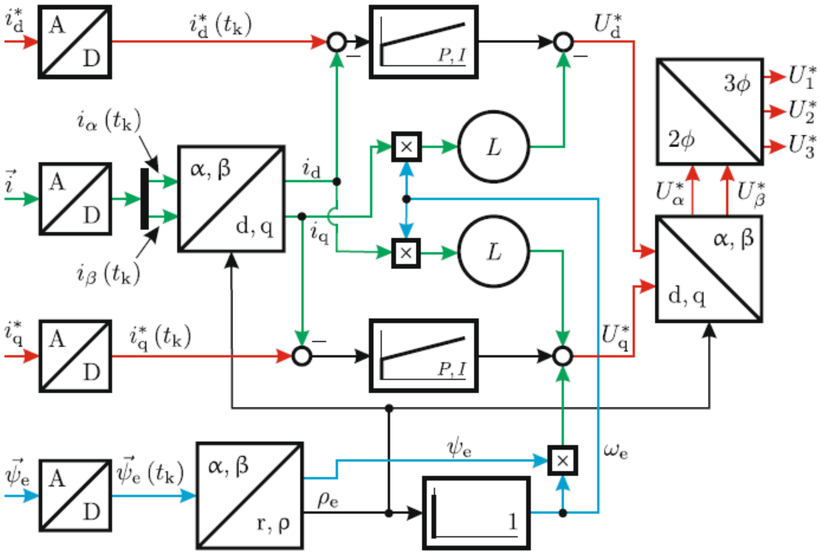


شکل (۳-۱۸): ساختار کنترل‌کننده‌ی سه‌فاز بر پایه‌ی مدل

لازم به ذکر است که مرجع جریان $\vec{i}^*$ نشان داده شده در شکل (۳-۱۷) از مولفه‌های مرجع مستقیم و متعامد i_d^* و i_q^* نشان داده شده در شکل (۳-۱۰) تشکیل شده است. دسترسی به مقادیر مرجع مستقیم و متعامد (i_d^* و i_q^*) به کاربر این امکان را می‌دهد که موقعیت بردار مرجع جریان (و در نتیجه جریان واقعی داده شده در شرط (۳-۱۵)) را نسبت به بردار شار $\vec{\psi}_e$ کنترل کند. از نقطه نظر توان، کنترل متغیرهای (i_d^*, i_q^*) توانایی کنترل مولفه‌های حقیقی و راکتیو توان را نسبت به بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ فراهم می‌کند. برای اکثر ساختارهای کنترل‌کننده که برای ماشین‌های الکتریکی در نظر گرفته شده‌اند، استفاده از یک بردار شار حائز اهمیت است که این موضوع در این کتاب نشان داده خواهد شد. با توجه به این اهمیت، ساختار کلی کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل جهت‌دار شار $\vec{\psi}_e$ در شکل (۳-۱۹) نشان داده شده است. مقایسه‌ی بین ساختارهای کنترل جهت‌دار

www.takbook.com

ولتاژ و شار نشان می‌دهد که در ساختار جهت‌دار شار، عبارت مربوط به ولتاژ ضدمحرکه یعنی u_e (به رابطه‌ی (۳-۲۱) مراجعه شود) با استفاده از رابطه‌ی $u_e = \psi_e \omega_e$ محاسبه می‌شود.

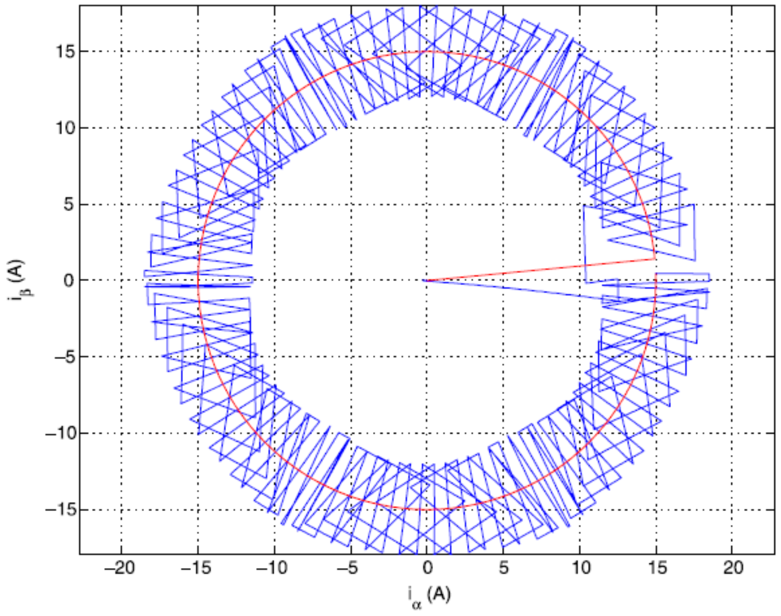


شکل (۳-۱۹): ساختار کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار شار سه‌فاز بر پایه‌ی مدل

یک مثال شبیه‌سازی دقیق مرتبط با مفاهیم مطرح شده در این بخش، در بخش (۳-۳-۴) داده شده است. این مثال که بر اساس مدل نشان داده شده در شکل (۳-۱۸) است، از نظر تنظیمات مربوط به جریان مرجع مستقیم/متعامد و بار با مثال بحث شده برای کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس سه‌فاز یکسان است یعنی $i_d^* = 0A$ و $i_q^* = 15A$ (بردار مرجع $\vec{i}^*$ با بردار $\vec{u}_e$ که با سرعت ۳۰۰۰ دور دقیقه می‌چرخد، در یک جهت قرار دارد). هرچند که در این مورد، یک ساختار مدوله‌کننده و کنترل‌کننده که به ترتیب در شکل‌های (۲-۱۲) و (۳-۱۸) نشان داده شده‌اند، اضافه شده بود. فرکانس نمونه‌برداری و فرکانس حامل PWM به ترتیب در ۵ کیلوهرتز و ۲/۵ کیلوهرتز تنظیم شده بودند. مقادیر انتخاب شده از

www.takbook.com

مقادیری که معمولا در عمل ا ستفاده می شوند، کم‌تر هستند تا خط سیر نقطه‌ی انتهایی جریان به وضوح به تصویر کشیده شود. مثالی از خط سیر نقطه‌ی انتهایی بردار جریان مرجع و واقعی در شـــکل (۳-۲۰) برای یک دوره‌ی تناوب مولفه‌ی اصلی (یک چرخش ۲۰ میلی‌ثانیه‌ای بردار ولتاژ $\vec{u}_e$) نشان داده شده‌اند.

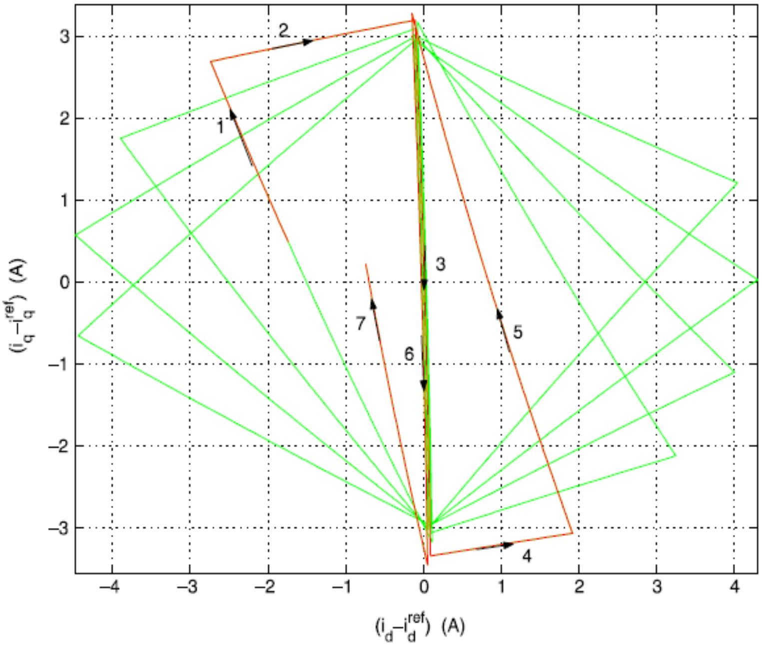


شکل (۳-۲۰): مکان هندسی جریان برای مثال مربوط به کنترل بر پایه‌ی مدل

آموزنده ا ست که نتایج به د ست آمده با این نوع از کنترل (که در شکل (۳-۲۰) نشـــان داده شـــده اســـت) با نتایج به دســـت آمده با کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس سه‌فاز (به شکل (۳-۱۵) مراجعه شود) مقایسه گردد. با ا ستفاده از کنترل‌کننده‌ی بر پایه‌ی مدل، خطای جریان به طور ویژه تعریف نشـــده اســـت اما مقدار آن از پارامترهای بار و انتخاب فرکانس‌های نمونه‌برداری و حامل تبعیت می‌کند. ترکیب این متغیرها به گونه‌ای است که قدر مطلق خطای جریان در شکل (۳-۲۰) کاملا مشخص است و بزرگ‌تر از مقداری است که در شکل (۳-۱۵) نشان

www.takbook.com

داده شده ا ست. تفاوت قابل توجه بعدی بین خط سیر مربوط به دو انتهای بردار جریان $\vec{i}$ در توالی و جهت بردارهای فعال و صــفر مربوط به دو روش اســت. این تفاوت را می‌توان با در نظر گرفتن بردار خطای جریان $\vec{i}_{\delta} = \vec{i} - \vec{i}^{*}$ در یک قاب مرجع سنکرون (همان‌طور که برای رهیافت کنترلی نوع هیسترزیس انجام گرفت) اثبات کرد. همان‌طور که در شکل (۳-۲۱) نشان داده شده ا ست، مکان هند سی نقطه‌ی انتهایی برای خطای جریان $\vec{i}_{\delta}$ با نتایج به دســـت آمده برای کنترل نوع هیسترزیس (که در شکل (۳-۱۶) نشان داده شده ا ست) به طور قطعی متفاوت است.



شکل (۳-۲۱): مکان هندسی خطای جریان برای مثال مربوط به کنترل بر پایه‌ی مدل

در شکل (۳-۲۱) اولین بخش متعلق به م سیر ۲۰ میلی‌ثانیه‌ای بردار خطای جریان (م‌سیر سبز رنگ) نشان داده شده ا ست. در این شکل، خط سیرهای در طول یک فاصله‌ی زمانی به مقدار ۲۰ از این شبیه‌سازی نیز نشان داده شده است

www.takbook.com

(مسیر قرمز رنگ). خط سیرها شماره گذاری شده‌اند تا بتوان توالی اعمال انجام شده توسط کنترل‌کننده را توضیح داد. فاصله‌ی زمانی فرعی نشان داده شده به رنگ قرمز به روشی انتخاب شده است که تقریبا با موقعیت بردار بار نشان داده شده در شکل (۳-۱۱) منطبق باشد. همان‌طور که قبلا نیز گفته شد، محور q متعلق به مرجع سنکرون با بردار $\vec{u}_e$ در یک جهت قرار می‌گیرد. به علاوه در این مثال ویژه، بردار مرجع جریان یعنی $\vec{i}^*$ نیز با این بردار هم‌جهت است. جهتی که نقطه‌ی انتهایی جریان بار در آن حرکت می‌کند با استفاده از موقعیت نسبی بردار بار $\vec{u}_e$ نسبت به دو بردار فعال در حال استفاده تعیین می‌گردد. در طول مکان هندسی شماره‌ی ۱، بردار ولتاژ $\vec{u}_{\{110\}}$ برای یک فاصله‌ی زمانی داده شده فعال است و پس از آن بردار $\vec{u}_{\{100\}}$ فعال می‌گردد و خط سیر را مطابق با مکان هندسی شماره‌ی ۲ هدایت می‌کند. در این نوع از کنترل، معمولا به ترتیب دو بردار فعال بعد از اینکه فاصله‌ی زمانی مربوط به یک بردار صفر اتفاق می‌افتد، فعال می‌شوند (همان‌طور که در شکل (۲-۱۱) (ب) نیز در طول یک فاصله‌ی زمانی نمونه‌برداری از t_k تا t_{k+1} مشاهده می‌شود). این توالی رخدادها در شکل (۳-۲۱) در خط سیر تعریف شده برای مکان هندسی شماره‌ی ۳ نیز قابل مشاهده است. در طول مکان هندسی شماره‌ی ۳ یک بردار صفر فعال است که پس از آن (در طول مکان هندسی شماره‌ی ۴) آخرین بردار فعال یعنی $\vec{u}_{\{100\}}$ مجددا فعال می‌شود. سپس دومین بردار فعال یعنی $\vec{u}_{\{110\}}$ فعال می‌گردد که منجر به خط سیر مربوط به مکان هندسی شماره‌ی ۵ می‌شود. بعد از هر یک یا دو بردار فعال، دوباره یک بردار صفر وارد می‌شود که منجر به مکان هندسی شماره‌ی ۶ می‌گردد که باید با مکان هندسی شماره‌ی ۳ منطبق باشد چرا که محور q متعلق به قاب سنکرون به بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ گره خورده است. بعد از اینکه این بردار صفر اعمال شد، بردار فعال $\vec{u}_{\{110\}}$ انتخاب می‌شود که خط سیر مربوط به مکان هندسی شماره‌ی ۷ را ایجاد

www.takbook.com

می‌کند. باید دقت کرد که خط سیر خطای جریان که برای مثال به مکان‌هند سی شماره‌ی ۱ و ۷ تعلق دارد با هم یکسان نیستند (با وجود اینکه هر دو از بردار فعال یک سانی ا ستفاده می‌کنند). به این علت که در طول این فا صله‌ی زمانی، بردار بار $\vec{u}_e$ نسبت به دو بردار فعال نشان داده شده در شکل (۳-۱۱) در جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخد. در نتیجه همان‌طور که در شکل (۳-۱۱) نیز ن شان داده شده است، جهت جریان خطا باید تغییر کند. مشاهده‌ی نهایی در شکل (۳-۲۱) به خط سیری مربوط می‌شود که در آن یک بردار صفر فعال است یعنی مکان هندسی شماره‌ی ۳ و شماره‌ی ۶. مشاهده‌ی دقیق‌تر شکل (۳-۲۱) نشان می‌دهد که این خط سیر نسبت به محور عمودی نمودار به اندازه‌ی زاویه‌ی ρ_0 انحراف دارد. چنین پدیده‌ای نیز برای کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس اتفاق افتاده بود که به کمک رابطه‌ی (۳-۱۴) توضیحاتی در خصوص آن داده شد.

۳-۲-۳- کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل افزوده

در این بخش مفهوم کنترل تک‌فاز بر پایه‌ی مدل افزوده که در بخش (۳-۱-۳) بحث شد، به موارد سه‌فاز تو سعه داده می شود. از این رو از رهیافت م شابهی برای پیدا کردن یک مدل گسسته استفاده می‌شود. بنابراین مفید است که از مجموعه روابط مدل سنکرون که در رابطه‌ی (۳-۲۰) مطرح شد، استفاده گردد. با گسسته‌سازی زمان وارونه‌ی مجموعه روابط (۳-۲۰) مطابق آنچه که برای مورد تک‌فاز انجام شد، نتیجه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} U_{Md}^{*}(t_k) &\cong Ri_d^{*}(t_k)+\left(\frac{L}{T_s}-\frac{R}{2}\right)\left(i_d^{*}(t_k)-i_d^{*}(t_{k-1})\right)-\omega_e Li_q^{*}(t_k) \\ U_{Mq}^{*}(t_k) &\cong Ri_q^{*}(t_k)+\left(\frac{L}{T_s}-\frac{R}{2}\right)\left(i_q^{*}(t_k)-i_q^{*}(t_{k-1})\right)+\omega_e Li_d^{*}(t_k)+u_e(t_k) \end{aligned} \quad (۳-۲۲)$$

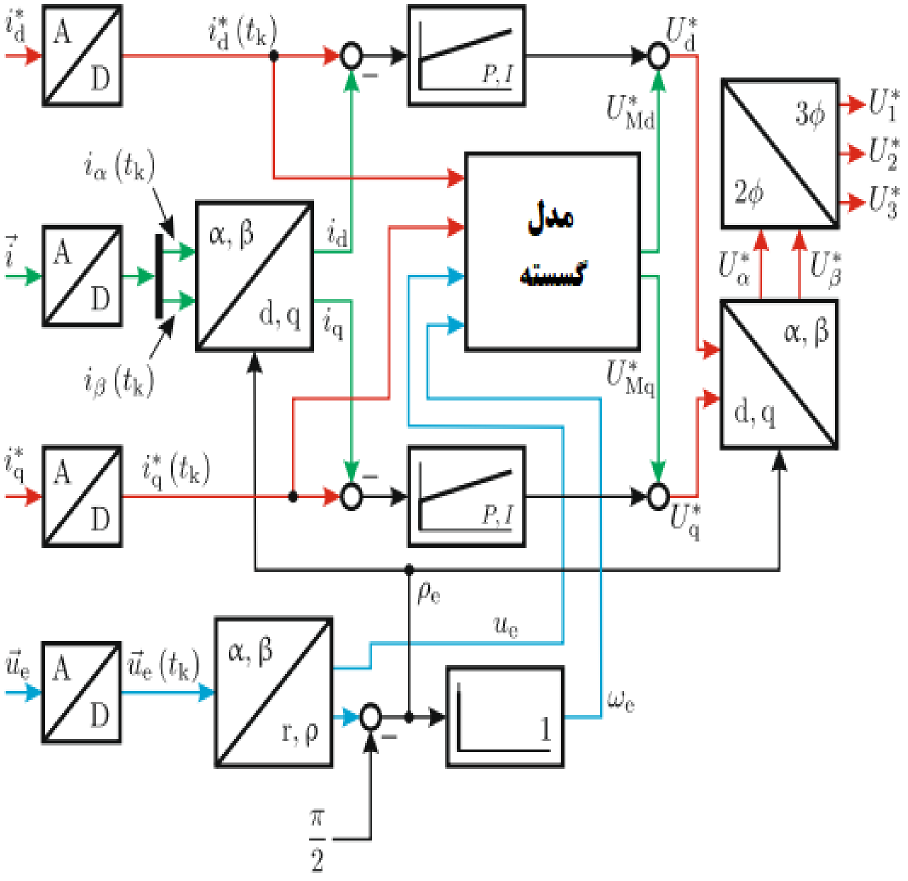
www.takbook.com

مجموعه روابط (۳-۲۲) الگوریتم پایه‌ای را تشـــکیل می‌دهند که در مدل گسستهٔ نشان داده شده در شکل (۳-۲۲) پیاده‌سازی شده است. خروجی این واحد مرجع‌های ولتاژ متوسط مستقیم و متعامد $U^*_{Md}(t_k)$ و $U^*_{Mq}(t_k)$ هستند که به همراه دو کنترل‌کنندهٔ PI اســتفاده می‌شــوند تا مرجع‌های ولتاژ متوســط $U^*_d(t_k)$ و $U^*_q(t_k)$ محاسبه شوند.

انحرافی که بین پارامترهای بار استفاده شده در کنترل‌کننده و مقادیر واقعی وجود دارد با استفاده از دو کنترل‌کنندهٔ PI جبران می‌شود. رفتارهای دینامیکی که لازم است با این کنترل‌های PI مدیریت شوند نسبتا محدود هستند چرا که این رفتارها به تغییرات پارامتر برای مثال ناشـــی از دما مربوط هســـتند. بنابراین می‌توان بهره‌ها را نســـبتا کوچک انتخاب کرد. یک حد بالا برای تنظیمات این بهره‌ها در مجموعه روابط (۳-۲۱) داده شده است. یک مقایسه بین مجموعه روابط (۳-۲۲) و (۳-۲۱) نشان می‌دهد که مدل گسستهٔ داده شده در شکل (۳-۲۲) شامل تعدادی المان است که در کنترل‌کنندهٔ نشان داده شده در شکل (۳-۱۸) نیز اســتفاده شــده بودند. هرچند در مدل گســســته از چهار عبارت اضــافی یعنی $Ri^*_d(t_k)$، $Ri^*_q(t_k)$ و $\left(L/T_s - R/2\right)\left(i^*_d(t_k) - i^*_d(t_{k-1})\right)$ و $\left(L/T_s - R/2\right)\left(i^*_q(t_k) - i^*_q(t_{k-1})\right)$ اســـتفاده شـــده‌اند که در بین آن‌ها دو عبارت آخری از نوع اختلاف جریان هســـتند که می‌توانند مســـتعد نویز باشـــند. در نتیجه باید روی مقادیر جریان مرجع مستقیم و متعامد محدودیت‌های پهنای باند اعمال شود تا از گردش بیهوده در متغیرهای $U^*_{Md}(t_k)$ و $U^*_{Mq}(t_k)$ به دلیل استفادهٔ از عبارت‌های تفاضلی در مجموعهٔ روابط (۳-۲۲) اجتناب گردد. به طور مشابه، فرایند تولید سرعت زاویه‌ای تخمینی از روی زاویهٔ روتور ρ_e با استفاده از واحد

www.takbook.com

مشـــتق‌گیر (به شـــکل (۳-۲۲) مراجعه شـــود) می‌تواند منجر به نویز غیر موجه در خروجی‌های مدل گسسته شود. باید دقت کرد که در کنترل سه‌فاز بر پایه‌ی مدل، تمایز بین رهیافت‌های افزوده و غیر افزوده قابل توجه نیســـت چرا که در هر دو رهیافت از المان‌های کلیدی و مجزای یک مدل گســـســـته‌ی یکســـان اســـتفاده می‌شود.



شکل (۳-۲۲): ساختار کنترل‌کننده‌ی سه‌فاز بر پایه‌ی مدل افزوده

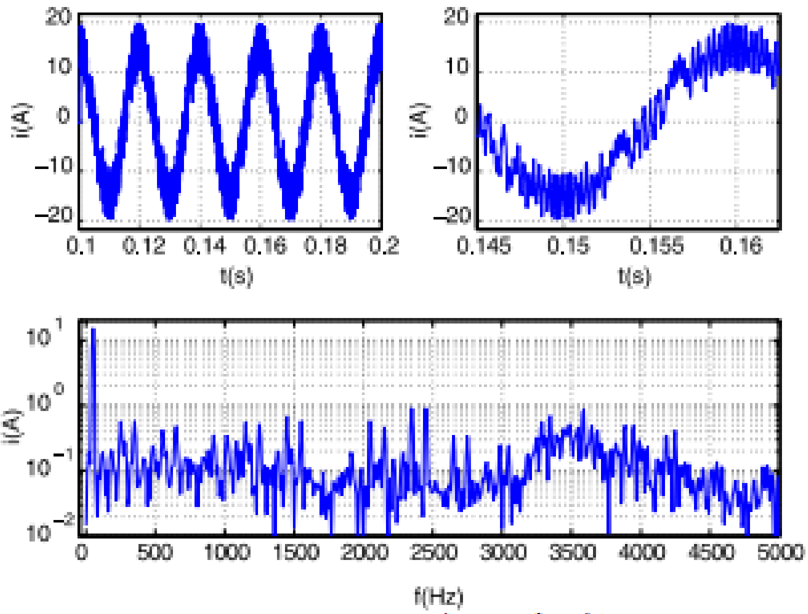
www.takbook.com

۳-۲-۴- طیف فرکانسی کنترل‌کننده‌های جریان هیسترزیس و بر پایه‌ی مدل

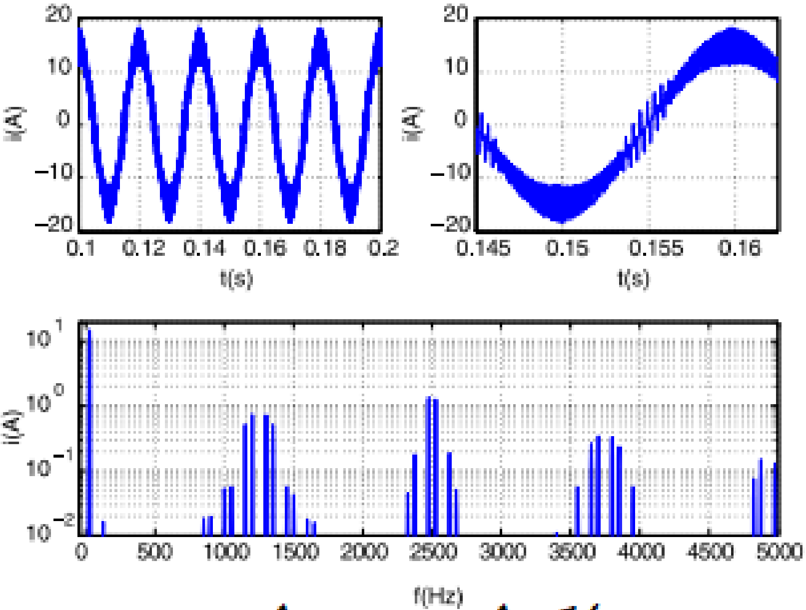
از هر دو روش کنترل جریان هیسترزیس و بر پایه‌ی مدل به طور گسترده در صنعت استفاده می‌شود. بنابراین برای خواننده مفید است که اطلاعاتی در خصوص طیف کلی فرکانسی ولتاژ فاز مبدل برای هر دو روش کنترل جریان به دست آورد. برای این منظور، مثال‌های شبیه‌سازی بحث‌شده در بخش‌های (۳-۳-۳) و (۳-۳-۴) که به ترتیب برای کنترل‌کننده‌های سه‌فاز هیسترزیس و بر پایه‌ی مدل هستند، در اینجا مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرند. در هر دو مثال بار، منبع تغذیه، شرایط جریان مرجع مستقیم و متعامد یکسان در نظر گرفته شده‌اند تا بتوان طیف‌های فرکانسی ولتاژ یک فاز بار را مقایسه کرد. در شکل (۳-۲۳) طیف فرکانسی ولتاژ فاز نسبت به دامنه‌ی مولفه‌ی اصلی در طول محدوده‌ی فرکانسی از صفر تا ۱۰ کیلوهرتز برای هر دو روش کنترل نشان داده شده است.

در شکل (۳-۲۳) می‌توان دید که کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس در طیف فرکانسی خود دارای مولفه‌های فرکانسی گسترده‌ای است. طیف فرکانسی به دست آمده به اندازه‌ی جعبه و دامنه‌ی بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ بستگی دارد. طیف فرکانسی رهیافت کنترلی بر پایه‌ی مدل، طبیعت گسسته‌تری دارد. در عمل این موضوع با استفاده از نویز صوتی بازتاب داده می‌شود که بیش‌تر قابل پیش‌بینی است و می‌توان آن را با توجه به کاربرد (برای مثال ترکیب‌های ماشین و بار) به گونه‌ای تنظیم کرد که از فرکانس‌های رزونانسی مشخصی اجتناب شود. در مثال نشان داده شده در شکل (۳-۲۳) فرکانس حامل PWM و فرکانس نمونه‌برداری به ترتیب در ۲/۵ کلیوهرتز و ۵ کیلوهرتز تنظیم شده‌اند که در طیف فرکانسی نشان داده شده در شکل (۳-۲۳) (ب) نیز بازتاب داده شده است.

www.takbook.com



الف) کنترل هیسترزیس



ب) کنترل مبتنی بر مدل

شکل (۳-۲۳): طیف فرکانسی ولتاژ فاز مبدل برای یک راه‌انداز سه‌فاز که تحت کنترل هیسترزیس و بر پایه‌ی مدل بهره‌برداری می‌شود

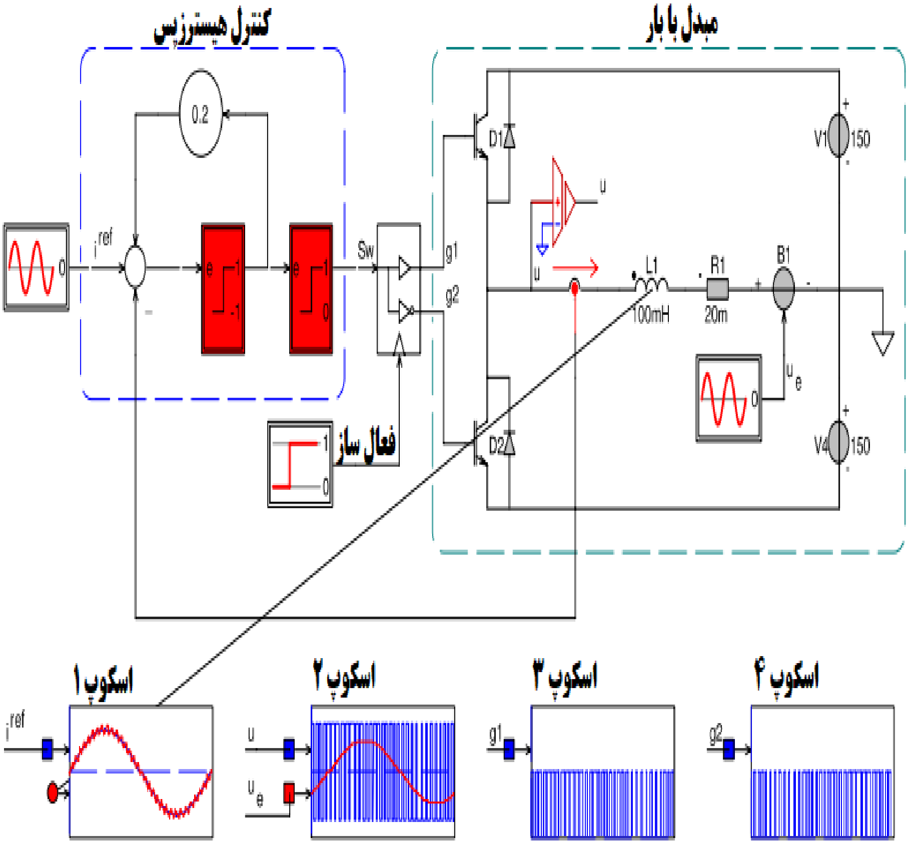
www.takbook.com

۳-۳- مثال‌های شبیه‌سازی

۳-۳-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: کنترل جریان تک‌فاز هیسترزیس

در این مثال شبیه‌سازی یک مبدل نیم‌پل متصل به بار تک‌فاز پیاده‌سازی شده است. بار توسط اتصال سری مقاومت $R = 20\,m\Omega$، اندوکتانس $L = 100\,mH$ و یک منبع ولتاژ سینوسی $u_e = \hat{u}_e \sin(\omega_e t + \xi_e)$ با $\hat{u}_e = 100\,V$، $\xi_e = -\pi/4\,rad$ و $\omega_e = 100\pi\,rad/s$ تشکیل شده است. ولتاژ شین DC مبدل نیم‌پل یعنی u_{DC} در مقدار ۳۰۰ ولت تنظیم شده است. مطلوب است که یک کنترل‌کننده‌ی جریان از نوع هیسترزیس ساخته شود که تنظیمات هیسترزیس آن مطابق با مدل کلی نشان داده شده در شکل (۳-۳) برابر $\Delta i = 0.4\,A$ است به طوری که کاربر می‌تواند شکل موج‌ها و اعمال کلیدزنی مختلف را (همان‌طور که در بخش ۳-۱-۱ بحث شد) مورد آزمایش قرار دهد. جریان مرجع ورودی برای این شبیه‌سازی به شکل $i^* = \hat{i} \sin \omega_e t$ با $\hat{i} = 2\,A$ در نظر گرفته شده است. مدل شبیه‌سازی مربوط به این مثال در شکل (۳-۲۴) نشان داده شده است که شامل مبدل نیم‌پل، بار و ساختار کنترل جریان است. در این مثال از کلیدهای نیمه‌هادی از نوع IGBT ایده‌آل استفاده شده است. یک پروب جریان نیز به کار رفته است تا جریان را برای کنترل‌کننده اندازه‌گیری کند.

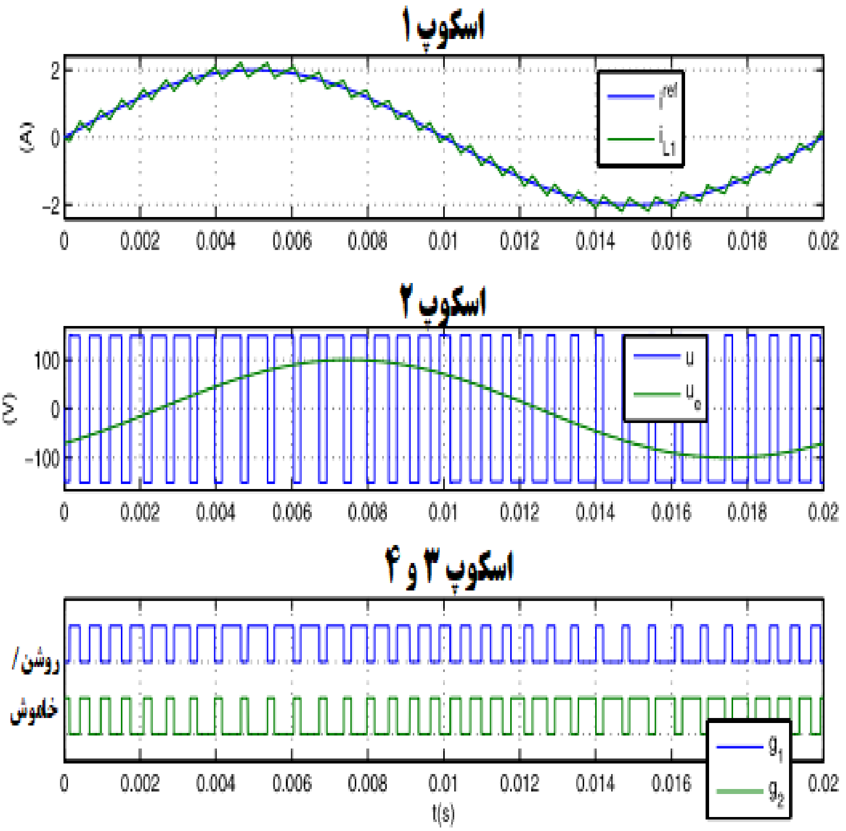
www.takbook.com



شکل (۳-۲۴): شبیه‌سازی کنترل جریان تک‌فاز هیسترزیس

نتایج شبیه‌سازی در شکل (۳-۲۵) آمده است که خروجی واحدهای نوسان‌نما را نشان می‌دهد. همانند مثال‌های شبیه‌سازی قبلی، از یک مدار فعال ساز برای مبدل استفاده شده است تا کلیدهای مبدل را بعد از یک لحظه‌ی مشخص فعال کند. در این مثال، مبدل در زمان $t = ۰$ ms فعال می شود در حالی که زمان اجرای شبیه‌سازی در زمان ۲۰ میلی ثانیه تنظیم شده است. به خواننده توصیه می‌گردد که سیگنال‌های ظاهر شده در این شبیه سازی را به دقت مورد آزمایش قرار دهد تا بتواند اصول بهره‌برداری این نوع کنترل‌کننده را به خوبی درک کند.

www.takbook.com



شکل (۳-۲۵): نتایج شبیه‌سازی مربوط به کنترل جریان تک‌فاز هیسترزیس

۳-۳-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: کنترل جریان تک‌فاز بر پایه‌ی مدل

در این مثال شبیه‌سازی یک کنترل‌کننده‌ی تک‌فاز بر پایه‌ی مدل برای پیکربندی مبدل/مدوله‌کننده‌ی تمام‌پل که در مثال شبیه‌سازی (۲-۶-۳) بحث شد، در نظر گرفته شده است. پارامترهای بار و تنظیمات جریان مرجع که در مثال شبیه سازی قبلی ا ستفاده شد، برای این مثال نیز قابل ا ستفاده ه ستند. از یک منبع ولتاژ DC با مقدار u_{DC} = ۳۰۰ V استفاده شده است. به علاوه زمان نمونه‌برداری برابر ۰٫۵ ms = T_s انتخاب شده است که با فرکانس یک حامل

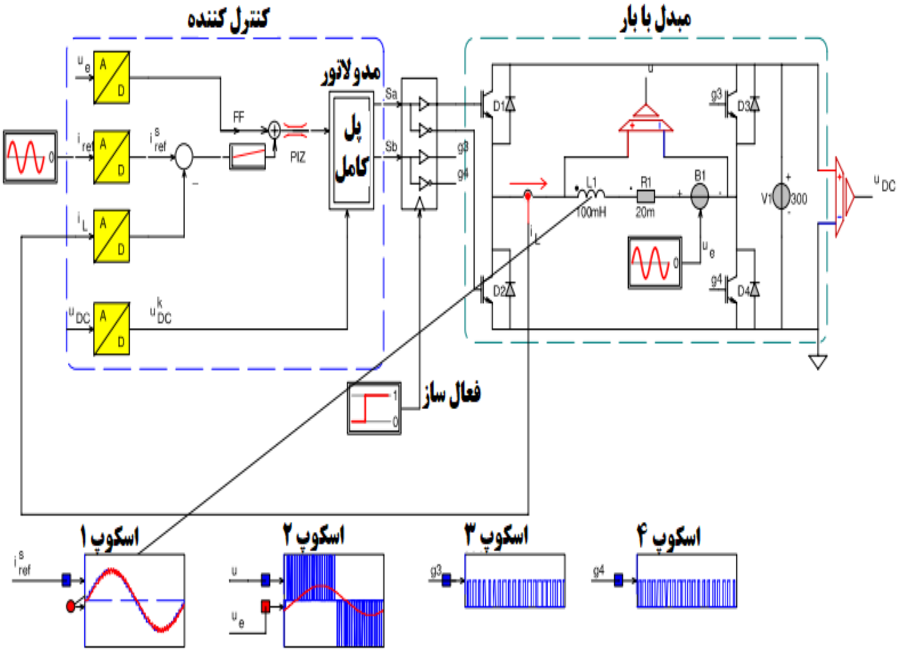
www.takbook.com

PWM به مقدار یک کیلوهرتز مطابق است. به خواننده توصیه می‌شود که یک کنترل‌کننده‌ی را مطابق با مدل کلی نشان داده شده در شکل (۳-۷) توسعه دهد و متغیرهای یکسانی را با استفاده از واحدهای نوسان‌نما (همان‌طور که در مثال شبیه‌سازی قبلی بحث شد) رسم کند.

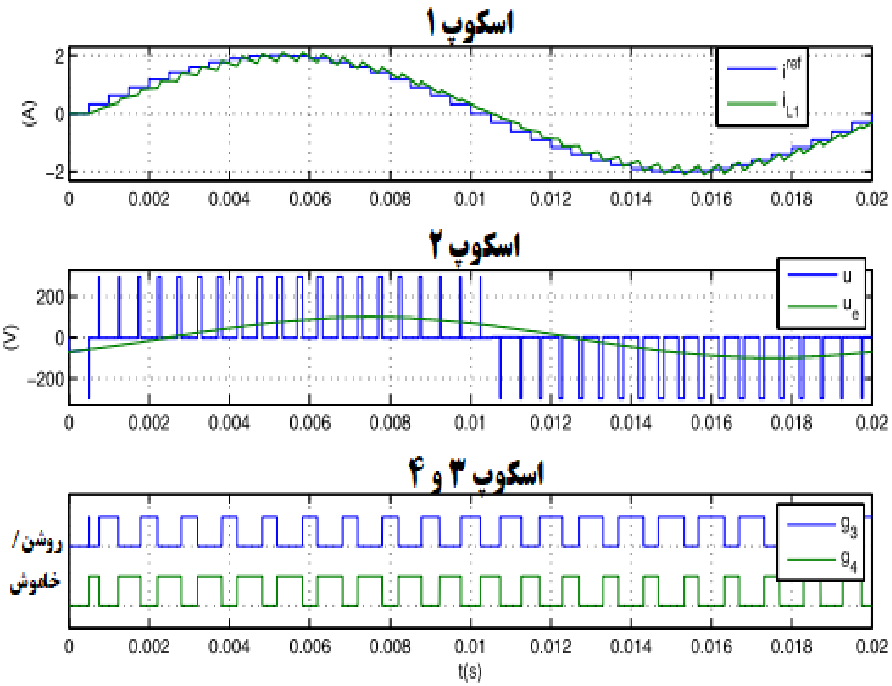
مدل شبیه‌سازی مربوط به این مثال در شکل (۳-۲۶) نشان داده شده است. این مدل، ساختار کنترل‌کننده‌ی مورد نیاز را با کنترل‌کننده‌ی PI و عبارت اغتشاشی u_e نشان می‌دهد. در مثال داده شده، یک کنترل‌کننده‌ی PI ضد جمع‌شوندگی (PIZ) معرفی و محدودیت‌های خروجی آن در $\pm 300\,V$ تنظیم شده است که در واقع بزرگ‌ترین ولتاژ متوسطی است که می‌تواند توسط این ترکیب مبدل/منبع در هر نمونه تولید گردد. ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی PI ضد جمع‌شوندگی سیگنال‌های خطای جریان و اغتشاش هستند. لازم به ذکر است که در این مثال، بهره‌ی تناسبی کنترل‌کننده یعنی $\left(L/T_s + R/2 \right)$ عمدتا توسط عبارت القایی تعیین می‌شود چرا که $L/R \gg T_s/2$ که به این معنی است که ثابت زمانی L/R معمولا از زمان نمونه‌برداری خیلی بزرگ‌تر است.

نتایج شبیه‌سازی در شکل (۳-۲۷) آمده است که خروجی واحدهای نوسان‌نما را نشان می‌دهد. این نتایج اختلاف قابل توجهی نسبت به نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی قبلی (به بخش ۳-۳-۱ مراجعه شود) ندارد ولی روش‌های کنترلی استفاده شده به طور محسوسی متفاوت هستند.

www.takbook.com



شکل (۳-۲۶): شبیه‌سازی کنترل جریان تک‌فاز بر پایه‌ی مدل



شکل (۳-۲۷): نتایج شبیه‌سازی مربوط به کنترل جریان تک‌فاز بر پایه‌ی مدل

www.takbook.com

۳-۳-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: کنترل جریان تک‌فاز هیسترزیس از نوع روش جعبه

در این مثال شبیه سازی، یک مبدل سه‌فاز با کنترل جریان هیسترزیس از نوع روش جعبه که به یک بار متقارن با اتصال ستاره متصل است، توسعه داده شده است. هر فاز بار شامل یک شبکه‌ای سری متشکل از یک مقاومت R = ۲۰ mΩ، اندوکتانس L = ۳٫۴ mH و منبع ولتاژ سینوسی با مقدار قله‌ی $\sqrt{2}\times 150\,\mathrm{V}$ و فرکانس $\omega_e = 100\pi\,\mathrm{rad/s}$ است. در این مثال یک کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس از نوع روش جعبه به صورت آنالوگ مطابق با روش مطرح‌شده در بخش (۳-۲-۱) پیاده‌سازی شده است. خروجی این کنترل‌کننده باید مجموعه سیگنال‌های Sw^a، Sw^b و Sw^c باشد که می‌توانند برای کنترل کلیدهای مبدل استفاده شوند. بار بر حسب یک مدل کلی بر پایه‌ی بردار فضایی بیان شده است که باید به روشی که در مثال شبیه‌سازی بخش (۲-۶-۵) بحث شد، به مبدل متصل شود. ولتاژ شین DC مبدل برابر u_{DC} = ۶۰۰ V در نظر گرفته شده است. مقادیر جریان مرجع مستقیم و متعامد به ترتیب برابر $i_d^* = 0\,\mathrm{A}$ و $i_q^* = 15\,\mathrm{A}$ هستند. به علاوه اندازه‌ی جعبه در مقدار $\Delta i^* = 4.4\,\mathrm{A}$ تنظیم شده است.

این مثال شبیه‌سازی مطابق شکل (۳-۲۸) در محیط نرم‌افزار CASPOC پیاده‌سازی شده است. این شکل شامل ساختار یک مبدل پایه‌ای بر اساس IGBT است که با استفاده از مجموعه‌ای از واحدهای تبدیل مداری/بلوکی به بار سه‌فاز (نشان داده شده با بردار فضایی) متصل شده است.

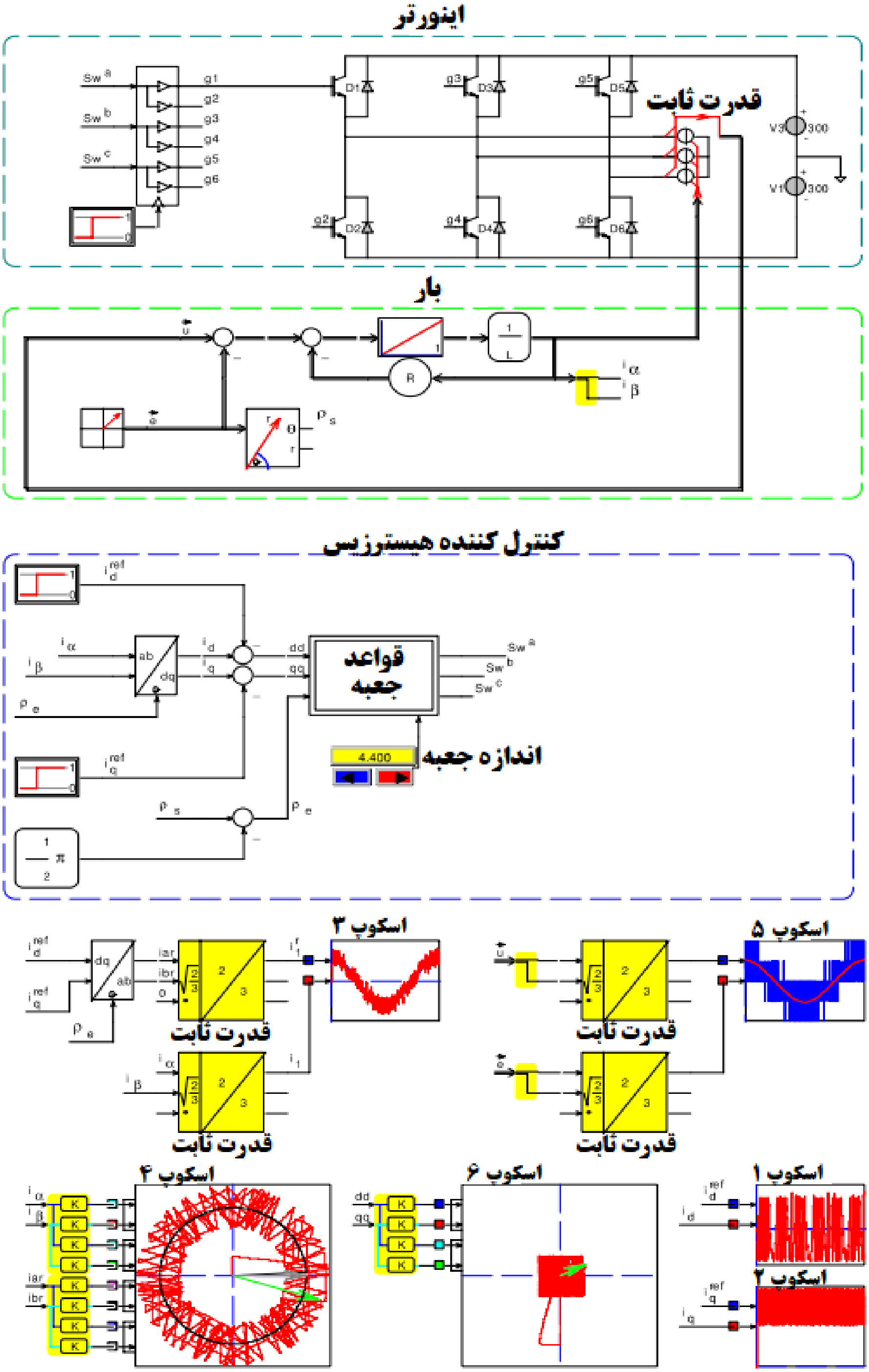
بردار ولتاژ به شکل $\vec{u}_e = \hat{u}_e e^{j\omega_e t}$ با $\hat{u}_e = \sqrt{3}\times 150\,\mathrm{V}$ است. از یک واحد تبدیل مختصات برداری به مختصات قطبی استفاده شده است تا زاویه‌ی لحظه‌ای

www.takbook.com

بردار $\vec{u}_e$ به دســـت آید. با کم‌کردن زاویه‌ی $\pi/2$ از این زاویه‌ی به دســـت آمده، زاویه‌ی مرجع ρ_e حاصـل می‌شــود و از آن در فرایند تبدیل قاب مرجع ســنکرون اســـتفاده می‌گردد. ســـاختار کلی بار، بردار جریان بار اندازه‌گیری شـــده را تولید می‌کند که به یک قاب مرجع سنکرون با متغیرهای i_d و i_q منتقل می‌گردد. از این مقادیر به همراه جریان‌های مرجع قاب سنکرون ا ستفاده می شود تا بردار جریان $\vec{i}_\delta$ به دســـت آید که در واحد قواعد جعبه (همان‌طور که در نمودار کلی مرتبط با این رهیافت کنترلی در شکل (۳-۱۳) به آن ا شاره شد) به کار می‌رود. این واحد در این مثال شبیه‌سازی به وسیله‌ی واحد فرعی قواعد جعبه نشان داده شده است که دارای ســه خروجی اســت. این خروجی‌ها ســیگنال‌های کلیدزنی را برای مبدل (یعنی Sw^a، Sw^b و Sw^c) بیان می‌کنند. لازم به ذکر است که این واحد دو ورودی اضـــافی نیز دارد که با اندازه‌ی جعبه‌ی مورد نظر و زاویه‌ی ρ_e مرتبط هســـتند. همان‌طور که در بخش (۳-۲-۱) نیز بحث شـــد، از زاو یه‌ی ρ_e برای الگوریتم چرخش بردار ولتاژ ا ستفاده می شود. پس از اجرای شبیه سازی، جریان‌های بردار فضـــایی $\vec{i}$ و $\vec{i}^*$ و نمودار بردار جریان خطا به ترتیب طبق شـــکل‌های (۳-۱۵) و (۳-۱۶) تولید می‌گردند.

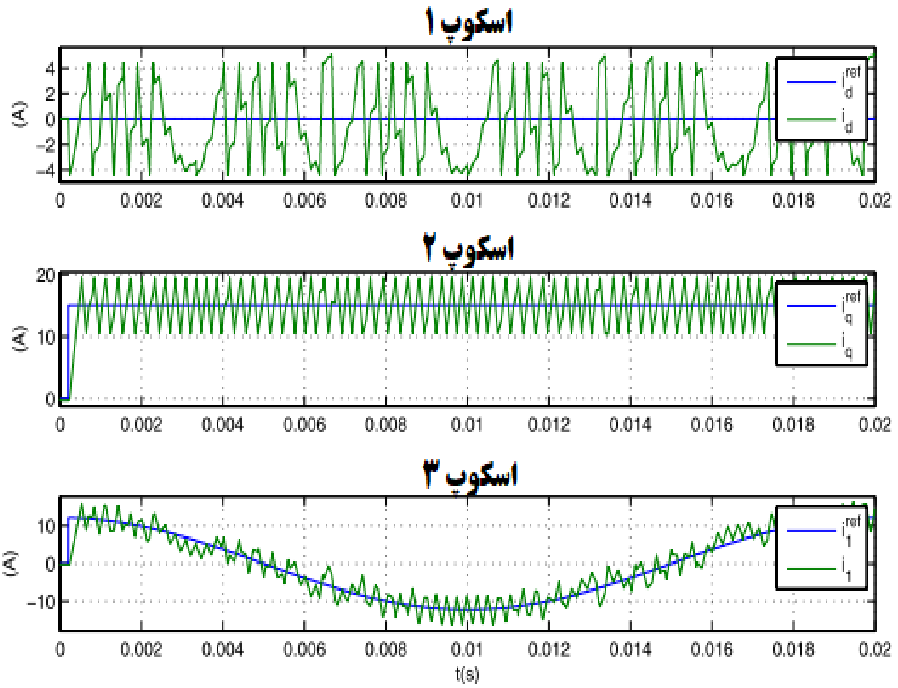
زمان شبیه سازی برای این مثال در ۲۰ میلی ثانیه تنظیم شده ا ست که با یک دور چرخش بردار جریان مرجع $\vec{i}^*$ (در مخت صات قاب مرجع ساکن) متناظر اســـت. از آنجایی که از یک رهیافت کنترلی آنالوگ اســـتفاده شـــده اســـت (یعنی واحدهای نمونه‌برداری و نگه‌داری حضـور ندارند) گام زمانی شـبیه‌سـازی در ۵۰۰ نانوثانیه تنظیم گردیده ا ست. به خواننده تو صیه می شود که شبیه سازی به ویژه نتایج نشان داده شده در نوسان‌نماهای ۶ و ۴ را به دقت بررسی کند.

www.takbook.com

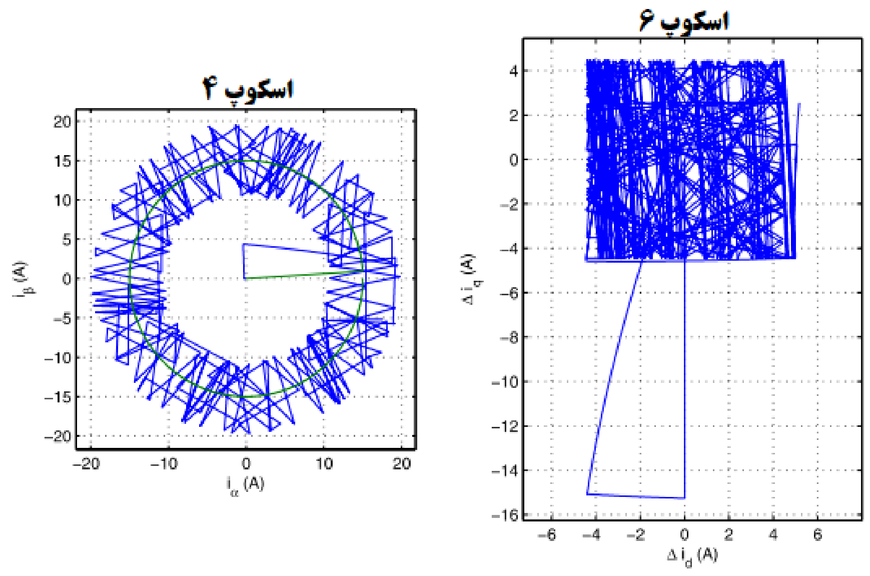


شکل (۳-۲۸): شبیه‌سازی کنترل جریان سه‌فاز هیسترزیس از نوع روش جعبه

www.takbook.com



شکل (۳-۲۹): نتایج شبیه‌سازی مربوط به کنترل جریان سه‌فاز هیسترزیس از نوع روش جعبه



شکل (۳-۳۰): نتایج شبیه‌سازی کنترل جریان سه‌فاز هیسترزیس از نوع روش جعبه

www.takbook.com

۳-۳-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل

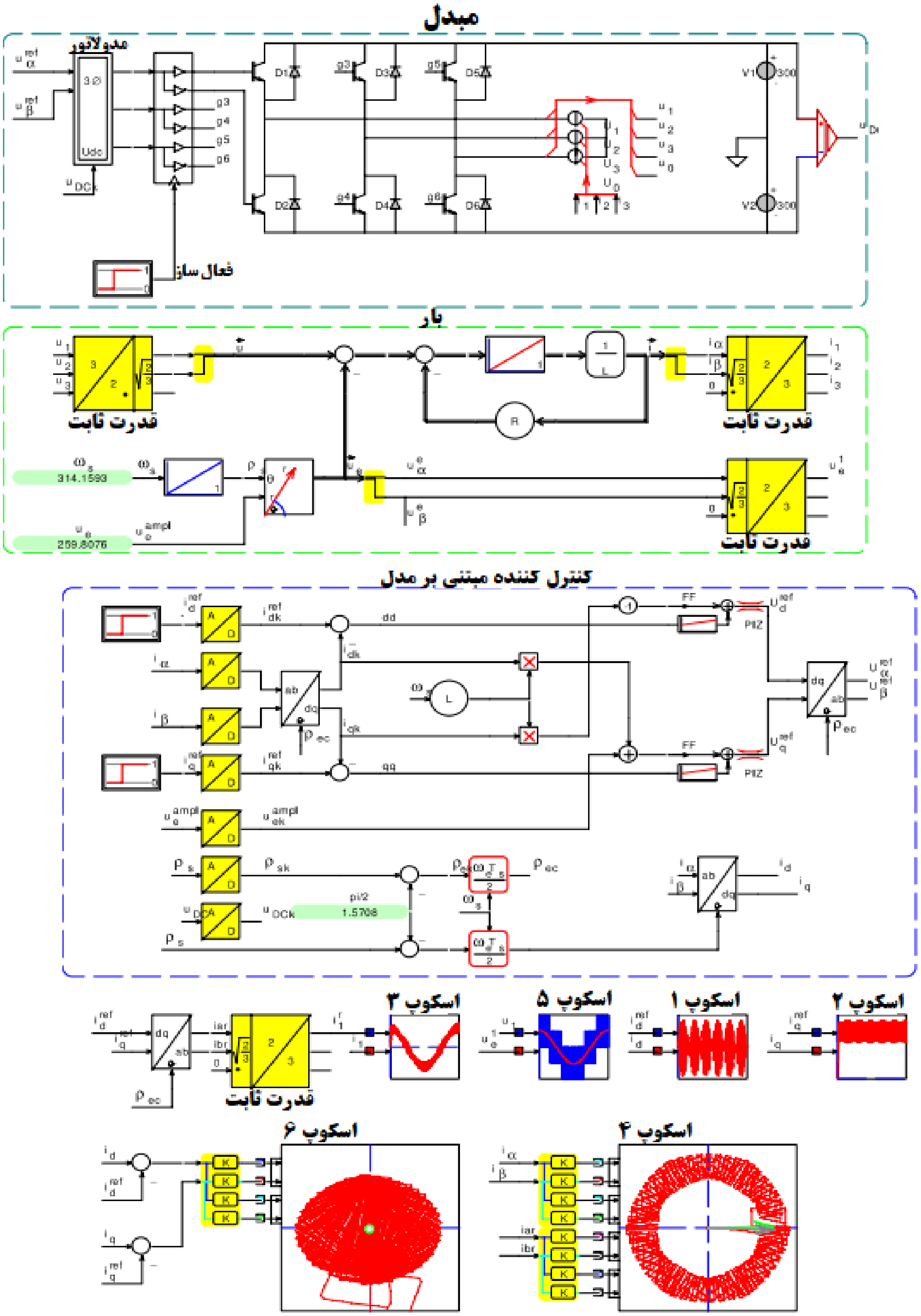
هدف این مثال شـــبیه‌ســـازی این اســـت که کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی هیســـترزیس را که در بخش قبلی در مورد آن بحث شـــد، با یک کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل طبق مباحث مطرح شـده در بخش (۳-۲-۲) جایگزین کند. برای این منظور مدل شـــبیه‌ســـازی بر پایه‌ی نرم‌افزار CASPOC که در مثال شبیه سازی ۶ (بخش ۲-۶-۶) به د ست آمد، به گونه‌ای ا صلاح می شود که بتوان ساختار کنترل‌کننده‌ی ن شان داده شده در شکل (۳-۱۸) را در آن جای داد. در این شبیه سازی نیز از ساختار بار بر پایه‌ی بردار فضایی ا ستفاده می شود که این ساختار در مثال شبیه سازی پیشین معرفی شده ا ست. به علاوه پارامترهای بار، بردار ولتاژ $\vec{u}_e$، تنظیمات مربوط به جریان مرجع و ســـطح منبع تغذیه‌ی DC مبدل در مقایســـه با مثال شـــبیه‌ســـازی قبلی تغییر نمی‌کنند. از یک فرکانس نمونه‌برداری ($1/T_s$) به مقدار ۵ کیلوهرتز استفاده شده است که با فرکانس حامل PWM به اندازه‌ی ۲/۵ کیلوهرتز متناظر است.

مدل مربوط به این مثال شبیه‌سازی در نرم‌افزار CASPOC مطابق شکل (۳-۳۱) پیاده‌ســازی شــده اســت. در این شــکل مبدل و مولفه‌های بار بر پایه‌ی بردار فضایی (همان‌طور که در مثال شبیه‌سازی قبلی توصیف شد) نشان داده شده‌اند. هم‌چنین این شکل شامل ساختار مدوله‌کننده‌ی سه‌فاز است که در بخش (۲-۶-۶) به آن پرداخته شـد. از همه مهم‌تر، کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل نیز به طور دقیق نشان داده شده است که ساختار کلی نشان داده شده در شکل (۳-۱۸) را تایید می‌کند. دو کنترل‌کننده‌ی PI نشان داده شده همان‌طور که در بخش (۳-۲-۳) نیز بحث شـد، کنترل‌کننده‌های از نوع ضـد جمع‌شـوندگی هســتند که در خروجی آن‌ها از محدودیت ا ستفاده شده ا ست. یک انتخاب بدیهی این ا ست که

www.takbook.com

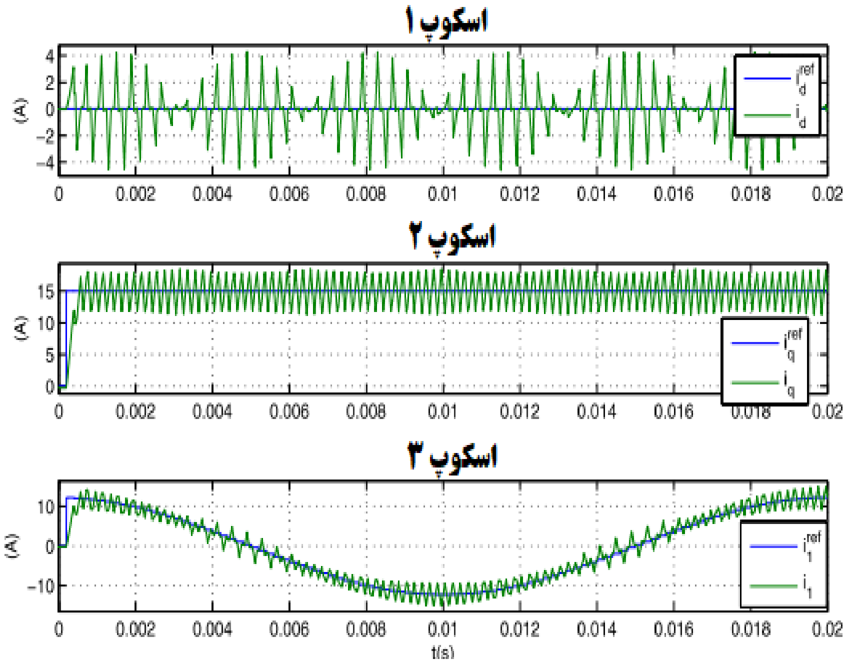
این مقدار به اندازه‌ی طول بردار فعال مبدل یعنی $\pm\sqrt{2/3}u_{DC}$ تنظیم شـود (چرا که خروجی از محدویت‌های شـش ضـلعی متشـکل از بردارهای فعال مبدل تجاوز می‌کند). نحوه‌ی تولید زاویه‌ی مرجع ρ_e از بردار ولتاژ $\vec{u}_e$ مطابق با رهیافتی است که در بخش قبلی به آن اشاره شد. هرچند در این مثال شبیه‌سازی، مجموعه‌ای از المان های نمونه‌برداری و نگه‌داری معرفی شـده‌اند که نشـان می‌دهند که کنترل‌کننده از زاویه‌ی مرجع نمونه‌برداری شـده‌ی $\rho_e(t_k)$ اسـتفاده می‌کند. نتیجه‌ی مسـتقیم این رهیافت این اسـت که قاب مرجع سـنکرون بر پایه‌ی کنترل‌کننده نسـبت به قاب مرجع واقعی به اندازه‌ی زاویه‌ی $\omega_e T_s/2$ rad پس‌فاز می‌شـود. این زوایه باید در کنترل‌کننده جبران شـود که این کار با معرفی یک تغییر فاز به همان اندازه صـورت می‌پذیرد؛ سـیگنال مربوط به تغییر فاز (ρ_{ec}) از سیگنال‌های مختلفی استخراج می شود که در شکل (۳-۳۳) نشان داده شده‌اند. برای این شبیه‌سازی فرض شده است که فرکانس زاویه‌ای ω_e ثابت و برای مقاصد کنترلی در دسـترس اسـت. برای تولید نمودار مکان هندسـی جریان و نمودارهای خطای جریان که به ترتیب در شکل‌های (۳-۲۰) و (۳-۲۱) نشان داده شده بودند از مدل شبیه‌سازی که در این بخش توصیف شد، استفاده شده است.

www.takbook.com

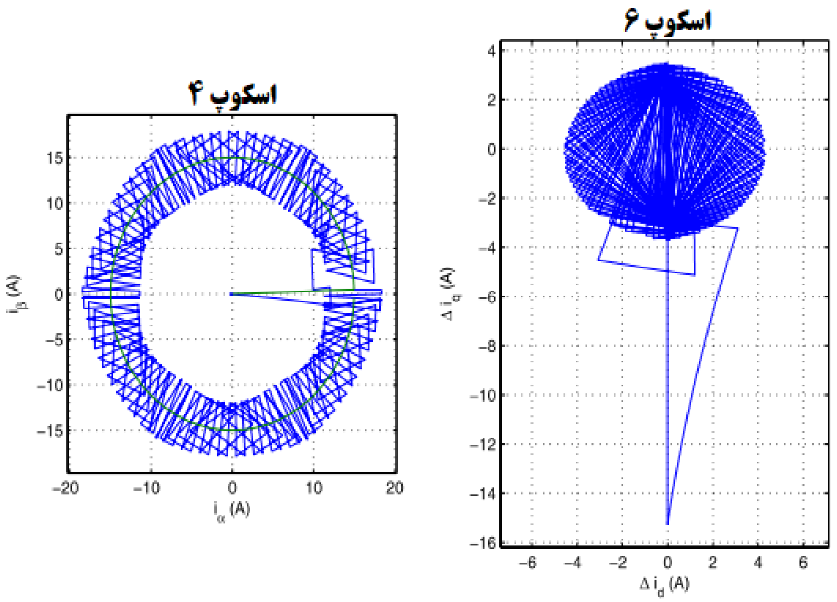


شکل (۳-۳۱): شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ی جریان سنکرون

www.takbook.com



شکل (۳-۳۲): نتایج شبیه‌سازی مربوط به کنترل‌کننده‌ی جریان سنکرون



شکل (۳-۳۳): نتایج شبیه‌سازی مربوط به کنترل‌کننده‌ی جریان سنکرون

www.takbook.com

۳-۳-۵- مثال شبیه سازی ۵: کنترل جریان سه‌فاز بر پایه‌ی مدل بدون PWM و با استفاده از رهیافت ساده‌شده

در مثال شـــبیه‌ســـازی قبلی، مفهوم کنترل بر پایه‌ی مدل به کمک مدل یک مبدل سه‌فاز با ادوات نیمه‌هادی ایده‌آل نشان داده شد. این رهیافت شبیه‌سازی را می‌توان با حذف ســاختار مدوله‌کننده/مبدل ســاده کرد که این کار با اســتفاده از رهیافت مطرح شده در مثال شبیه سازی بخش (۲-۶-۶) صورت می‌پذیرد. هدف این مثال شبیه سازی ا صلاح مثال شبیه سازی قبلی با ا ستفاده از مجموعه‌ای از واحدهای با تغذیه‌ی محدود است که در بخش (۲-۶-۶) در مورد آن‌ها بحث شد.

در واقع در این رهیافت فرض می‌شـــود که بردار ولتاژ متوســـط بار یعنی $\vec{U}^{*}(t_{k})$ که توســط کنترل‌کننده‌ی جریان تولید می‌شــود، با بردار بار تولیدشــده تو سط مدوله‌کننده/مبدل یا تقویت‌کننده‌ی خطی مطابق ا ست. به شرطی می‌توان از این رهیافت اســـتفاده کرد که مقادیر ولتاژ متوســـط مرجع نیم‌پل در ســـطح تغذیه‌ی راه‌انداز حفظ شوند. زمان نمونه‌برداری و شکل موج‌های جریان مرجع در مقایسه با مثال شبیه‌سازی قبلی بدون تغییر باقی مانده‌اند.

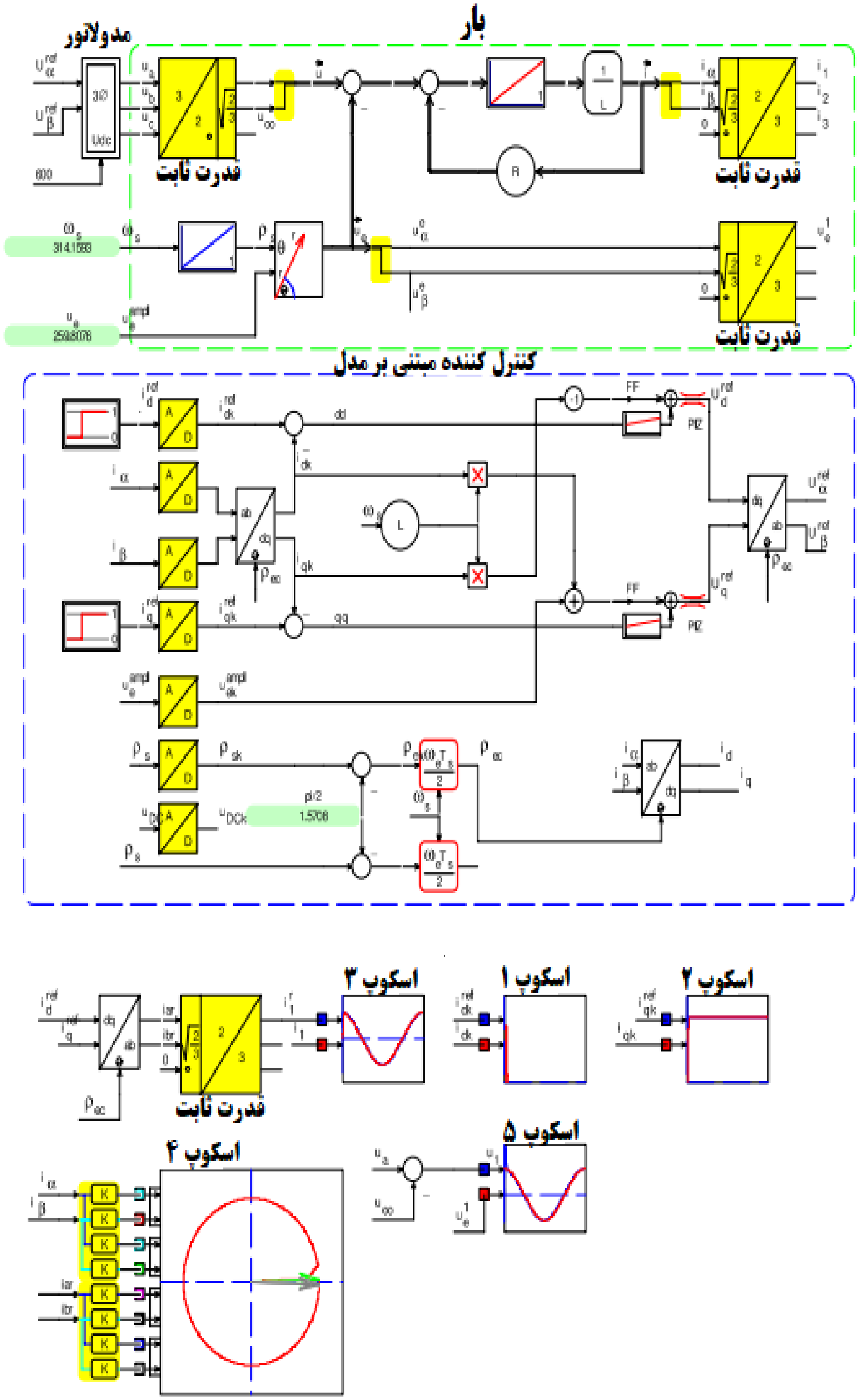
مدل نشـــان داده شـــده در شـــکل (۳-۳۴) بر پایه‌ی نرم‌افزار CASPOC و با توجه به نیازمندی‌های این مثال شبیه سازی پیاده شده ا ست. در این شکل یک واحد مدوله‌کننده ن شان داده شده ا ست که شامل واحد متمرکزکننده‌ی پالس و یک تغذیه‌ی دارای محدودیت اســـت. این تغذیه‌ی دارای محدودیت، مقادیر ولتاژ مرجع نیم‌پل را تولید می‌کند که فرض شـــده اســـت که برابر مقادیر تولید شـــده توسط مبدل هستند. در نتیجه از یک واحد تبدیل سه‌فاز به دوفاز استفاده می‌شود تا بردار ولتاژ بار $\vec{u}$ برای مدل کلی بار بر پا یه‌ی بردار فضـــایی که در م ثال شبیه سازی قبلی معرفی شد، تولید گردد. مقادیر مربوط به مقاومت و اندوکتانس

www.takbook.com

بار (برای بار متقارن) و هم‌چنین زمان نمونه‌برداری T_s و ولتاژ شین DC نسبت به مثال قبلی بدون تغییر باقی مانده‌اند.

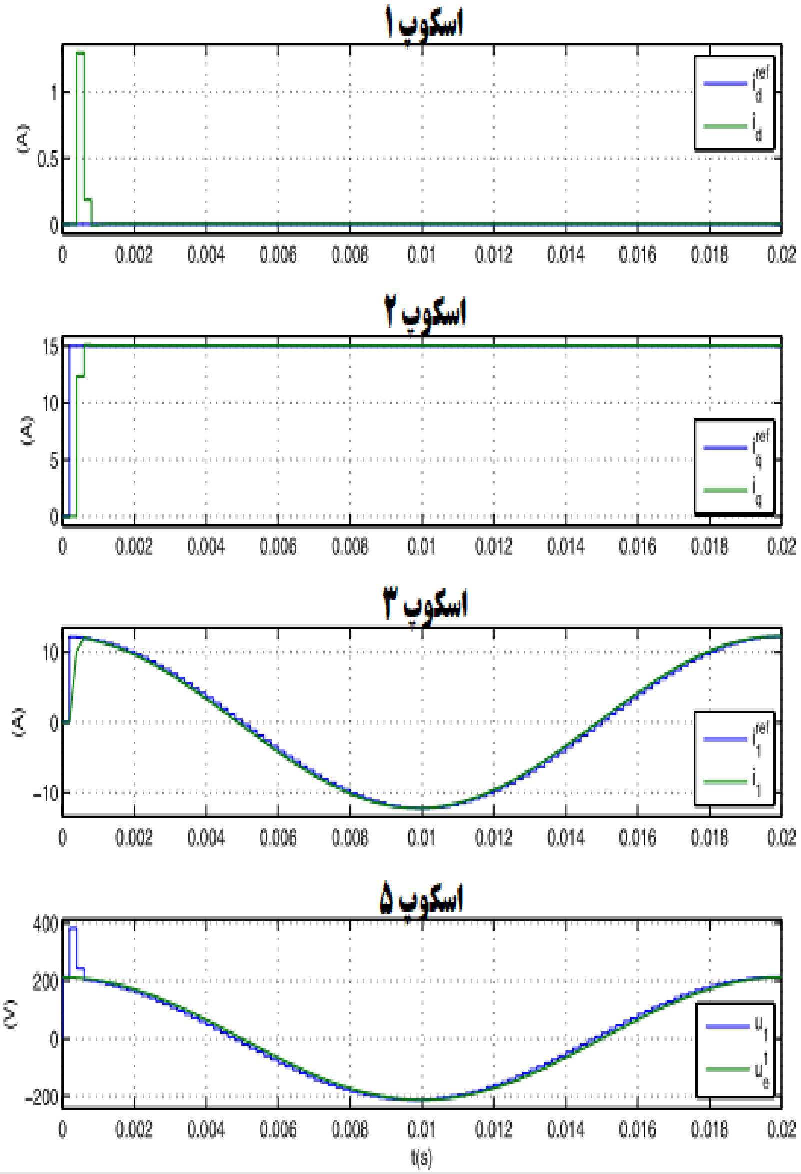
استـــفاده از یک منبع ولتاژ با فرکانس ثابت این امکان را فراهم می‌کند که بهره‌های پیش‌خور به واحدهای با بهره‌ی ثابت (یعنی بهره‌ی $\omega_e L$) ســاده شــوند. زمان شبیه سازی تغییری نکرده ا ست و نتایج به د ست آمده از این مدل که در شکل (۳-۳۵) نشان داده شده‌اند، با نتایج نشان داده شده در شکل (۳-۳۱) مشابه اســت. هرچند که عمل کلیدزنی مبدل به دلیل اســـتفاده از ســـه واحد تغذیه‌ی محدود نشان داده نشده ا ست. این مو ضوع باعث می شود که نقش کنترل‌کننده راحت‌تر مشاهده شود و تو سط اعمال کلیدزنی مبدل پنهان نگردد. در شکل (۳-۳۵) (نوســـان‌نمای ۲) جریان فاز مرجع یعنی i_1^* (منحنی آبی رنگ) به همراه جریان فاز واقعی یعنی i_1 نشــان داده شــده اســت. شــکل موج‌های جریان مرجع مســـتقیم و متعامد نیز در شـــکل (۳-۳۵) (به ترتیب در نوســـان‌نماهای ۱ و ۲ با منحنی آبی رنگ) به همراه جریان‌های واقعی i_d و i_q نشان داده شده‌اند. هم‌چنین در شـــکل (۳-۳۵) ولتاژ بار u_1 (منحی آبی رنگ) و ولتاژ u_e^1 (منحنی ســـبز رنگ) نیز به تصویر در آمده‌اند.

www.takbook.com



شکل (۳-۳۴): شبیه‌سازی مثال مربوط به کنترل جریان بر پایه‌ی مدل (رهیافت ساده شده)

www.takbook.com



شکل (۳-۳۵): نتایج شبیه‌سازی مربوط به مثال کنترل جریان بر پایه‌ی مدل (رهیافت ساده شده)

www.takbook.com

www.takbook.com

فصل چهارم

اصول مربوط به راه‌اندازی

در فصل‌های پیشین به مدل‌سازی و کنترل ماشین‌های با میدان گردان توجه گسترده‌ای شد. ماشین‌های با میدان گردان را می‌توان به راحتی به کمک ترانسفورماتور ایده‌آل گردان (IRTF) مدل کرد. در بخش اولیه‌ی این فصل مفهوم ترانسفورماتور ایده‌آل گردان مورد بررسی قرار می‌گیرد. نشان داده خواهد شد که تولید گشتاور از نظر ریاضی با استفاده از ضرب خارجی (ضرب برداری) بردار فضایی شار و جریان توصیف می‌شود.

www.takbook.com

در فصل قبل، کنترل جریان سه‌فاز معرفی شد و هدف آن ایجاد توانمندی در دستکاری بردار فضایی جریان بود. دلیل این رهیافت، توسعه‌ی مجموعه‌ای از مفاهیم پایه‌ای مرتبط با راه‌اندازی است که هدف آن‌ها (در یک سطح مقدماتی و اولیه) کنترل گشتاور در سیستم‌های راه‌اندازی بر پایه‌ی هر یک از ماشین‌های سنکرون، آسنکرون یا DC جاروبک‌دار است. لازم به ذکر است که ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده مشمول مفهوم نیروی لورنتس نمی‌شوند و در این کتاب به صورت مجزا به آن‌ها پرداخته خواهد شد.

۴-۱- مفاهیم ITF و IRTF

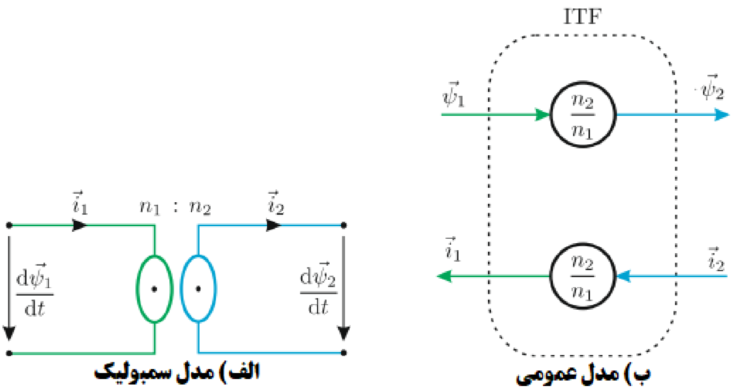
مفاهیم ترانسفورماتور ایده‌آل (ITF) و ترانسفورماتور ایده‌آل گردان (IRTF) به طور گسترده در کتاب اصول راه‌اندازهای الکتریکی مورد بحث و بررسی قرار گرفته‌اند. سودمندی این مفاهیم برای مدل‌سازی ماشین‌های الکتریکی به اثبات رسیده است. در این کتاب، مفاهیم ITF/IRTF بیش‌تر توسعه داده می‌شود. بنابراین قبل از در نظر گرفتن مدل‌های ماشین در این فصل و فصل‌های بعدی بهتر است که مرور مختصری بر این مفاهیم صورت گیرد.

مدل نمادین ITF

مفهوم ITF نمادین که در شکل (۴-۱) (الف) نشان داده شده است، یک ترانسفورماتور ایده‌آل (هم از نظر مغناطیسی و هم از نظر الکتریکی) را بیان می‌کند: یعنی بدون اندوکتانس نشتی، بدون تلفات مسی و تلفات هسته و با نسبت دور سیم‌پیچی اولیه (اندیس ۱) به سیم‌پیچی ثانویه برابر $n_1:n_2$. ترانسفورماتور ایده‌آل

www.takbook.com

به جریان مغناطیس‌کننده احتیاج ندارد و بنابراین می‌توان در نظر گرفت که اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی آن بی‌نهایت است.



شکل (۴-۱): مدل نمادین و کلی ITF بر پایه‌ی بردار فضایی

مجموعه روابط بردار فضایی که با این مدل مطابقت دارند به شکل زیر هستند:

$$\vec{\Psi}_2 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)\vec{\Psi}_1$$
$$\vec{i}_1 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)\vec{i}_2 \qquad (۴-۱)$$

نمایش ITF بر پایه‌ی شار و بر پایه‌ی جریان

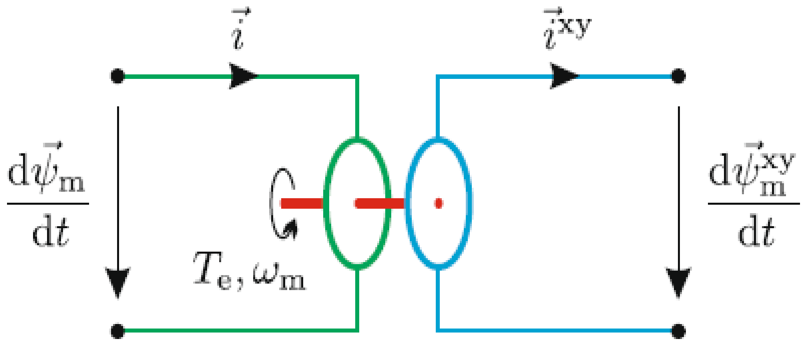
مجموعه روابط شار/جریان (۴-۱) اساس مدل کلی نشان داده شده در شکل (۴-۱) (ب) را تشکیل می‌دهند. باید توجه کرد که مدل کلی نشان داده شده در شکل (۴-۱) (ب) مدل از نوع ITF-شار را نشان می‌دهد چرا که بردار شار اولیه یعنی $\vec{\Psi}_1$ به عنوان یک ورودی طراحی شده است. اما مدل از نوع ITF-جریان از بردار جریان اولیه به عنوان ورودی استفاده می‌کند. نوع مدل ITF به طبیعت مدل

www.takbook.com

ماشینی بستگی دارد که قرار است ITF در آن اعمال شود. لازم به ذکر است که مدل ITF بر اساس استفاده از پیوندهای شار و جریان (به جای ولتاژ و جریان) ساخته شده است.

واحد نمادین IRTF

واحد ترانسفورماتور ایده‌آل گردان (IRTF) که در شکل (۴-۲) نشان داده شده است، یک ترانسفورماتور با سه درگاه که اثر متقابل بین کمیت‌های الکتریکی در استاتور و روتور (شار و جریان) و کمیت‌های مکانیکی (گشتاور و سرعت) روی شفت را توصیف می‌کند. IRTF شامل هیچ وسیله‌ای برای ذخیره‌ی انرژی نیست چرا که نه اینرسی مکانیکی وجود دارد و نه اندوکتانس. IRTF توصیف می‌کند که گشتاور چگونه از جریان و شار حاصل می‌شود و حرکت شفت چگونه روی رابطه‌ی بین کمیت‌های روتور و استاتور اثر می‌گذارد. IRTF را می‌توان به عنوان یک مدل برای شکاف هوایی در ماشین‌های گردان در نظر گرفت. یک مدل دینامیکی واقعی برای ماشین که برای تمام شکل موج‌های الکتریکی و حالت‌های گذرای سرعت صادق باشد، با اضافه کردن عناصری مانند اینرسی مکانیکی، اندوکتانس اصلی، اندوکتانس نشتی و مقاومت استاتور و روتور به یک IRTF ساخته می‌شود.



شکل (۴-۲): نمایش نمادین IRTF

www.takbook.com

در شکل (۴-۲) یک شفت نمادین (نشان داده شده به رنگ قرمز) اتصال مکانیکی را فراهم می‌کند. درگاه روتور (نشان داده شده به رنگ آبی) اجازه می‌دهد که مولفه‌های الکتریکی روتور مثل مقاومت افزوده شوند. درگاه استاتور (نشان داده شده به رنگ سبز) رابطی را برای اتصال مولفه‌های مربوط به استاتور فراهم می‌کند.

شار مغناطیسی پیوند خورده با استاتور روتور برابر $\vec{\psi}_m$ است و می‌توان آن را برحسب مولفه‌های (مختصات) دیده شده در هر سیم‌پیچی بیان کرد. در این صورت داریم:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_m &= \psi_{m\alpha} + j\psi_{m\beta} \\ \vec{\psi}_m^{xy} &= \psi_{mx} + j\psi_{my} \end{aligned} \qquad (۲-۴)$$

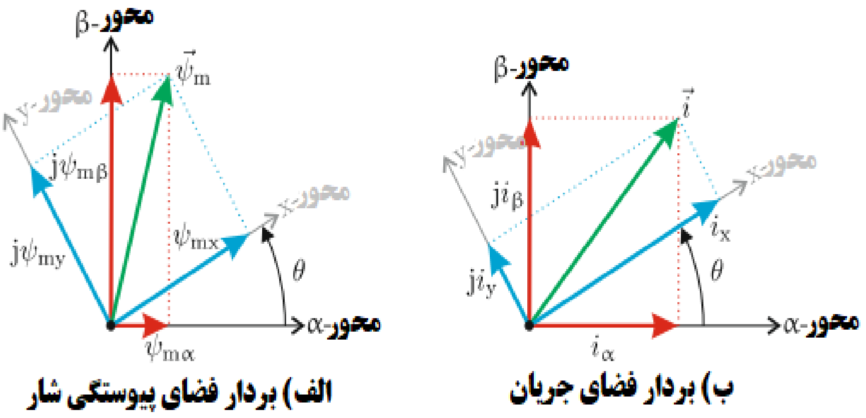
بردارهای فضایی در IRTF

تصویری از شار پیوندی دیده شده توسط سیم‌پیچی روتور و استاتور در شکل (۴-۳) (الف) نشان داده شده است.

رابطه‌ی بین شار پیوندی جهت‌دار استاتور و روتور و بردارهای فضایی جریان متناظر (همان‌طور که در شکل (۴-۳) نشان داده شده است) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_m^{xy} &= \vec{\psi}_m e^{-j\theta} \\ \vec{i} &= \vec{i}^{xy} e^{j\theta} \end{aligned} \qquad (۳-۴)$$

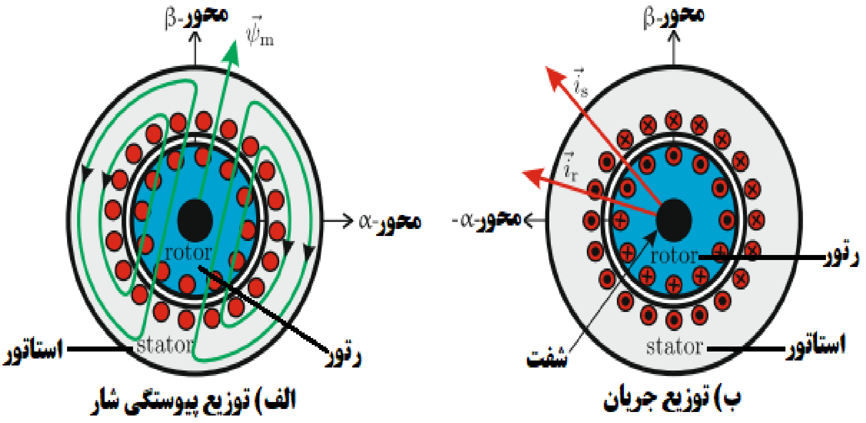
www.takbook.com



شکل (۴-۳): نمودارهای بردار فضایی شار پیوندی و جریان

توزیع شار پیوندی و جریان در ماشین AC

شکل (۴-۳) این واقعیت را نشان می‌دهد که فقط یک بردار فضایی شار پیوندی و یک بردار فضایی جریان در IRTF وجود دارند. به این واقعیت در شکل (۴-۴) نیز تاکید شده است. در این شکل سطح مقطع یک ماشین AC معمولی با یک سیم‌پیچی سه‌فاز توزیع‌شده به صورت سینوسی در روتور و استاور نشان داده شده است.



شکل (۴-۴): توزیع شار پیوندی و جریان در یک ماشین القایی معمولی

www.takbook.com

در طول بهره‌برداری از یک ماشین القایی، مشارکت شار پیوندی و جریان سه‌فاز را می‌توان به وسیله‌ی توزیع یک شار پیوندی و دو جریان مطابق شکل (۴-۴) نشان داد. خود این کمیت‌ها نیز به وسیله‌ی یک بردار فضایی بیان می‌شوند که بردار فضایی شار با محور شار مغناطیسی دو قطبی هم‌جهت است. بردار فضایی $\vec{i}_s$ با توزیع جریان استاتور جهت‌دهی می‌شود در حالی که بردار فضایی $\vec{i}_r$ با توزیع جریان در میله‌های روتور هم‌جهت است. وقتی که بردار جریان دیده شده از روتور در نظر گرفته شود، واحد IRTF به صورت قراردادی از بردار نشان داده شده استفاده می‌کند در حالی که توزیع جریان روتور در واقعیت جهت عکس دارد. دلیل این موضوع این است که اگر نفوذپذیری مواد مغناطیسی در مدل IRTF بی‌نهایت در نظر گرفته شود و شکاف هوایی خیلی کوچک فرض شود، در این‌صورت جمع نیروهای محرکه‌ی مغناطیسی (MMF) استاتور و روتور به صفر میل می‌کنند.

تولید گشتاور در IRTF

تصویر مولفه‌های بردارهای فضایی نشان داده شده در شکل (۴-۳) را می‌توان در یک قاب متعامد گردان ($\Re^{xy}, \Im^{xy}$) یا قاب مرجع متعامد ساکن ($\Re, \Im$) به دست آورد. اگر زاویه‌ی θ در صفر تنظیم شود، مدل IRTF تصویر واحد ITF را با این استثنا که IRTF دارای یک نسبت سیم‌پیچی واحد است، نشان می‌دهد. مطابق با اصول مربوط به گشتاور که در بخش بعدی توضیح داده می‌شود، گشتاور الکترومکانیکی T_e به وسیله‌ی واحد IRTF دو قطبی به شکل زیر تولید می‌شود:

$$T_e = \Im\left\{\left(\vec{\psi}_m\right)^* \vec{i}\right\} \tag{۴-۴}$$

www.takbook.com

اگر بردارهای فضایی $\vec{\psi}_m$ و $\vec{i}$ به عنوان اعداد مختلط در نظر گرفته شوند داریم:

$$\vec{T}_e = \vec{\psi}_m \times \vec{i} \tag{۴-۵}$$

که رابطه‌ی فوق به شکل برداری بیان شده است. بنابراین وقتی که دو بردار $\vec{\psi}_m$ و $\vec{i}$ (نشان داده شده در شکل (۴-۳)) نسبت به یکدیگر متعامد باشند، گشتاور اعمال شده روی روتور حداکثر مقدار خود را خواهد داشت. نمودار کلی واحد IRTF که با نمایش نمادین نشان داده شده در شکل (۴-۲) مطابق است، بر اساس استفاده از روابط (۴-۳) و (۴-۵) به دست آمده است.

واحد IRTF کلی

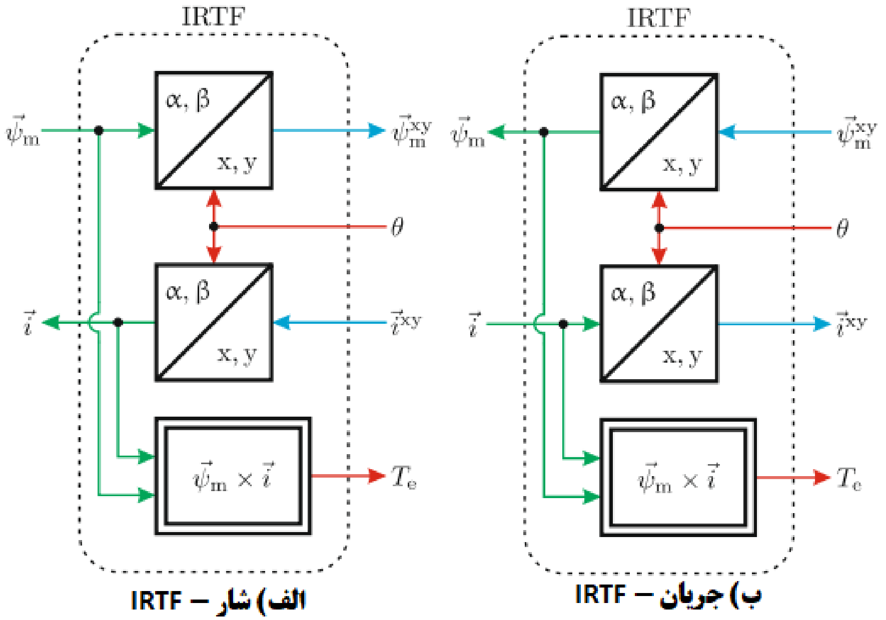
واحد IRTF کلی در شکل (۴-۵) (الف) نشان داده شده است. این واحد با استفاده از یک واحد تبدیل شار از مختصات استاتور به روتور و واحد تبدیل جریان از مختصات روتور به استاتور (که با رابطه‌ی (۴-۳) مطابق است) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۴-۵) (ب) نشان داده شده است، دو واحد تبدیل مختصات را می‌توان معکوس کرد. نوع مدل استفاده شده برای IRTF به کاربرد آن بستگی دارد که این موضوع در بخش‌های بعدی واضح‌تر خواهد شد. انتخاب سیستم مختصات روی محاسبه‌ی گشتاور اثرگذار نیست چون هر دو بردار از ضریب $e^{j\theta}$ و مزدوج مختلط آن یعنی $e^{-j\theta}$ استفاده می‌کنند. بنابراین اثر تبدیل مختصات به شکل بردار گردان در رابطه‌ی (۴-۵) خنثی شده است.

زاویه‌ی روتور θ برای واحد IRTF لازم است که این زاویه را می‌توان از مجموعه روابط مکانیکی ماشین دو قطبی به شکل زیر به دست آورد:

www.takbook.com

$$T_e - T_1 = J\frac{d\omega_m}{dt}$$
$$\omega_m = \frac{d\theta}{dt} \qquad (۴-۶)$$

که T_1 و J به ترتیب گشتاور بار اینرسی ترکیب روتور/بار را نشان می‌دهند.



شکل (۴-۵): نمایش کلی واحد IRTF

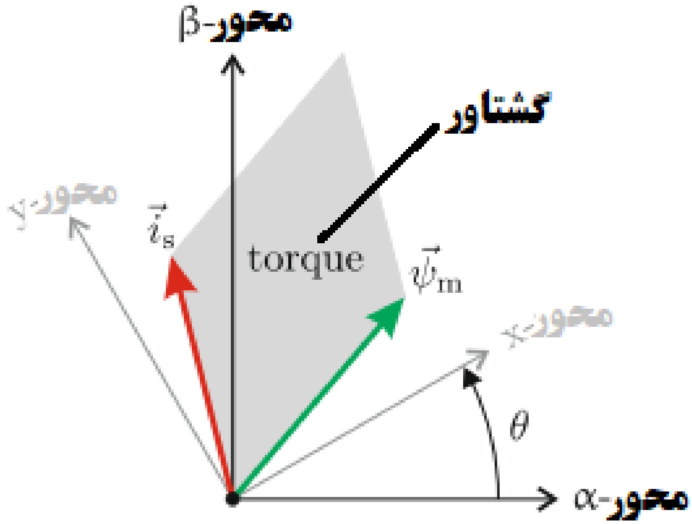
۴-۲- اصول مربوط به کنترل گشتاور الکترومغناطیسی

در فصل قبلی به کنترل جریان سه‌فاز و توانایی تولید بردار جریان تعریف شده توسط کاربر پرداخته شد. در این بخش نشان داده خواهد شد که چگونه می‌توان از چنین بردار جریانی برای کنترل گشتاور الکترومغناطیسی در ماشین‌های AC و DC ساده‌شده استفاده کرد. هدف این رهیافت این است که خواننده با استفاده‌ی

www.takbook.com

واحد IRTF برای مدل‌سازی ماشین و طراحی کنترل‌کننده بیش‌تر آشنا شود؛ هر چند که مطالعات دقیق‌تر در فصل‌های آینده صورت می‌پذیرد. به علاوه با معرفی مدل‌های ساده شده، شباهت موجود بین مفاهیم ماشین DC، ماشین سنکرون و ماشین القایی نشان داده می‌شود.

گشتاور الکترومغناطیسی به علت اثر متقابل شار مغناطیسی و صفحه‌ی جریان در ماشین تولید می‌شود که این واقعیت در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. اندازه‌ی گشتاور را می‌توان با ضرب خارجی بردارهای IRTF یعنی $\vec{\Psi}_m$ و $\vec{i}$ مطابق شکل (۴-۶) محاسبه کرد.



شکل (۴-۶): راطه‌ی بین بردارهای فضایی جریان/شار پیوندی IRTF با گشتاور

این شکل نشان می‌دهد که کنترل جریان در ماشین الکتریکی با دستکاری بردار جریان نسبت به بردار شار انجام می‌شود. ناحیه‌ی خاکستری در شکل (۴-۶) نشان‌دهنده‌ی اندازه‌ی گشتاور است. به سادگی می‌توان استنباط کرد که حداکثر گشتاور (بزرگ‌ترین ناحیه‌ی خاکستری) زمانی اتفاق می‌افتد که دو بردار نسبت به

www.takbook.com

هم متعامد باشند. برای بهره‌برداری در حالت ماندگار (گشتاور ثابت)، دو بردار باید نسبت به یکدیگر ثابت باقی بمانند. گشتاور معمولا به وسیله‌ی تغییر اندازه یا جهت بردار جریان نسبت به بردار شار تغییر داده می‌شود علت این کار این است که رفتار دینامیکی بردار شار در مقایسه با بردار جریان معمولا کم‌تر است. این توضیح می‌دهد که چرا روش‌های کنترلی جریان که در فصل قبلی به آن‌ها پراخته شد، نقش کلیدی را در راه‌اندازهای الکتریکی ایفا می‌کنند. لازم به ذکر است که جهت‌گیری هر دو بردار نسبت به قاب مرجع روتور xy (که در شکل (۴-۶) نیز نشان داده شده است) به ماشین بستگی دارد که این موضوع در ادامه روشن خواهد شد.

در بخش بعدی یک مدل ساده شده بر پایه‌ی IRTF برای ماشین‌های سنکرون، آسنکرون و DC معرفی می‌شود که به این مدل‌ها یک بردار فضایی منبع جریان متصل شده است. در عمل، بردار فضایی منبع جریان با استفاده از مبدل تامین می‌شود که در فصل قبلی در مورد آن بحث شد. برای هر مدل ماشین مشخص لازم است که مولفه‌های اضافی نیز معرفی شوند. در تمامی موارد به یک اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی L_m نیاز است چرا که ماشین‌ها از نظر مغناطیسی ایده‌آل نیستند. برای مثال شکاف هوایی محدود بین روتور و استاتور را می‌توان با استفاده از یک رلوکتانس نشان داد که به صورت معکوس با اندوکتانس مغناطیس‌کننده متناسب است.

۴-۲-۱- ماشین DC

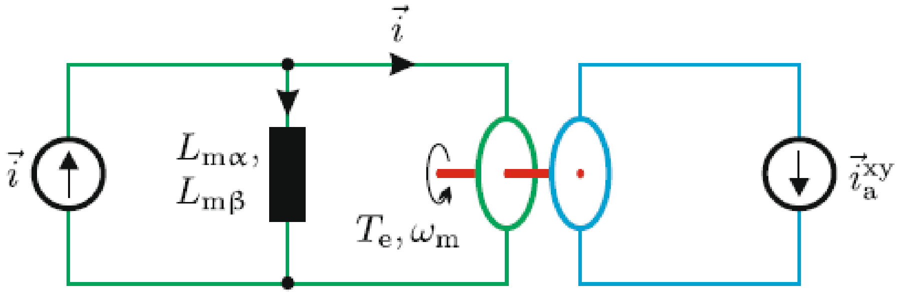
برای توضیح اصول مربوط به کنترل گشتاور در یک ماشین DC آموزنده است که ماشین DC در نظر گرفته شود که از دو سیم‌پیچی متعامد روی روتور واستاتور آن استفاده شده است. مبدل مربوط به راه‌انداز، بردار جریان $\vec{i}_a$ را تولید می‌کند و

www.takbook.com

روتور به وسیله‌ی مجموعه‌ای از حلقه‌های لغزش توسط این جریان تغذیه می‌شود. پرسشی که در این‌جا مطرح می‌شود این است که چگونه کنترل گشتاور را می‌توان در چنین راه‌اندازی پیاده سازی کرد. در فصل بعدی نشان داده خواهد شد که راه‌انداز DC نشان داده شده در این‌جا در حقیقت رفتار جاروبک/کموتاتور یک ماشین DC را مشخص می‌کند. نمایش نمادین یک راه‌انداز DC در شکل (۴-۷) نشان داده شده است. این شکل یک اندوکتانس مغناطیس‌کننده را نشان می‌دهد که در آن اندوکتانس‌های دیده شده از هر یک از محورهای قاب مرجع ساکن برابر نیستند.

در این شرایط سیم‌پیچی استاتور که در جهت محور حقیقی قاب مرجع ساکن است، سیم‌پیچی میدان در نظر گرفته می‌شود که به منبع جریان i_f متصل شده است. سیم‌پیچی استاتور که نسبت به سیم‌پیچی میدان متعامد است به عنوان سیم‌پیچی جبران‌کننده شناخته می‌شود که جریان آرمیچر (روتور) یعنی $i_{\alpha\beta}$ را حمل می‌کند. جریان‌های سیم‌پیچی میدان و سیم‌پیچی جبران‌کننده را می‌توان بر حسب بردار فضایی به صورت $\vec{i} = i_f + j i_{\alpha\beta}$ بیان کرد که در شکل (۴-۷) نیز نشان داده شده است. اندوکتانس سیم‌پیچی میدان و سیم‌پیچی جبران‌کننده به ترتیب $L_{m\alpha}$ و $L_{m\beta}$ هستند. برای ماشین‌های DC که از یک سیم‌پیچی جبران‌کننده استفاده می‌کنند، اندوکتانس دیده شده از محور β برابر صفر است یعنی $L_{m\beta} = 0$. این موضوع به این علت رخ می‌دهد که MMF ناشی از سیم‌پیچی آرمیچر (روتور) به طور موثری توسط MMF تولید شده از سیم‌پیچی جبران‌کننده خنثی می‌شود.

www.takbook.com



شکل (۴-۷): مدل راه‌انداز DC بر پایه‌ی IRTF

مجموعه روابطی که با مدل نمادین نیز تطابق دارند به صورت زیر هستند:

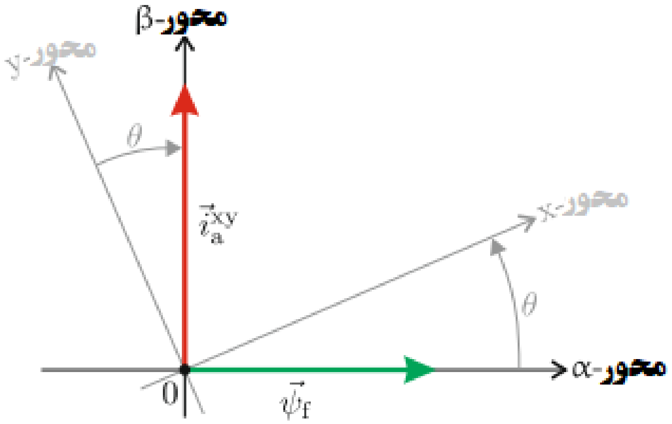
$$\vec{\psi}_m = L_{m\alpha}\left(i_f - i_{a\alpha}\right)$$
$$\vec{i}_a = \vec{i}_a^{xy} e^{j\theta} \qquad (۴-۷)$$
$$\vec{T}_e = \vec{\psi}_m \times \vec{i}_a$$

در این رابطه بردار جریان $\vec{i}_a = i_{a\alpha} + j i_{a\beta}$ نشان داده شده است که جریان فراهم شده توسط مبدل یعنی $\vec{i}_a^{xy}$ را نمایش می‌دهد که به مختصات ساکن منتقل شده است. سیم‌پیچی میدان فقط جریان i_f را حمل می‌کند که نشان می‌دهد مولفه‌ی $i_{a\alpha}$ باید صفر باشد. بنابراین بردار جریان $\vec{i}_a$ را می‌توان به صورت $\vec{i}_a = jI$ تعریف کرد که I نشان‌دهنده‌ی جریان مرجع است. یک عبارت به شکل $L_{m\alpha} i_f$ در رابطه‌ی (۴-۷) حضور دارد که با شار پیوندی ψ_f (ناشی از سیم‌پیچی میدان یا آهنربای دائم) مطابق است. معرفی یک سیم‌پیچی جبران‌کننده که جریان I را حمل می‌کند (این جریان با جریان آرمیچر برابر ولی در خلاف جهت آن است)، تضمین می‌کند که بردار شار $\vec{\psi}_m$ با محور حقیقی قاب مرجع سنکرون که در شکل (۴-۸) نشان داده شده است، هم‌جهت باقی بماند. بنابراین مجموعه روابط تجدید نظر شده که به این راه‌انداز اعمال می‌شوند به رابطه‌ی زیر کاهش می‌یابند:

www.takbook.com

$$\vec{\psi}_m = \psi_f$$
$$\vec{i}_a^{xy} = jIe^{-j\theta} \quad (۸-۴)$$
$$T_e = \psi_f I$$

با در نظر گرفتن رابطه‌ی (۴-۸) می‌توان دید که در یک موتور با چرخش مثبت (در جهت عکس عقربه‌های ساعت) یک بردار جریان گردان به صورت وارونه (در جهت عقربه‌های ساعت) با سرعت زاویه‌ای یکسان در سمت روتور IRTF تولید می‌شود (به شکل (۴-۸) مراجعه شود). از نقطه نظر یک مرجع ساکن، بردار جریان به صورت ساکن باقی می‌ماند که دقیقا عملی است که توسط جاروبک/کموتاتور در یک ماشین DC جاروبک‌دار اتفاق می‌افتد.



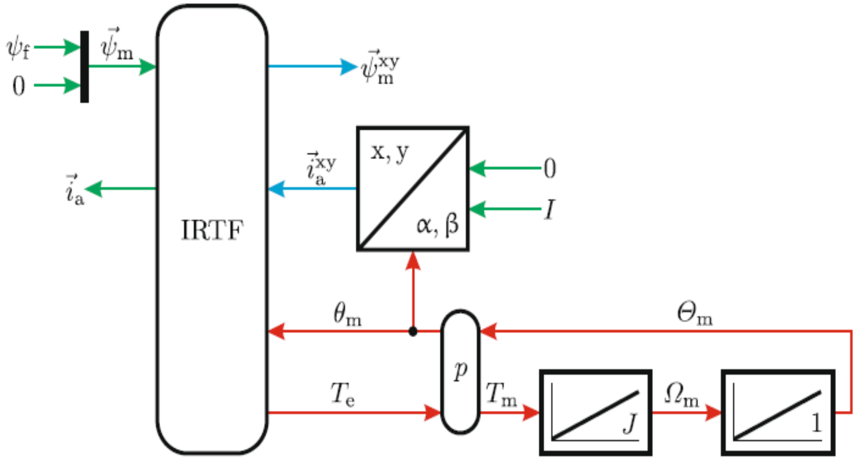
شکل (۴-۸): بردارهای فضایی جریان و شار پیوندی در راه‌انداز DC

مدل کلی راه‌انداز DC در شکل (۴-۹) نشان داده شده است. در این مدل، واحد IRTF به یک منبع شار در سمت استاتور متصل است. در سمت روتور از یک واحد تبدیل مختصات ($\alpha, \beta \rightarrow x, y$) استفاده شده است تا بردار جریان $\vec{i}_a^{xy}$ را تولید کند. این تبدیل در یک ماشین DC به طور موثری توسط جاروبک/کموتاتور

www.takbook.com

انجام می‌شود. این موضوع در فصل ۵ واضح‌تر می‌گردد چرا که این فصل به یک مدل توسعه‌یافته برای ماشین DC و طراحی یک کنترل‌کننده‌ی گشتاور می‌پردازد.

در بخش (۴-۵-۳) یک مثال شبیه‌سازی معرفی می‌شود که به طور مستقیم بر اساس مدل کلی داده شده در شکل (۴-۹) است.



شکل (۴-۹): مدل IRTF کلی برای یک راه‌انداز DC در بی باری با تعداد جفت پل برابر با ۱ = p

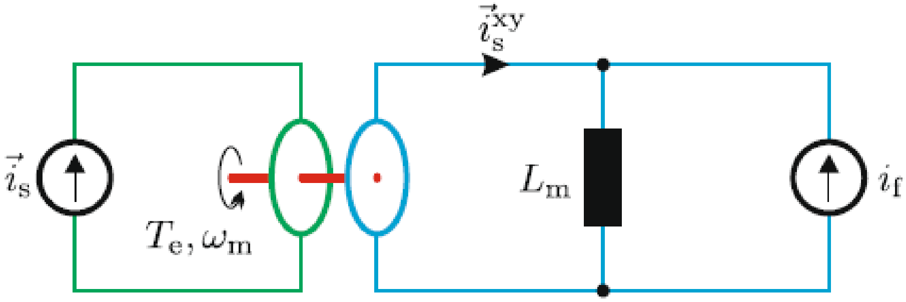
۴-۲-۲- ماشین سنکرون

ماشین‌های سنکرون که از یک سیم‌پیچی میدان استفاده می‌کنند اغلب توسط مجموعه‌ای از حلقه‌های لغزان به یک منبع تحریک متصل می‌شوند. این فرایند تحریک در مدل نمادین بر پایه‌ی IRTF در شکل (۴-۱۰) به وسیله‌ی منبع جریان DC (i_f) نشان داده شده است. هم‌چنین یک اندوکتانس مغناطیس‌کننده نیز نشان داده شده است که به طور اختیاری در سمت روتور قرار دارد (از آنجایی که نسبت تبدیل IRTF برابر یک است می‌توان این کار را انجام داد). مبدل با استفاده از منبع جریان $\vec{i}_s$ نمایش داده شده است و این پرسش پیش می‌آید که چگونه می‌توان این بردار را انتخاب کرد تا کنترل گشتاور در راه‌انداز محقق شود.

www.takbook.com

شکل (۴-۱۰) و مجموعه روابط IRTF که در بخش قبلی به دست آمد، نشان می‌دهند که مجموعه روابط پایین برقرار هستند:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_m^{xy} &= L_m \vec{i}_s^{xy} + L_m i_f \\ \vec{T}_e &= \vec{\psi}_m^{xy} \times \vec{i}_s^{xy} \end{aligned} \qquad (۴-۹)$$



شکل (۴-۱۰): راه‌انداز سنکرون بر پایه‌ی IRTF

عبارت $L_m i_f$ شار پیوندی ψ_f ناشی از تحریک هر یک از سیم‌پیچ‌های میدان یا آهنربای دائم را نشان می‌دهد. این متغیر با بردار فضایی $\vec{\psi}_f^{xy} = \psi_f$ مرتبط می‌شود که طبق شکل (۴-۱۱) به محور حقیقی سیستم مختصات روتور گره خورده است. استفاده از متغیرهای شار $\vec{\psi}_f^{xy} = \psi_f$ به همراه رابطه‌ی (۴-۹) منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_m^{xy} &= L_m \vec{i}_s^{xy} + \vec{\psi}_f^{xy} \\ T_e &= \psi_f \Im\left\{\vec{i}_s^{xy}\right\} \end{aligned} \qquad (۴-۱۰)$$

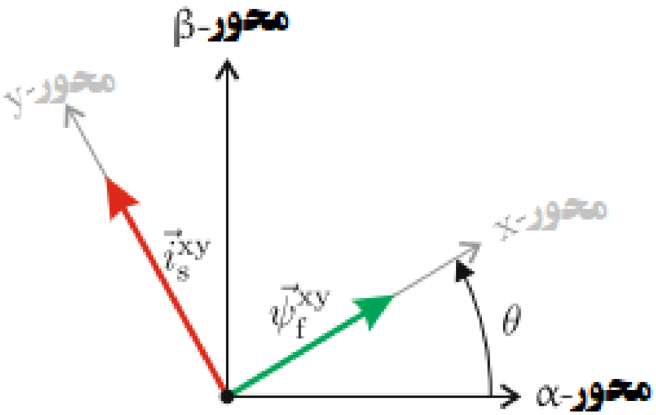
با توجه به رابطه‌ی (۴-۱۰) کنترل گشتاور بهینه (بالاترین گشتاور برای کم‌ترین جریان) با انتخاب بردار جریان به صورت $\vec{i}_s^{xy} = jI$ (همان‌طور که در شکل (۴-۱۱) نشان داده شده است) به دست می‌آید که I نشان دهنده‌ی اندازه‌ی جریان

www.takbook.com

بردار مذکور است. گشتاور الکترومغناطیسی متناظر و بردار جریانی که باید توسط مبدل تولید شود به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$T_e = \psi_f I$$
$$\vec{i}_s = jIe^{j\theta} \quad (۱۱-۴)$$

یک مدل کلی بر پایه‌ی IRTF برای ساختار راه‌انداز سنکرون داده شده در شکل (۴-۱۱) شامل واحد IRTF و یک واحد تبدیل مختصات ($x, y \rightarrow \alpha, \beta$) است که رابطه‌ی (۴-۱۱) را پیاده‌سازی می‌کند. زاویه‌ی شفت روتور یعنی θ ورودی این واحد است که از گشتاور و با استفاده از مجموعه روابط (۴-۶) با $T_۱ = ۰$ استخراج می‌شود که نشان می‌دهد که ماشین به بار متصل نشده است.



شکل (۴-۱۱): بردارهای فضایی جریان و شار پیوندی در راه‌انداز سنکرون

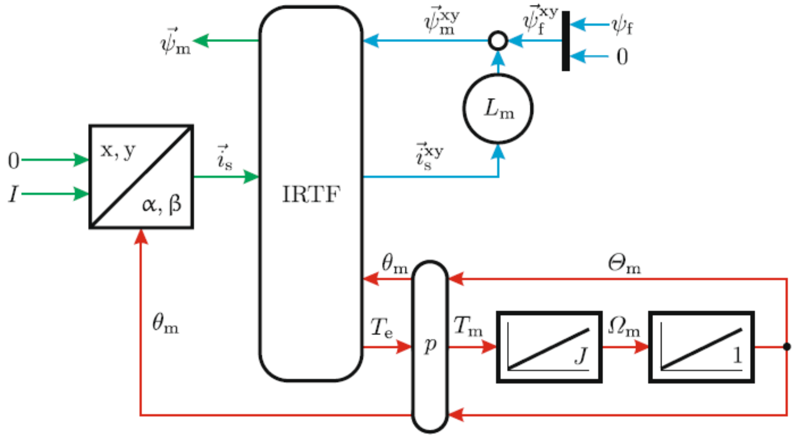
IRTF برای محاسبه‌ی گشتاور از بردارهای $\vec{i}_s$ و $\vec{\Psi}_m$ استفاده می کند که دومی را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۴-۱۰) به دست آورد. لازم به ذکر است که با انتخاب بردار جریان موجود (که با بردار شار متعامد است)، عبارت $L_m \vec{i}_s^{xy}$ روی گشتاور اثر نمی‌گذارد چون که با جریان هم‌فاز است. به علاوه این نوع از راه‌انداز

www.takbook.com

نیاز دارد که به زاویه‌ی شفت Θ_m دسترسی داشته باشد که این دسترسی می‌تواند از طریق اندازه‌گیری یا تخمین (با استفاده از حسگرهای الکتریکی و دانش که از مدل وجود دارد) ایجاد گردد.

باید توجه کرد که فرایند تولید گشتاور که در این بخش در مورد آن بحث شد، به طور قابل ملاحظه‌ای با مورد نشان داده شده برای راه‌انداز ماشین DC ساده شده شباهت دارد. تفاوت کلیدی در این است که وظایف روتور و استاتور در واحد ماشین جابجا شده‌اند. در ماشین DC تحریک به وسیله‌ی استاتور تامین می‌شود در حالی که در ماشین سنکرون روتور این مسئولیت را بر عهده دارد.

یک مثال شبیه‌سازی بر پایه‌ی شکل (۴-۱۲) در بخش (۴-۵-۱) آمده است که در آن به مفاهیم بحث شده در این بخش تاکید شده است. مفهوم راه‌انداز سنکرون که در اینجا مطرح شد، فقط برای فراهم کردن یک دید پایه‌ای طراحی شده است. طراحی ماشین در واقعیت پیچیده‌تر است و روش‌های کنترلی توسعه داده شده نیز باید به همان نسبت گسترده باشد که این موضوع به ترتیب در فصل‌های ۶ و ۷ نشان داده خواهد شد.

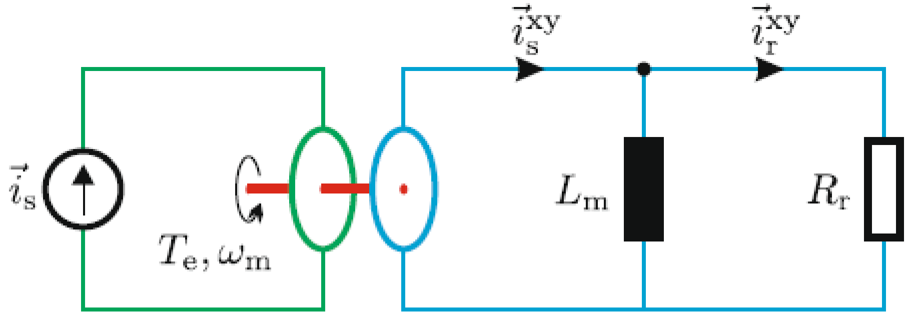


شکل (۴-۱۲): مدل کلی IRTF برای یک راه‌انداز سنکرون در حالت بی‌باری

www.takbook.com

۴-۲-۳- ماشین القایی

یک ماشین القایی را که از یک روتور قفس سنجابی در آن استفاده شده است می‌توان با یک مدل نمادین بر پایه‌ی IRTF به صورت شکل (۴-۱۳) نشان داد. مقاومت روتور R_r که مربوط به قفس است و اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی L_m در این شکل مشخص هستند. مبدل راه‌انداز با استفاده از منبع جریان $\vec{i}_s$ نشان داده شده است که باید به گونه‌ای دستکاری شود که کنترل گشتاور حاصل گردد. برخلاف راه‌انداز سنکرون که در بخش قبلی بحث شد، شار Ψ_m باید به وسیله‌ی مبدل فراهم گردد.



شکل (۴-۱۳): مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF

مجموعه روابط مربوط به شار و جریان را می‌توان به کمک شکل (۴-۱۳) به صورت زیر بیان کرد:

$$\frac{d\vec{\psi}_m^{xy}}{dt} = R_r \vec{i}_r^{xy}$$

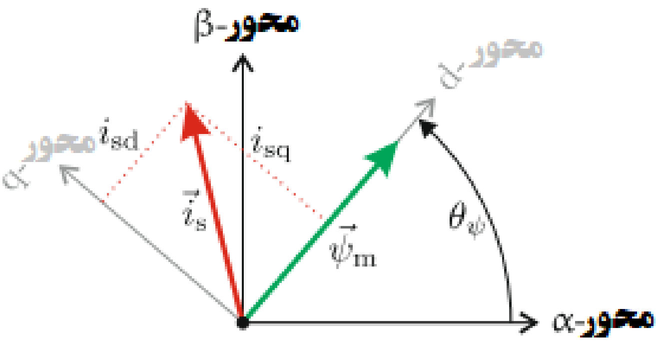
$$\vec{\psi}_m^{xy} = L_m\left(\vec{i}_s^{xy} - \vec{i}_r^{xy}\right) \qquad (۴-۱۲)$$

$$\vec{T}_e = \vec{\psi}_m \times \vec{i}_s$$

www.takbook.com

در مجموعه روابط (۴-۱۲) برای گشتاور عبارتی به دست آمده است که در آن از بردار فضایی شار یعنی $\vec{\psi}_m = \psi_m e^{j\theta_\psi}$ استفاده شده است و θ_ψ زاویه‌ی لحظه‌ای بین بردار مذکور و محور حقیقی قاب مرجع ساکن را نشان می‌دهد. این بردار به همراه یک سیستم مختصات متعامد سنکرون جدید در شکل (۴-۱۴) نشان داده شده است. محور حقیقی $\Re^{dq}$ سیستم مختصات مذکور به بردار شار گره خورده است که در این شرایط بردار فضایی شار را می‌توان به صورت $\vec{\psi}_m^{dq} = \psi_m$ نشان داد. اندیس dq قاب مرجع مورد استفاده را مشخص می‌کند. هم‌چنین در شکل (۴-۱۴) بردار جریان استاتور یعنی $\vec{i}_s$ نشان داده شده است که می‌توان آن را نیز در قاب مختصات مرجع سنکرون به شکل $\vec{i}_s^{dq} = i_d + ji_q$ بیان کرد که در آن i_d و i_q به ترتیب به عنوان مولفه‌های جریان محور مستقیم و محور متعامد شناخته می‌شوند. روابط مربوط به شار و گشتاور را می‌توان با تبدیل مجموعه روابط (۴-۱۲) به مختصات سنکرون به صورت زیر نوشت:

$$\left(\frac{L_m}{R_r}\right)\frac{d\psi_m}{dt} + \psi_m = L_m i_d \qquad (۴-۱۳)$$
$$T_e = \psi_m i_q$$



شکل (۴-۱۴): بردارهای فضایی جریان و شار پیوندی در راه‌انداز ماشین القایی

www.takbook.com

مجموعه روابط (۴-۱۳) برای این نوع از راه‌انداز بسیار مهم هستند چون نشان می‌دهند که مولفه‌ی محور مستقیم، سطح شار را در ماشین تعریف می‌کند. به علاوه تغییرات جریان i_d منجر به یک تغییر لحظه‌ای در سطح شار نمی‌شود چون که تغییر شار از ثابت زمانی L_m/R_r تبعیت می‌کند. سطح شار تحت شرایط نیمه پایدار برابر $\psi_m \cong L_m i_d$ خواهد بود. از طرف دیگر کنترل گشتاور می‌تواند واقعا لحظه‌ای باشد (به شرطی که کنترل‌کننده‌ی جریان رفتار دینامیکی لازم را داشته باشد) چون کنترل گشتاور را می‌توان با تغییر دادن مقدار جریان متعامد منبع جریان یعنی i_q به دست آورد که در این مثال در مقدار مرجع I تنظیم شده است. گشتاور الکترومغناطیسی متناظر و بردار جریانی که باید توسط مبدل برای راه‌انداز ماشین القایی تولید شود با استفاده از رابطه‌ی زیر به دست می‌آیند:

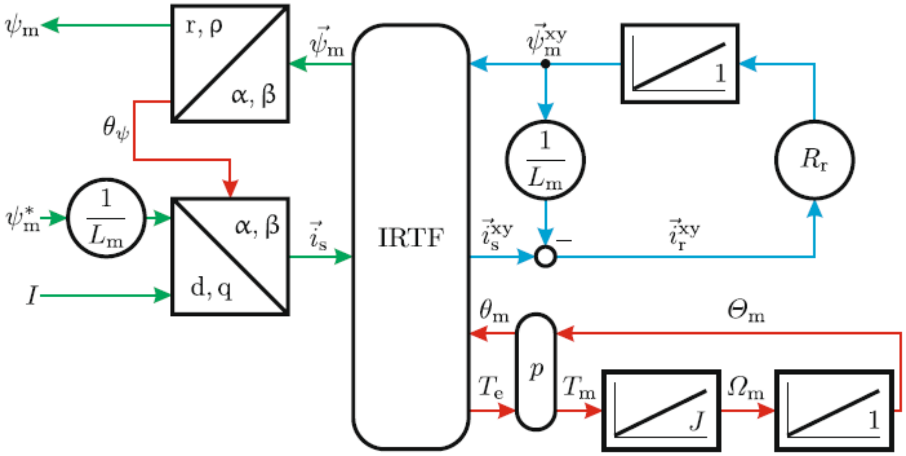
$$\begin{aligned} T_e &= \psi_m I \\ \vec{i}_s &\simeq \left(\frac{\psi_m}{L_m} + jI\right) e^{j\theta_\psi} \end{aligned} \tag{۴-۱۴}$$

که در رابطه‌ی فوق، ψ_m^* نشان دهنده‌ی مقدار شار مرجع است. ساختار کلی راه‌انداز در شکل (۴-۱۵) به نمایش در آمده است که واحد IRTF در مرکز مدل ماشین القایی نشان داده شده است. از یک واحد تبدیل مختصات دکارتی به مختصات قطبی استفاده شده است تا زاویه‌ی شار θ_ψ که برای واحد تبدیل مختصات ($d,q \rightarrow \alpha,\beta$) لازم است، تعیین شود. این واحد بردار جریان $\vec{i}_s$ را تولید می‌کند.

در مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۴-۵-۲) از مفهوم راه‌انداز مطرح‌شده در این بخش استفاده شده است. لازم به ذکر است که در عمل، مدل‌های ماشین‌های

www.takbook.com

القایی پیچیده‌تر از چیزی است که در این‌جا نشان داده شد. بنابراین لازم است که برای کنترل گشتاور و شار از روش‌های کنترلی گسترده‌تری استفاده شود. در فصل‌های ۸ و ۹ به ترتیب مدل‌سازی پیشرفته و جنبه‌های کنترلی پوشش داده شده‌اند.



شکل (۴-۱۵): مدل کلی راه‌انداز ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF

۴-۳- رفتار دینامیکی راه‌انداز

در این بخش اثر متقابل مکانیکی بین ماشین الکتریکی و بار مورد بررسی قرار می‌گیرد. به ویژه قوانین مربوط به حرکت نیوتن برای سیستم‌های راه‌انداز خطی و دورانی معرفی می‌شوند. به علاوه در مورد اتصال یک ماشین الکتریکی به یک بار گردان و انتقالی نیز بحث می‌شود. هم‌چنین دینامک مکانیکی یک ماشین متصل

www.takbook.com

به بار نیز با کمک مثال‌های شبیه‌سازی مطرح شده در بخش (۴-۵-۴) مورد آزمایش قرار می‌گیرد.

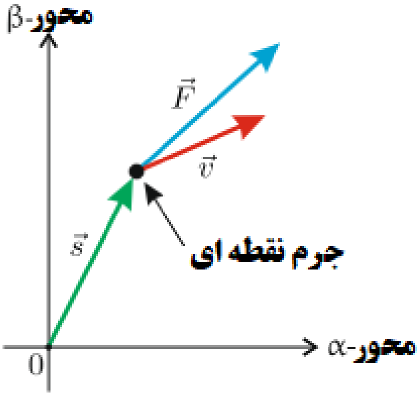
۴-۳-۱- حرکت خطی و دورانی

حرکت خطی

قبل از بحث درباره‌ی حرکت دورانی بهتر است که حرکت خطی یا انتقالی یک جرم نقطه‌ای به کمک شکل (۴-۱۶) در نظر گرفته شود. در این مثال یک جرم نقطه‌ای به صورت آگاهانه انتخاب شده است برای این‌که در تجزیه و تحلیلی که در ادامه صورت می‌پذیرد می‌توان از اندازه‌ی فیزیکی آن صرف نظر کرد. به علاوه جرم نقطه‌ای را می‌توان در یک صفحه‌ی مختلط دو بعدی مورد بررسی قرار داد البته به شرطی که تجزیه و تحلیل دورانی نیز در چنین قاب مرجعی صورت پذیرد. علت این موضوع این است که ماشین‌های گردان از روتورهایی استفاده می‌کنند که دارای تقارن شعاعی و محوری هستند که استفاده از تجزیه و تحلیل دو بعدی را توجیه می‌کند.

بردار جابجایی $\vec{s} = s_\alpha + js_\beta$ جهت جرم نقطه‌ای را نسبت به صفحه‌ی مختلط تعریف می‌کند. بنابراین سرعت لحظه‌ای $\vec{v} = v_\alpha + jv_\beta$ طبق رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

www.takbook.com



شکل (۴-۱۶): حرکت خطی یک جرم نقطه‌ای

$$\vec{v} = \frac{d\vec{s}}{dt} \quad (۴\text{-}۱۵)$$

قانون اول نیوتن که به عنوان قانون اینرسی شناخته می‌شود، بیان می‌کند که وقتی به یک جسم (که در این‌جا یک جرم نقطه‌ای است) هیچ نیروی خالص بیرونی اعمال نشود یا در حال سکون ($\vec{v}=0$) خواهد بود و یا در یک سرعت ثابت به حرکت خود ادامه خواهد داد. اگر طبق شکل (۴-۱۶) نیروی خالص بیرونی $\vec{F}$ به جرم نقطه‌ای اعمال شود، طبق رابطه‌ی زیر شتاب $\vec{a}$ ایجاد می‌شود:

$$\vec{F} = m\vec{a} \qquad \vec{a} = \frac{d\vec{v}}{dt} \quad (۴\text{-}۱۶)$$

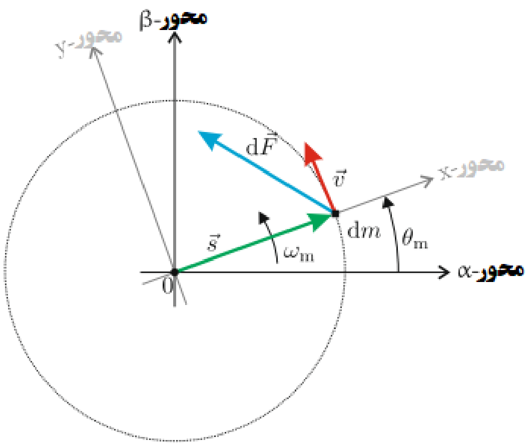
که m در رابطه‌ی فوق جرم جسم نشان داده شده در شکل (۴-۱۶) است. رابطه‌ی (۴-۱۶) به عنوان قانون دوم نیوتن شناخته می‌شود. باید توجه کرد که نیروی $\vec{F}$ نشان‌دهنده‌ی جمع برداری تمام نیروهای اعمال شده است. در نتیجه یک نیروی خالص صفر منجر به شتاب صفر می‌شود بنابراین $d\vec{v}/dt = 0$ خواهد بود که

www.takbook.com

نشان می‌دهد که جسم یا در حالت سکون است و یا اینکه با سرعت ثابت حرکت می‌کند (قانون اول نیوتن).

حرکت دورانی

تجزیه و تحلیل انجام شده در بالا را می‌توان به آسانی به جسم گردان مانند روتور یک ماشین الکتریکی تعمیم داد. در شکل (۴-۱۷) ذره‌ی dm به عنوان بخشی از یک جسم گردان (که معمولا تقارن شعاعی دارد) نشان داده شده است که دور یک محور ثابت می‌چرخد؛ این محور ثابت نسبت به مبدأ صفر صفحه‌ی مختلطی که نمی‌چرخد متعامد است.



شکل (۴-۱۷): حرکت دایره‌ای غیر یکنواخت یک جسم ذره‌ای

جهت‌گیری جسم ذره‌ای با استفاده از بردار جابجایی $\vec{s}$ تعریف می‌شود که می‌توان آن را در مختصات قطبی با استفاده از رابطه‌ی زیر بیان کرد:

$$\vec{s} = re^{j\theta_m}$$
$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (۱۷-۴)$$

www.takbook.com

که $|\vec{s}| = r$ فاصله‌ی جرم ذره‌ای نسبت به نقطه‌ی دوران را نشان می‌دهد که در این‌جا ثابت است چون این نقطه بخشی از یک جسم (جامد) گردان بزرگ‌تر است. هم‌چنین در شکل (۴-۱۷) فرکانس زاویه‌ای جسم ذره‌ای یعنی ω_m نیز نشان داده شده است که می‌توان آن را به کمک روابط (۴-۱۵) و (۴-۱۷) به صورت $\vec{v} = j\vec{s}\omega_m$ بیان کرد. باید دقت کرد که بردار سرعت به مسیر دایره‌ای مماس است. هم‌چنین مفید است که سرعت بر حسب یک صفحه‌ی مرجع xy که به بردار $\vec{s}$ گره خورده است بیان شود که این کار با استفاده از تبدیل $v^{xy} = \vec{v}e^{-j\theta_m}$ صورت می‌پذیرد. تجزیه و تحلیلی که در ادامه به آن پرداخته خواهد شد نشان می‌دهد که بردار سرعت مربوط به جسم گردان یعنی v^{xy} برابر $v^{xy} = \omega_m r$ است که با محور $\Im^{xy}$ قاب مختصات گردان در یک جهت قرار گرفته است.

نیروی افزایشی $d\vec{F}$ را می‌توان به کمک روابط (۴-۱۶) (که باید m با dm جایگزین شود) و (۴-۱۷) به صورت زیر بیان کرد:

$$d\vec{F} = -\vec{s}\omega_m^2 dm + j\vec{s}dm\frac{d\omega_m}{dt} \qquad (۴\text{-}۱۸)$$

رابطه‌ی (۴-۱۸) نشان می‌دهد که نیروی افزایشی شامل یک مولفه‌ی مرکزگرا است که به سمت نقطه‌ی دوران جهت‌دهی شده است. به علاوه وقتی که چرخش غیر یکنواخت $d\omega_m/dt \neq 0$ رخ می‌دهد، یک مولفه‌ی نیروی مماسی نیز وجود دارد. معادله‌ی نیرو را می‌توان در قاب مرجع روتور به شکل زیر نوشت:

$$d\vec{F}^{xy} = \underbrace{-r\omega_m^2 dm}_{dF_c} + \underbrace{jrdm\frac{d\omega_m}{dt}}_{dF_t} \qquad (۴\text{-}۱۹)$$

www.takbook.com

که dF_c و dF_t به ترتیب مولفه‌های نیروی مرکزگرا و مماسی را نشان می‌دهند. گشتاور افزایشی dT را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی $dT = rdF_t$ به دست آورد و آن را به کمک رابطه‌ی (۴-۱۹) به شکل $dT = r^2 dm \, d\omega_m / dt$ نوشت. برای محاسبه‌ی گشتاور مربوط به کل جسم گردان با حجم V می‌توان از رابطه‌ی گشتاور افزایشی انتگرال سه‌گانه گرفت. بنابراین داریم:

$$T = \underbrace{\iiint_V r^2 dm}_{J} \frac{d\omega_m}{dt} \qquad (۴-۲۰)$$

که J با نام ممان اینرسی شناخته می‌شود. در این‌صورت رابطه‌ی (۴-۲۰) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$T = J \frac{d\omega_m}{dt} \qquad (۴-۲۱)$$

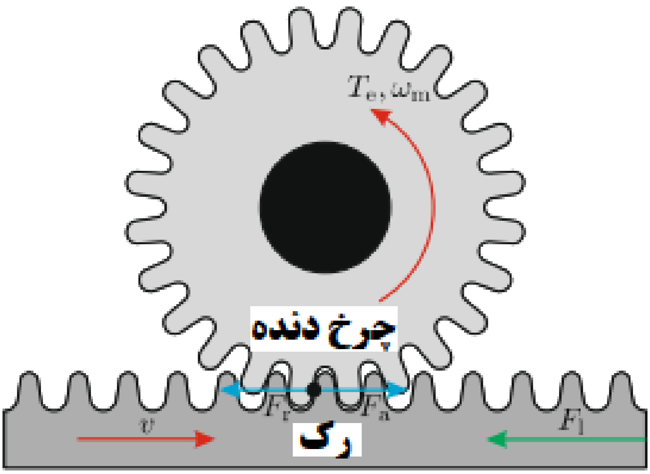
رابطه‌ی (۴-۲۱) در واقع معادل دورانی رابطه‌ی خطی $\vec{F} = m \, d\vec{v} / dt$ است. گشتاور T نشان‌دهنده‌ی گشتاور خالص است. در یک راه‌انداز الکتریکی این گشتاور خالص به وسیله‌ی اختلاف گشتاور الکترومغناطیسی T_e (که توسط ماشین الکتریکی تولید می‌شود) و گشتاور بار $T_۱$ به دست می‌آید. گشتاور $T_۱$ می‌تواند ناشی از اصطکاک و یا بارهای مکانیکی متصل به ماشین الکتریکی باشد. از رابطه‌ی (۴-۲۰) می‌توان برای محاسبه‌ی ممان اینرسی اجسام گردان استفاده کرد. برای مثال ممان اینرسی یک قرص جامد با شعاع R و جرم M برابر با مقدار $J = \frac{1}{2} MR^2$ به دست می‌آید. در ادامه‌ی این بخش تعدادی از مثال‌های مربوط به انتقال بحث خواهد شد که در آن‌ها از تئوری ارائه شده در این بخش استفاده می‌شود.

www.takbook.com

۴-۳-۲- انتقال دورانی به انتقالی

برای کاربردهایی که نیازمند حرکت خطی است اغلب از مجموعه چرخ‌دنده‌های شانه و چرخ‌دنده که در شکل (۴-۱۸) نشان داده شده است، استفاده می‌شود. چرخ‌دنده با شعاع r به شفت ماشین الکتریکی گردان متصل می‌شود که یک گشتاور T_e با سرعت شفت ω_m تولید می‌کند. اینرسی مربوط به ترکیب بخش‌های گردان ماشین الکتریکی که به شفت و چرخ‌دنده متصل شده‌اند به صورت J تعریف می‌شود. شانه به بار انتقالی متصل است که در شکل (۴-۱۸) با نیروی F_l نشان داده شده است. کل جرم مربوط به شانه و بار به صورت m تعریف می‌شود.

نیرویی که از طرف چرخ‌دنده به شانه اعمال می‌شود به صورت F_a تعریف شده است. نیروی اعمال شده از طرف شانه به دندانه‌های چرخ‌دنده برابر با F_a ولی در جهت خلاف آن است. اگر این نیرو را F_r بنامیم می‌توان آن را به صورت زیر در نظر گرفت:



شکل (۴-۱۸): مثال مربوط به انتقال دورانی به انتقالی: شانه و چرخ‌دنده

www.takbook.com

$$F_a = F_r \qquad (۴-۲۲)$$

رابطه‌ی (۴-۲۲) با نام قانون سوم نیوتن شناخته می‌شود. این قانون بیان می‌کند که برای هر عمل، عکس‌العمل برابر اما در جهت مخالف آن وجود دارد. با اعمال قانون دوم نیوتن به مجموعه چرخ‌دنده‌های نشان داده شده در شکل (۴-۱۸) داریم:

$$\begin{aligned} T_e - rF_r &= J\frac{d\omega_m}{dt} \\ F_a - F_1 &= m\frac{dv}{dt} \end{aligned} \qquad (۴-۲۳)$$

با استفاده از روابط (۴-۲۲) و (۴-۲۳) و در نظر گرفتن این نکته که سرعت شانه برابر $\vec{v} = \omega_m r$ است، رابطه‌ی زیر منجر می‌شود:

$$T_e - rF_1 = \left(\underbrace{mr^2}_{J_e} + J\right)\frac{d\omega_m}{dt} \qquad (۴-۲۴)$$

رابطه‌ی (۴-۲۴) نشان می‌دهد که با معرفی یک بار انتقالی، اینرسی دیده شده توسط ماشین گردان افزایش می‌یابد. اینرسی اضافی J_e به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$J_e = mr^2 = m\left(\frac{v}{\omega_m}\right)^2 \qquad (۴-۲۵)$$

این نشان می‌دهد که یک بار انتقالی که نیازمند سرعت خطی بیش‌تر است، منجر می‌شود که اینرسی دیده شده توسط ترکیب ماشین چرخان/چرخ‌دنده به مقدار قابل توجهی افزایش یابد.

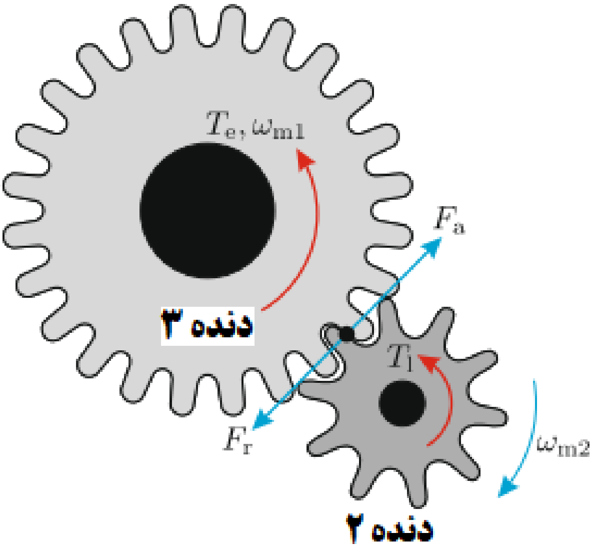
www.takbook.com

۴–۳–۳– انتقال چرخدنده

در صنعت در گستره‌ی وسیعی از کاربردهای دورانی از یک وسیله‌ی انتقال بین بار و ماشین الکتریکی استفاده می‌شود. علت این کار می‌تواند ناشی از محدودیت‌های مربوط به محفظه‌ی فیزیکی بار باشد که ماشین نمی‌تواند به صورت مستقیم به آن متصل گردد. در موارد دیگر به دلیل عدم تطابق بین سرعت بهینه‌ی بار و سرعت بهینه‌ی ماشین از وسلیه‌ی انتقالی دورانی به دورانی استفاده می‌شود. برای این منظور از چرخ‌دنده و یا قرقره استفاده می‌شود. چرخ‌دنده‌ها در واقع چرخ‌هایی به همراه دندانه هستند که با یکدیگر درگیر می‌شوند. در شکل (۴-۱۹) نمونه‌ای از یک چرخ‌دنده نشان داده شده است. با استفاده از چرخ‌دنده‌ها می‌توان نیرو را بدون لغزش انتقال داد ولی در سیستم‌های قرقره/تسمه پدیده‌ی لغزش می‌تواند رخ دهد.

رابطه‌ای را که بین گشتاور و نیروی دو چرخ‌دنده‌ی نشان داده شده در شکل (۱۹-۴) وجود دارد می‌توان با اعمال قوانین دوم و سوم نیوتن بیان کرد. در این مثال ماشین الکتریکی به صورت اختیاری به چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۱ با شعاع r_1 متصل شده است و گشتاور شفت T_e را با سرعت ω_{m1} فراهم می‌کند. بار به چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۲ با شعاع r_2 متصل است که گشتاور T_1 بار به آن اعمال می‌شود.

www.takbook.com



شکل (۴-۱۹): مثال مربوط به انتقال با استفاده از چرخ‌دنده صاف

رابطه‌ی بین سرعت دورانی ω_{m1} و ω_{m2} را می‌توان با توجه به این واقعیت به دست آورد: سرعت مماسی هر دو چرخ‌دنده باید یکسان باشد (بدون حضور لغزش). بنابراین داریم:

$$\omega_{m1} r_1 = \omega_{m2} r_2 \qquad (۴-۲۶)$$

رابطه‌ی بین گشتاور راه‌انداز ماشین و گشتاور بار را می‌توان با در نظر گرفتن این نکته به دست آورد: چرخ‌دنده‌ی تحریک (که در مثال چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۱ است) نیروی F_a را که در شکل (۴-۱۹) نشان داده شده است، به دندانه‌های چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۲ اعمال می‌کند. با توجه به قانون سوم نیوتن نیروی برابر اما مخالف F_r به چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۱ اعمال خواهد شد. اگر چرخ‌دنده‌ها با مجموعه‌ای از قرقره‌ها جایگزین شوند، این نیرو از طریق تسمه منتقل می‌شود. با توجه به شکل (۴-۱۹) و اعمال قانون دوم نیوتن داریم:

www.takbook.com

$$T_e - r_1F_r = J_1\frac{d\omega_{m1}}{dt}$$
$$r_2F_a - T_1 = J_2\frac{d\omega_{m2}}{dt} \qquad (۴-۲۷)$$

که J_1 و J_2 به ترتیب اینرسی ماشین الکتریکی (با چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۱) و بار (با چرخ‌دنده‌ی شماره‌ی ۲) را نشان می‌دهند. با حذف متغیرهای مربوط به نیرو از رابطه‌ی (۴-۲۷) یعنی F_a و F_r و با استفاده از قانون سوم نیوتن یعنی $F_a = F_r$ و هم‌چنین با در نظر گرفتن رابطه‌ی (۴-۲۶) داریم:

$$T_e - \left(\frac{r_1}{r_2}\right)T_1 = \left(J_1 + \underbrace{\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2 J_2}_{J_{eq}}\right)\frac{d\omega_{m1}}{dt} \qquad (۴-۲۸)$$

رابطه‌ی (۴-۲۸) قانون دوم نیوتن را نشان می‌دهد که بر حسب متغیرهای ماشین یعنی T_e و ω_{m1} بیان شده است. نتیجه‌ی به دست آمده در رابطه‌ی (۴-۲۸) نشان می‌دهد که اینرسی بار (J_2) به صورت یک اینرسی معادل یعنی J_{eq} در سمت تحریک انتقال ظاهر شده است که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$J_{eq} = \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2 J_2 \qquad (۴-۲۹)$$

بنابراین در شرایطی که $r_1 > r_2$ باشد، اینرسی J_{eq} دیده شده در سمت ماشین از اینرسی واقعی بار یعنی J_1 بزرگ‌تر است که این شرایط در مثال نشان داده شده در شکل (۴-۱۹) برقرار است.

www.takbook.com

۴-۳-۴- مدل دینامیکی رانشگر

در این بخش، فرایند انتقال توان از ماشین الکتریکی به بار به کمک شکل (۴-۲۰) در نظر گرفته شده است. در این شکل دو جرم گردان با اینرسی J_1 و J_2 نشان داده شده‌اند که این جرم‌ها به ترتیب به روتور ماشین الکتریکی و بار اختصاص داده شده‌اند. از چنین اتصالی که در حالت ساده‌تر می‌تواند یک شفت باشد، برای به هم پیوستن دو جرم استفاده می‌شود. اگر اتصال به اندازه‌ی کافی سفت باشد، اینرسی مربوط به دو جرم (J_{total}) را می‌توان به سادگی با جمع کردن دو اینرسی بیان کرد. در چنین شرایطی قانون دوم نیوتن برای رانشگر به صورت زیر نوشته می‌شود:

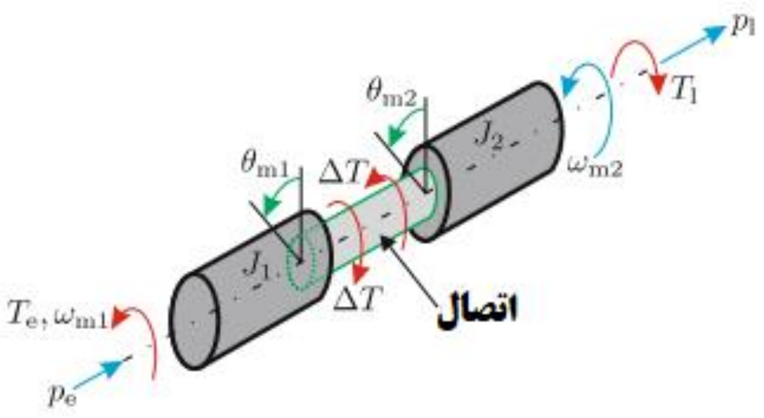
$$T_e - T_1 = J_{total}\frac{d\omega_m}{dt} \qquad (۴-۳۰)$$

که در رابطه‌ی فوق $J_{total} = J_1 + J_2$ و $\omega_m = \omega_{m1} = \omega_{m2}$ است. به علاوه رابطه‌ی بین فرکانس زاویه‌ای و زاویه‌ی شفت به $\omega_m = d\theta/dt$ کاهش پیدا می‌کند که در آن $\theta_{m1} = \theta_m = \theta_{m2}$ است. توان تحویل داده شده توسط ماشین (p_e) و توان تغذیه شده به بار (p_1) به ترتیب به صورت $p_e = T_e\omega_{m1}$ و $p_1 = T_1\omega_{m2}$ محاسبه می‌شوند.

اگر اتصال بین بار و ماشین را نتوان به عنوان یک اتصال سفت در نظر گرفت، مقدار مشخصی از پیچ‌خوردگی در اطراف محور اتصال می‌تواند رخ دهد که این پیچش به گشتاور اعمال شده (ΔT) و مشخصه‌ی اتصال بستگی دارد. مشخصه‌ی اتصال معمولا با استفاده از ضریب پیچش κ (که آن را با نام ثابت فنر نیز می‌شناسند) و ضریب میرایی c بیان می‌گردد. هر دو ضریب به گشتاور پیچشی اعمال شده (ΔT)، فرکانس‌های لحظه‌ای زاویه‌ی روتور بستگی دارند که این وابستگی را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی زیر بیان کرد:

www.takbook.com

$$\Delta T = \kappa(\theta_{m1} - \theta_{m2}) + c(\omega_{m1} - \omega_{m2}) \tag{۴-۳۱}$$



شکل (۴-۲۰): مدل دینامیکی یک رانشگر دو جرمی

در نوشتن قانون دوم نیوتن برای رانشگر مورد نظر باید گشتاور پیچشی مربوط به اتصال نیز در نظر گرفته شود. در این صورت داریم:

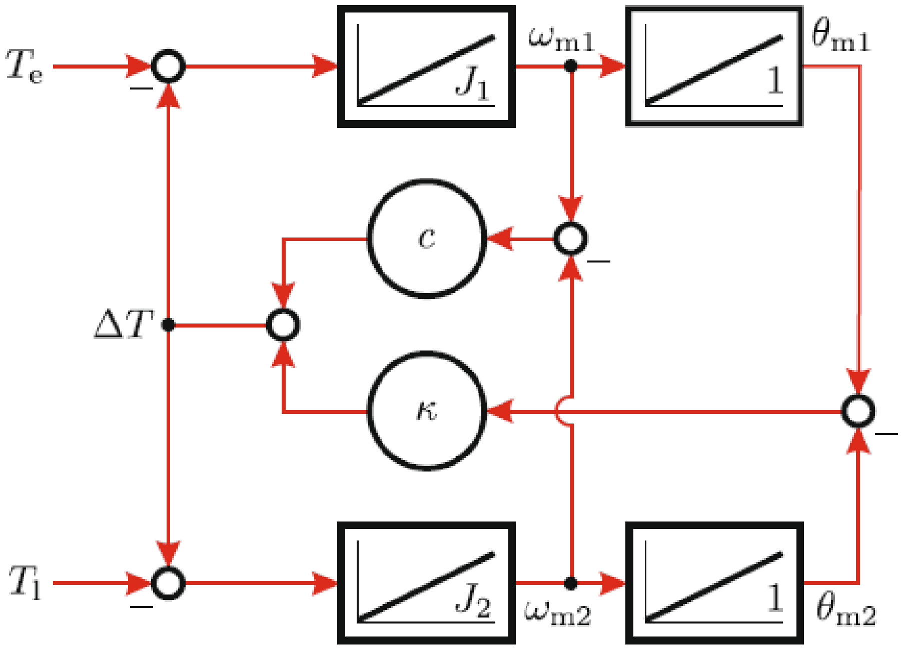
$$\begin{aligned} T_e - \Delta t &= J_1 \frac{d\omega_{m1}}{dt} \\ \Delta T - T_l &= J_2 \frac{d\omega_{m2}}{dt} \end{aligned} \tag{۴-۳۲}$$

برای مطالعه‌ی فعل و انفعال بین بار و ماشین تحت شرایط دینامیکی بهتر است که یک مدل کلی برای این سیستم به کمک روابط (۴-۳۲) و (۴-۳۱) و هم‌چنین روابط زیر توسعه داده شود:

$$\begin{aligned} \omega_{m1} &= \frac{d\theta_{m1}}{dt} \\ \omega_{m2} &= \frac{d\theta_{m2}}{dt} \end{aligned} \tag{۴-۳۳}$$

www.takbook.com

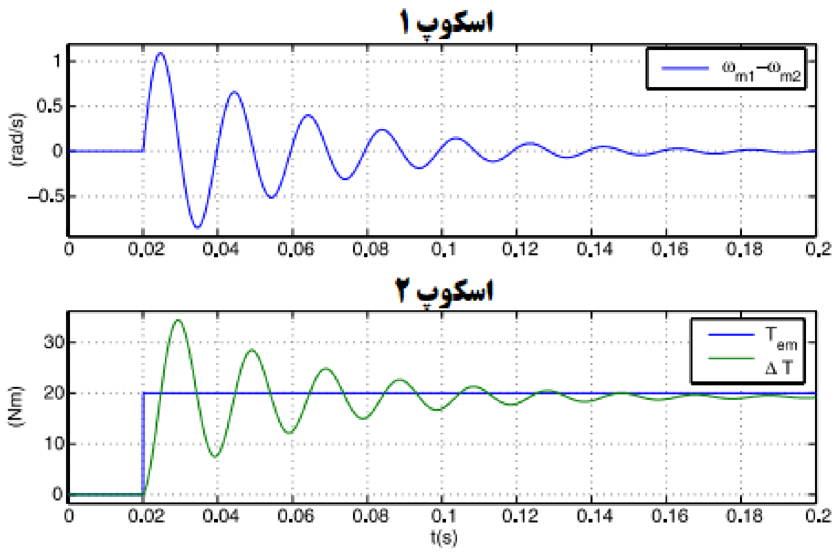
رابطه‌ی (۴-۳۳) رابطه‌ی بین فرکانس‌های لحظه‌ای شفت و زاویه‌های شفت را در رانشگر مورد نظر بیان می‌کند. یک نمودار کلی در شکل (۴-۲۱) نشان داده شده است به طوری که مجموعه روابط داده شده در بالا در آن صدق می‌کنند.



شکل (۴-۲۱): مدل کلی یک رانشگر دو جرمی

در مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۴-۵-۴) یک مثال عددی فراهم شده است که به طور مستقیم بر اساس مدل کلی نشان داده شده در شکل (۴-۲۱) است. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی این مدل در شکل (۴-۲۲) نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۴-۲۲): پاسخ دینامیکی یک سیستم رانشگر دو جرمی با مشخصات K = ۵۰۰۰ Nm/rad، c = ۲٫۵ Nm/rad، J_1 = ۰٫۰۵۱ kg m^2 و J_2 = ۱٫۳۵ kg m^2

در شکل (۴-۲۲) متغیرهای گشتاور یعنی T_e و ΔT به صورت تابعی از زمان نشان داده شده‌اند به طوری که یک گشتاور پله‌ای به مقدار T_e = ۲۰ Nm در لحظه‌ی t = ۰٫۰۲ s اعمال شده است. هم‌چنین در شکل (۴-۲۲) اختلاف فرکانس زاویه‌ای $(\omega_{m1} - \omega_{m2})$ بر حسب زمان نشان داده شده است که باید در حالت ماندگار منجر به یک خطای صفر شوند به شرطی که هر دو جرم گردان در نهایت در سرعت یکسانی شتاب داده شوند. در این مثال گشتاور بار به صورت آگاهانه در مقدار صفر تنظیم شده است. باید توجه کرد که رهیافت بحث شده در این بخش را می‌توان به سادگی به رانشگرهای با ساختار پیچیده‌تر تعمیم داد. لازم به ذکر است که در این مثال شبیه‌سازی، اختلاف زاویه‌ی $(\theta_{m1} - \theta_{m2})$ به طور مستقیم و با استفاده از انتگرال اختلاف سرعت محاسبه شده است. دراین صورت نیازی به استفاده از ابزارهای ویژه نیست و از افزایش خطای گرد کردن (ناشی از تفریق دو زاویه‌ای که به طور پیوسته در حال افزایش هستند) جلوگیری می‌شود.

www.takbook.com

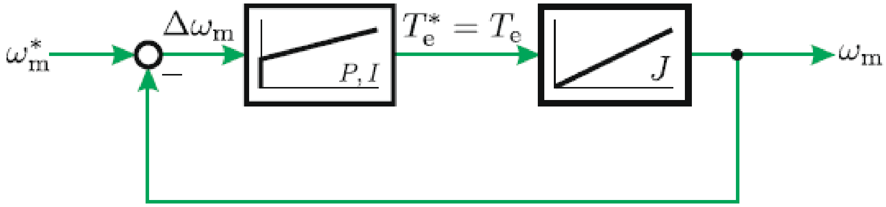
۴-۴- اصول مربوط به طراحی حلقه‌ی کنترلی سرعت شفت

در بخش قبلی نشان داده شد که گشتاور را می‌توان با دستکاری متغیر جریان I کنترل کرد که این جریان با استفاده از گشتاور مرجع مورد نیاز T_e^* به کمک رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$I = \frac{T_e^*}{\psi_m} \qquad (۳۴-۴)$$

که در رابطه‌ی فوق، ψ_m نشان دهنده‌ی شار مغناطیس کننده در ماشین است. هر چند در بسیاری از کاربردها لازم است که کنترل سرعت شفت صورت پذیرد به این معنی که یک حلقه‌ی کنترلی بیرونی اضافی باید توسعه پیدا کند. نمونه‌ای از این رهیافت که در اصطلاح به آن کنترل آبشاری گفته می‌شود با استفاده از یک حلقه‌ی کنترل جریان داخلی و حلقه‌ی کنترل سرعت خارجی به دست می‌آید. ثابت زمانی مربوط به حلقه‌ی داخلی نسبت به ثابت زمانی حلقه‌ی بیرونی که توسط ثابت‌های زمانی مکانیکی دیکته می‌شود، معمولا کوچک‌تر است. در نتیجه برای پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ی سرعت، یک کنترل‌کننده‌ی جریان ایده‌آل در نظر گرفته می‌شود که در این صورت گشتاور مرجع با گشتاور خروجی تحریک برابر خواهد شد. تحت این شرایط، راه‌انداز به مدل کلی نشان داده شده در شکل (۴-۲۳) کاهش پیدا می‌کند.

www.takbook.com



شکل (۴-۲۳): نمودار بلوکی حوزه‌ی زمان پیوسته مربوط به کنترل‌کننده‌ی سرعت با مدل کلی راه‌انداز ساده‌شده

راه‌انداز که به شکل پیوسته نشان داده شده است، شامل یک کنترل‌کننده‌ی سرعت تناسبی-انتگرالی است که می‌توان تبدیل لاپلاس مربوط به آن را به صورت زیر نوشت:

$$\frac{T_e^*}{\Delta\omega_m} = K_P\left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \qquad (۴\text{-}۳۵)$$

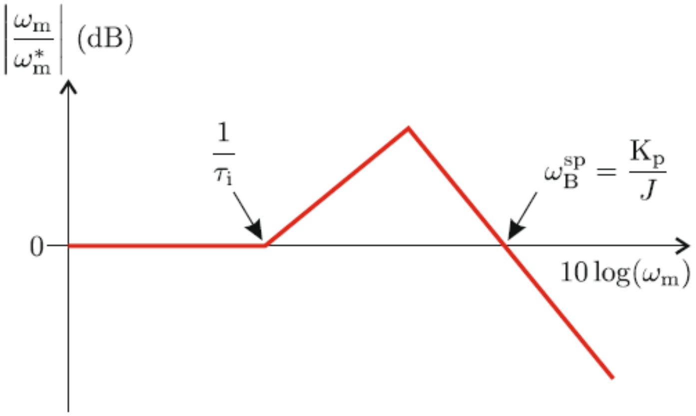
که در رابطه‌ی فوق s عملگر لاپلاس است. در تجزیه و تحلیل حالت ماندگار سینوسی، s را می‌توان به صورت یک متغیر مختلط یعنی به صورت فرکانس مختلط $s = j\omega$ در نظر گرفت. به علاوه $\Delta\omega_m$ به صورت $\Delta\omega_m = \omega_m^* - \omega_m$ تعریف می‌شود. در این شرایط، کنترل‌کننده به جای این که بر حسب بهره‌ی انتگرال $K_i = K_P / \tau_i$ بیان شود، بر حسب یک بهره‌ی تناسبی (K_P) و ثابت زمانی انتگرال τ_i نشان داده می‌شود که کنترل‌کننده‌ی جریان نیز با چنین روشی بیان گردید. از نقطه نظر کنترلی نیز ترجیح داده می‌شود که از متغیرهای K_P و τ_i به جای K_P و K_i استفاده شود چون دو متغیر اولی را می‌توان به صورت مستقل انتخاب کرد.

www.takbook.com

فرایند تعیین پارامترهای کنترل‌کننده با در نظر گرفتن تبدیل لاپلاس راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۴-۲۳) صورت می‌پذیرد که این تبدیل لاپلاس به شکل زیر است:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*}=\frac{K_p\left(\tau_i s+1\right)}{J\tau_i s^2+K_p\tau_i s+K_p} \qquad (۴-۳۶)$$

دامنه‌ی مربوط به نمودار بُد رابطه‌ی (۴-۳۶) در شکل (۴-۲۴) نشان داده شده است که برای نمایش آن از خطوط مجانب راست استفاده گردیده است. در مثال نشان داده شده فرض شده است که قطب‌ها و صفرها حقیقی هستند در حالی که شیب توابع خطی برابر $20\,{}^{dB}\!/\!{}_{decade}$ است.



شکل (۴-۲۴): نمودار بُد دامنه با قطب‌ها و صفرهای حقیقی

با توجه به رابطه‌ی (۴-۳۶) و شکل (۴-۲۴) می‌توان ثابت کرد که برای فرکانس‌های بالا تابع تبدیل (بر حسب دامنه‌ی آن) به شکل زیر به دست می‌آید:

$$\left|\frac{\omega_m}{\omega_m^*}\right|\simeq\frac{K_p}{J\omega} \qquad (۴-۳۷)$$

www.takbook.com

در فرکانس $\omega = \omega_B^{SP}$ که در شکل (۴-۲۴) نشان داده شده است، تابع تبدیل مطابق با رابطه‌ی (۴-۳۷) به مقدار واحد کاهش پیدا می‌کند؛ این فرکانس به طور موثر پهنای باند حلقه‌ی کنترل سرعت را نشان می‌دهد. بنابراین بهره‌ی تناسبی کنترل‌کننده‌ی سرعت به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$K_p = \omega_B^{SP} J \qquad (۴-۳۸)$$

که در رابطه‌ی فوق J اینرسی کل راه‌انداز را نشان می‌دهد. در نتیجه لازم است که اطلاعات مربوط به بار مکانیکی متصل شده به ماشین در دسترس باشد تا بتوان اینرسی J را تخمین زد. به علاوه برای پهنای باند موثر کنترل‌کننده‌ی سرعت باید یک مقدار بهینه توسط کاربر فراهم شود. پهنای باند موثر کنترل سرعت (ω_B^{SP}) برای راه‌اندازهای با عملکرد بالا تقریبا برابر $\omega_B^{SP} = 100\,{}^{rad}/_{s}$ است که به همراه اینرسی J به طور کامل بهره‌ی تناسبی کنترل‌کننده را تعریف می‌کند.

ثابت زمانی انتگرال‌گیر (τ_i) با جایگزینی رابطه‌ی (۴-۳۸) در رابطه‌ی (۴-۳۶) به شکل زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \left(\omega_B^{SP}\right) \frac{s + \frac{1}{\tau_i}}{s^2 + \omega_B^{SP} s + \omega_B^{SP}/\tau_i} \qquad (۴-۳۹)$$

مخرج رابطه‌ی (۴-۳۹) را می‌توان به شکل $s^2 + 2\zeta\omega_o + \omega_o^2$ نوشت که در آن ζ و ω_o به ترتیب فرکانس میرایی و فرکانس طبیعی را نشان می‌دهند و می‌توان آن‌ها را به شکل زیر نوشت:

www.takbook.com

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\omega_B^{SP}\tau_i}$$
$$\omega_o = \sqrt{\frac{\omega_B^{SP}}{\tau_i}} \qquad (۴-۴۰)$$

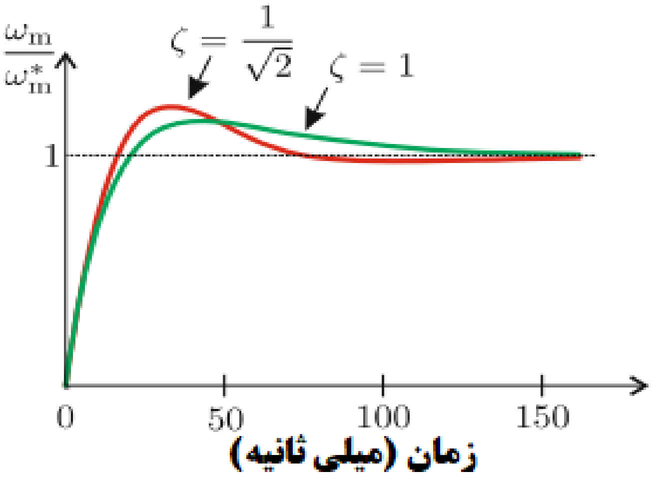
قطب‌های تابع تبدیل که طبق رابطه‌ی (۴-۳۹) تعریف می‌شوند، رفتار مدل را تعیین می‌کنند و در این زمینه لازم است که مقدار ضریب میرایی انتخاب شود. مطابق با اصول کلی مربوط به تئوری کنترل خطی معمولا دو گزینه وجود دارد که عبارتند از:

- ✓ $\zeta = 1$ که طبق رابطه‌ی (۴-۴۰) با $\tau_i = 4/\omega_B^{SP}$ و $\omega_o = \omega_B^{SP}/2$ متناظر است. این گزینه منجر به دو قطب s_1 و s_2 می‌شود که در صفحه‌ی مختلط s در نقطه‌ی $s_{1,2} = -\omega_B^{SP}/2$ قرار دارند.

- ✓ $\zeta = 1/\sqrt{2}$ که طبق رابطه‌ی (۴-۴۰) با $\tau_i = 2/\omega_B^{SP}$ و $\omega_o = \omega_B^{SP}/\sqrt{2}$ متناظر است. این گزینه دو قطب مزدوج مختلط ایجاد می‌کند که در صفحه‌ی مختلط در نقطه‌ی $s_{1,2} = -\omega_B^{SP}/2 \pm j\,\omega_B^{SP}/2$ قرار دارند.

انتخاب مقدار میرایی باید با توجه به پیکربندی استفاده شده برای راه‌انداز و طبیعت پاسخ گذرایی که ظاهر خواهد شد، صورت پذیرد. برای مثال پاسخ پله‌ی مربوط به رابطه‌ی (۴-۳۹) برای دو مقدار در نظر گرفته شده برای ζ در شکل (۴-۲۵) برای فرکانس پهنای باند $\omega_B^{SP} = 100\,rad/s$ نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۴-۲۵): پاسخ پله‌ی (ω_m / ω_m^*) با $\omega_B^{SP} = 100\, rad/s$

ضریب میرایی نسبتا بالای $\zeta = 1$ به ویژه برای راه‌اندازهایی که قادر به دریافت انرژی از سمت مکانیکی نیستند، مهم است. برای این که چنین راه‌اندازهایی باید روی ثابت زمانی مکانیکی موتور/بار حساب کنند تا بتوانند عمل بازیابی را بعد از یک اضافه سرعت (سرعت‌هایی که از مقدار مرجع تجاوز می‌کند) انجام دهند. برای راه‌اندازهای چهار ربعی یک پاسخ با میرایی بحرانی ($\zeta = 1/\sqrt{2}$) یا زیرمیرا ($\zeta < 1/\sqrt{2}$) به ویژه زمانی که زمان‌های نشست کوتاه لازم است (مثل کاربردهای سروو)، تضمین می‌شود. با توجه این ملاحظات یک انتخاب از روی احتیاط برای ضریب میرایی می‌تواند $\zeta = 1$ باشد که در این شرایط مجموعه پارامترهای کنترل‌کننده به شکل زیر نوشته می‌شوند:

$$K_p = \omega_B^{SP} J$$
$$\tau_i = \frac{4}{\omega_B^{SP}} \qquad (۴\text{-}۴۱)$$

www.takbook.com

در راه‌اندازهای عملی همان‌طور که در مثال شبیه‌سازی بخش (۴-۵-۵) بحث شده است، یک کنترل‌کننده‌ی PI گسسته با خاصیت ضد جمع‌شوندگی لازم است. اثر جمع‌شوندگی در تمام سیستم‌های کنترلی که از یک انتگرال‌گیر برای خنثی کردن خطاهای حالت ماندگار شده است، رخ می‌دهد. این پدیده را می‌توان به کمک شکل (۴-۲۳) و تحمیل قید عملی $\pm T_e^{max}$ روی سطح گشتاوری که راه‌انداز می‌تواند تحویل دهد، توضیح داد. اگر سطح گشتاور راه‌انداز به محدودیت راه‌انداز برسد ممکن است موقعیتی پیش آید که در آن یک خطای سرعت رخ می دهد که باعث می‌شود خروجی کنترل‌کننده فراتر از محدودیت راه‌انداز ($\pm T_e^{max}$) افزایش یابد. یک کنترل‌کننده‌ی ضد جمع‌شوندگی این قابلیت را دارد که در زمان رسیدن راه‌انداز به محدودیت مربوط به گشتاور، با عمل انتگرال‌گیر کنترل‌کننده مقابله کند.

مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۴-۵-۵) با توجه به مفاهیم نشان داده شده در این بخش طراحی شده است. این مثال شبیه‌سازی به طور قابل ملاحظه‌ای اثر جمع‌شوندگی انتگرال‌گیر را ثابت می‌کند و نشان می‌دهد که چگونه می‌توان با این پدیده مقابله کرد.

۴-۵- مثال‌های شبیه‌سازی

۴-۵-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: راه‌انداز سنکرون مقدماتی

هدف این مثال ساخت یک مدل شبیه‌سازی برای راه‌انداز سنکرون پایه‌ای بر اساس مدل کلی نشان داده شده در شکل (۴-۱۲) است. یک مدل ماشین دوقطبی

www.takbook.com

بر پایه‌ی IRTF و منبع جریان ساده شده با مجموعه پارامترهای داده شده در جدول (۴-۱) توسعه داده شده است.

جدول (۴-۱): پارامترهای ماشین سنکرون

پارامترها	مقدار
شار میدانی ψ_f	۱ وبر
اندوکتانس مغناطیسی L_m	۱۰۰ میلی هانری
اینرسی J	۱۰ کیلوگرم در مترمربع

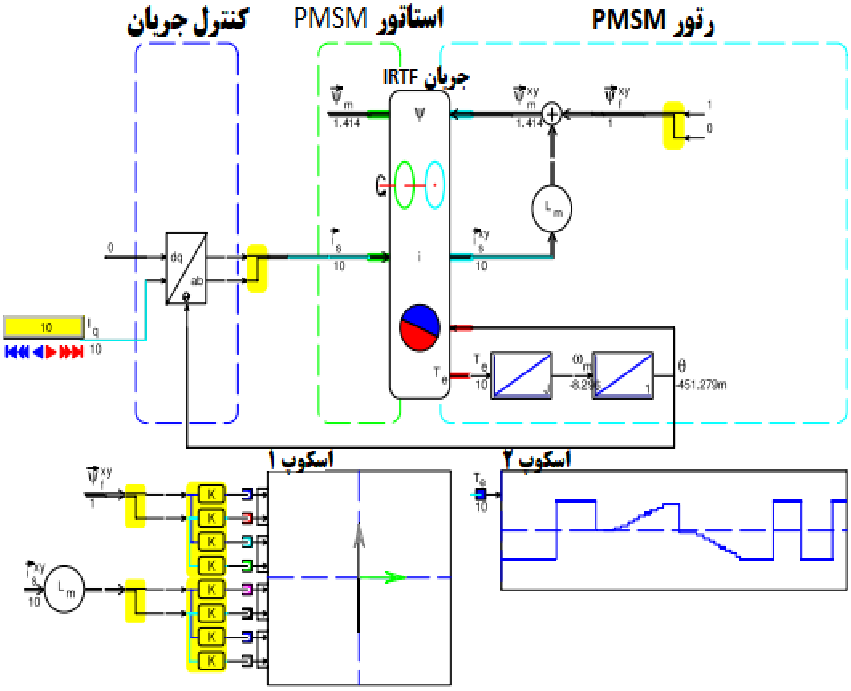
در این مثال یک ماشین بدون بار خارجی در نظر گرفته شده است. به علاوه یک ورودی کنترلی (I) برای راه‌انداز که به عنوان جریان ربعی شناخته می‌شود، با استفاده از واحد UPDOWN با گستره‌ی جریان $\pm 10\,A$ فراهم شده است. از یک واحد نوسان‌نما برای نمایش بردارهای فضایی $\vec{\psi}_f^{xy}$ و بردار جریان $\vec{i}_s^{xy}$ (که با ضریب ۰/۱ مقیاس‌بندی شده است) در یک نمودار استفاده کنید. به علاوه نموداری فراهم کنید که گشتاور T_e را در طول شبیه‌سازی نشان دهد. زمان شبیه سازی را $T =$ ۱۰۰ ms در نظر بگیرید.

مدل مربوط به شبیه‌سازی در شکل (۴-۲۶) نشان داده شده است. ساختار یک کنترل‌کننده‌ی ساده نیز به تصویر در آمده است که از زاویه‌ی اندازه‌گیری شده‌ی شفت (θ) و جریان مرجع I برای تولید جریان مرجع $\vec{i}_s$ استفاده می‌کند. دو واحد نوسان‌نما نیز نشان داده شده‌اند که به متغیرهای داده شده در جدول (۴-۲) گره خورده‌اند. در مثال داده شده، جریان کنترل در طول شبیه‌سازی تغییر می‌کند و روی گشتاور و دامنه‌ی جریان بردار $\vec{i}_s^{xy}$ مطابق مباحث صورت گرفته در بخش (۴-۲-۲) اثر می‌گذارد.

www.takbook.com

جدول (۴-۲): متغیرهای نوسان‌نما

شماره اسکوپ	متغیرها
اسکوپ ۱	$\vec{i}_s^{xy}$ (سیاه)، $\vec{\psi}_f^{xy}$ (سبز)
اسکوپ ۲	T_e (آبی)



شکل (۴-۲۶): مدل شبیه‌سازی مربوط به راه‌انداز سنکرون ساده شده

۴-۵-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: راه‌انداز آسنکرون (القایی) مقدماتی

در این مثال مدل مربوط به یک راه‌انداز ماشین القایی ساده توسعه داده می‌شود. راه‌انداز از یک منبع جریان متصل‌شده به ماشین القایی دو قطبی استفاده می‌کند که پارامترهای آن در جدول (۴-۳) داده شده است. برای این مثال شبیه‌سازی نیازی به بار مکانیکی خارجی نیست. یک مدل ماشین بر پایه‌ی IRTF و کنترل‌کننده فراهم کنید که با مدل کلی داده شده در شکل (۴-۱۵) مطابق باشد.

www.takbook.com

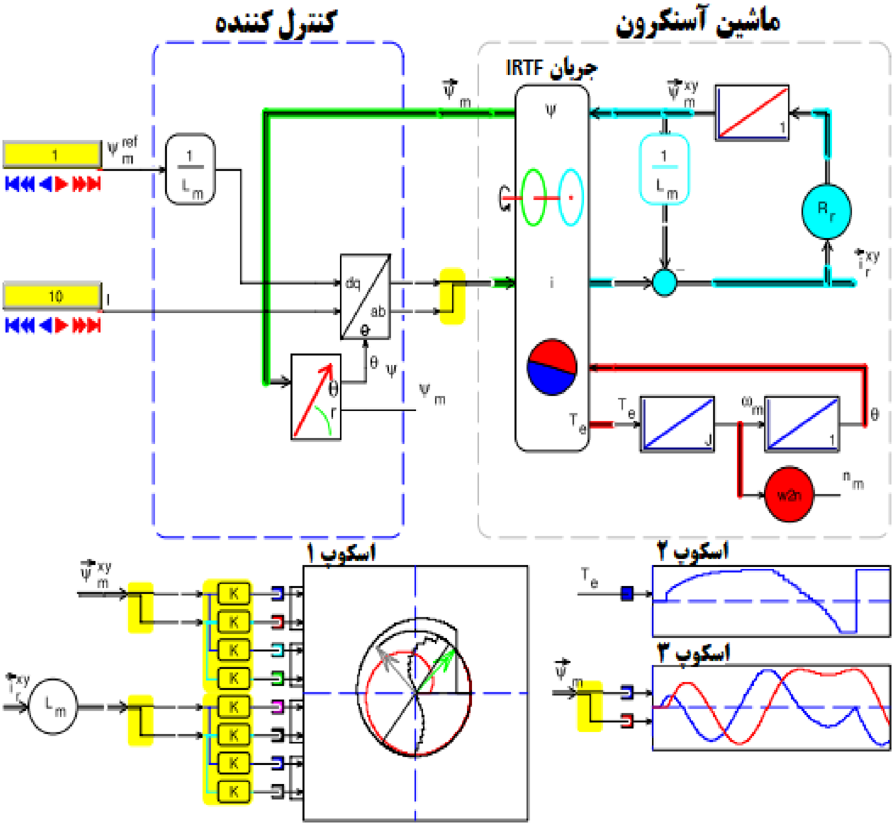
از مجموعه‌ای از واحدهای UPDOWN استفاده شده است تا شار مرجع ψ_m^* و جریان مرجع ربعی I به ترتیب در محدوده‌ی $\psi_m^* = 0 \rightarrow 2\,Wb$ و $I = -10\,A \rightarrow 10\,A$ کنترل شوند. یک واحد نوسان‌نما برای نمایش بردار $\vec{\psi}_m^{xy}$ و بردار جریان $\vec{i}_r^{xy}$ (که با ضریب ۰/۱ مقیاس بندی شده است) در یک نمودار استفاده کنید. به علاوه نموداری فراهم کنید که گشتاور T_e را در طول شبیه‌سازی نشان دهد. زمان شبیه‌سازی را T = ۱۰۰ ms در نظر بگیرید.

جدول (۴-۳): پارامترهای ماشین القایی

پارامترها	مقدار
مقاومت روتور R_r	۱۰ اهم
اندوکتانس مغناطیسی L_m	۱۰۰ میلی هانری
اینرسی J	۱۰ کیلوگرم در مترمربع

مثالی از پیاده‌سازی مسأله‌ی مطرح شده در شکل (۴-۲۷) نشان داده شده است. این شکل مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF و کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. در کنترل‌کننده از بردار شار $\vec{\psi}_m$ استفاده شده است که واحد تبدیل مختصات از زاویه‌ی لحظه‌ای این بردار یعنی θ_ψ استفاده می‌کند تا جریان $\vec{i}_s$ را تولید کند. در شکل (۴-۲۷) دو واحد نوسان‌نما استفاده شده است که به متغیرهای داده شده در جدول (۴-۴) متصل شده‌اند.

www.takbook.com



شکل (۴-۲۷): شبیه‌سازی مدل راه‌انداز ماشین القایی ساده شده

جدول (۴-۴): متغیرهای نوسان‌نما

شماره اسکوپ	متغیرها
اسکوپ ۱	$\vec{i}_r^{xy}$ (سیاه)، $\vec{\psi}_m^{xy}$ (سبز)
اسکوپ ۲	T_e (آبی)

آموزنده است که این مثال شبیه‌سازی در دو مرحله اجرا شود. اول از $I = ۰$ و یک مقدار مشخص برای Ψ_m^* استفاده کنید. تحت چنین شرایطی جریان استاتور یعنی $\vec{i}_s$ با بردار شار $\vec{\Psi}_m$ هم‌جهت خواهد شد. در این صورت گشتاور صفر شده و شار حالت ماندگار برابر مقدار $\Psi_m = L_m i_d$ می‌شود که این مقادیر در این مثال نیز

www.takbook.com

اثبات می‌شوند. به علاوه می‌توان مشاهده کرد که ایجاد تغییرات پله در ψ_m^* پاسخ مرتبه‌ی اول در شار ماشین یعنی ψ_m ایجاد می‌کند که این پاسخ از ثابت زمانی L_m/R_r تبعیت می‌کند. در مرحله‌ی دوم این مثال شبیه‌سازی، بهره‌برداری تحت شرایط شار ثابت با ثابت نگه داشتن ψ_m^* و تغییر دادن I مورد بررسی قرار می‌گیرد. نتایج بدست آمده در نوسان‌نما نشان می‌دهد که تغییرات پله‌ای در I به طور مستقیم در گشتاور بازتاب داده می‌شود. باید توجه کرد که رابطه‌ی فضایی بین شار و جریان با تغییرات جریان ربعی هم‌چنان حفظ می‌شود که این موضوع با تئوری مطرح شده در بخش (۴-۲-۳) سازگار است.

۴-۵-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: راه‌انداز DC مقدماتی

هدف این مثال شبیه‌سازی، اثبات چگونگی تولید گشتاور در یک ماشین است که این گشتاور وقتی تولید می‌شود که برای استاتور یک شار تحریک ثابت (نسبت به قاب مرجع ساکن) به مقدار $\vec{\psi}_f = \psi_f$ فراهم شود. رهیافت در نظر گرفته شده مطالب گفته شده در بخش (۴-۲-۱) را دنبال می‌کند که در آن یک سیم‌پیچی جبران‌کننده برای ایجاد انحراف در عکس‌العمل آرمیچر ماشین معرفی شده است. در این صورت اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی $L_{m\beta}$ برای این مثال شبیه‌سازی لازم نخواهد بود. به طور مشابه اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی $L_{m\alpha}$ نیز به طور مسقیم لازم نیست چرا که از یک شار تحریک به مقدار $\psi_f = L_{m\alpha} i_f$ استفاده شده است. در نتیجه پارامترهای مربوط به این ماشین را می‌توان به پارامترهای نشان داده شده در جدول (۴-۵) کاهش داد.

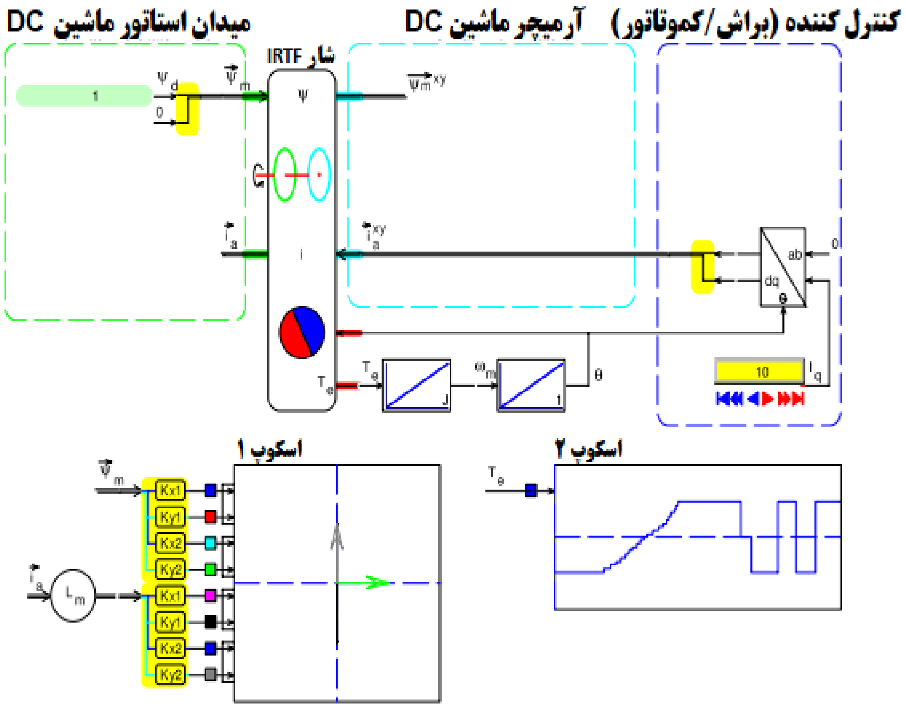
www.takbook.com

جدول (۴-۵): پارامترهای ماشین DC

پارامترها	مقدار
شار میدانی ψ_f	۱ وبر
اینرسی J	۱۰ کیلوگرم در مترمربع

مدل مربوط به این مثال شبیه‌سازی در شکل (۴-۲۸) نشان داده شده است. این شکل واحد ماشینی را نشان می‌دهد که شامل یک واحد IRTF با مجموعه‌ای از انتگرال‌گیر ها است که دینامیک مکانیکی سیستم را نشان می‌دهند. یک بردار شار تحریک ($\vec{\Psi}_f$) برای سمت استاتور واحد IRTF فراهم شده است. یک بردار جریان گردان (در جهت عکس) توسط کنترل‌کننده تولید می‌شود که به کمک یک واحد تبدیل مختصات ($\alpha,\beta \rightarrow d,q$) مشخص می‌گردد. از یک واحد UPDOWN استفاده شده است تا جریان مرجع برای واحد کنترل‌کننده فراهم شود. این واحد کنترل‌کننده بردار جریان ساکن $\vec{i}_a$ (نسبت به قاب مرجع ساکن) را تولید می‌کند. این بردار جریان نسبت به بردار تحریک $\vec{\Psi}_f$ متعامد است که این موضوع را می‌توان در نوسان نمای ۲ نیز مشاهده کرد. تغییرات مرجع جریان به طور مستقیم روی گشتاور اثر می‌گذارد که این موضوع را می‌توان از نتایج نشان داده شده در نوسان نمای ۱ نیز استنباط کرد. مدل شبیه‌سازی تایید می‌کند که کنترل‌کننده همانند جاروبک/کموتاتور در ماشین DC جاروبک‌دار رفتار می‌کند. بنابراین ترکیب واحدهای ماشین و کنترل‌کننده (که در شکل (۴-۲۸) مشخص شده‌اند) یک مدل منبع جریان ساده شده برای یک ماشین DC جاروبک‌دار را نشان می‌دهند.

www.takbook.com



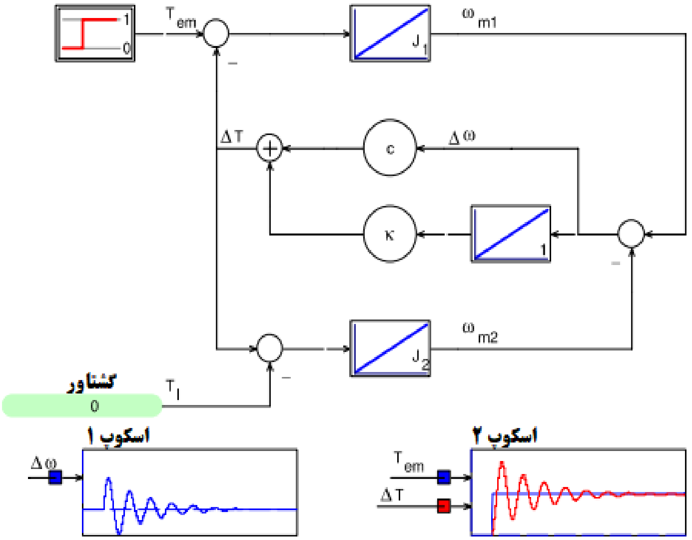
شکل (۴-۲۸): مدل شبیه‌سازی مربوط به راه‌انداز DC ساده شده

۴-۵-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مثالی از رفتار دینامیکی راه‌انداز

در این مثال شبیه‌سازی، مدل دینامیکی رانشگر دو جرمی با کمک مدل شبیه‌سازی، مورد آزمایش قرار می‌گیرد. مقادیر مربوط به اینرسی ماشین الکتریکی و بار به ترتیب به صورت $J_1 = ۰٫۰۵۱\ kg\ m^۲$ و $J_۲ = ۱٫۳۵\ kg\ m^۲$ انتخاب شده‌اند. از یک متصل‌کننده بین دو اینرسی استفاده شده است. متصل‌کننده دارای یک ضریب پیچشی و یک ضریب میرایی است که به ترتیب برابر $\kappa = ۵۰۰۰\ Nm/rad$ و $c = ۲٫۵\ Nms/rad$ هستند. گشتاور شفت مکانیکی به صورت پله در زمان $t = ۰\ s$ اعمال می‌شود که مقدار آن برابر $T_e = ۲۰\ Nm$ است. به علاوه راه‌انداز در شرایط بی‌باری مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرد.

www.takbook.com

یک رهیافت مناسب برای حل این مسأله استفاده از مدل کلی بحث شده در بخش (۴-۳-۴) است که می‌توان گشتاور بار ($T_۱$) را در صفر تنظیم کرد (بهره‌برداری بدون بار). مدل شبیه‌سازی در شکل (۴-۲۹) نشان داده شده است که این مدل با مدل داده شده در شکل (۴-۲۹) مطابقت دارد با این استثنا که فقط از یک انتگرال‌گیر زاویه استفاده شده است. شبیه‌سازی بر اساس پارامترها و شرایط تحریک توصیف شده در بالا اجرا و نتایج آن به کمک دو واحد نوسان‌نما در شکل نشان داده شده است. اطلاعات به دست آمده از این دو نوسان‌نما در بخش (۴-۳-۴) مطرح شده است (به شکل (۴-۲۲) مراجعه شود).



شکل (۴-۲۹): مدل دینامیکی رانشگر دو جرمی

۴-۵-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مثالی از طراحی حلقه‌ی کنترل سرعت

در این مثال شبیه‌سازی، طراحی و پیاده‌سازی یک حلقه‌ی کنترل سرعت مطابق با رهیافت بحث شده در بخش (۴-۴) در نظر گرفته شده است. یک مدل شبیه‌سازی بر اساس مدل راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۴-۲۳) ایجاد شده

www.takbook.com

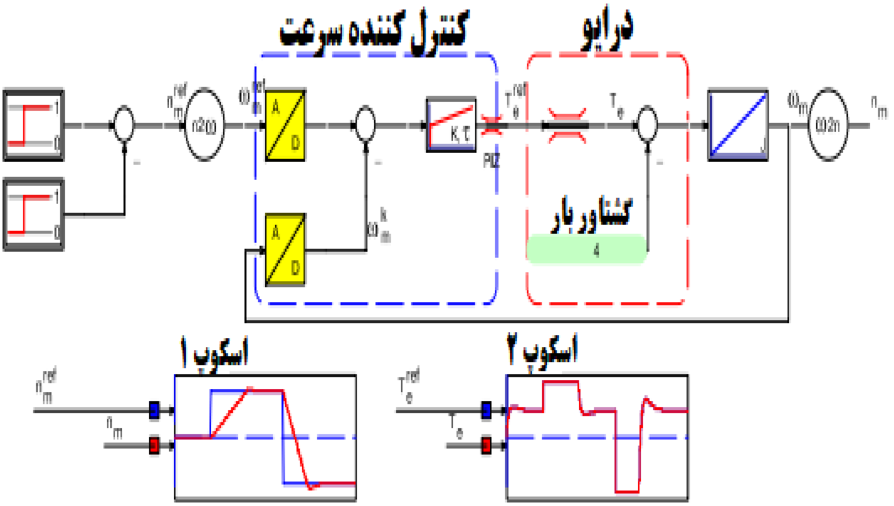
است. از یک کنترل‌کننده‌ی PI گسسته (همان‌طور که در کتابخانه‌ی CASPOC نیز وجود دارد) با فرکانس نمونه‌برداری f_s = ۲ kHz استفاده شده است. در راه‌اندازهای عملی قیود مربوط به ماشین و کنترل‌کننده، گشتاور را محدود می‌کنند. این اثر به وسیله‌ی وارد کردن یک واحد کران‌دار بین انتگرال‌گیر و کنترل کننده‌ی PI مدل می‌شود. مقادیر مربوط به کنترل‌کننده‌ی کران‌دار در جدول (۴-۶) نشان داده شده است. هم‌چنین در این جدول مقادیر استفاده شده برای اینرسی و پهنای باند حلقه‌ی سرعت نیز نشان داده شده است.

جدول (۴-۶): پارامترهای راه‌انداز

پارامترها	مقدار
محدودیت های گشتاور ماشین T_e^{max}	±۸ نیوتون در متر
اینرسی J	۰,۰۰۵ کیلوگرم در مترمربع
پهنای باند حلقه سرعت ω_B^{sp}	۱۰۰ رادیان بر ثانیه

مسأله‌ی جمع‌شوندگی نیز در این مثال شبیه‌سازی (که به طور ثابت از ۵۰ درصد گشتاور بار استفاده می‌کند) مورد بررسی قرار گرفته است. کنترل‌کننده‌ی PI ضد جمع‌شوندگی خروجی انتگرال‌گیر و کنترل‌کننده را به مقادیر انتخاب شده محدود می‌کند. وقتی محدودیت‌های کنترل‌کننده فراتر از محدودیت‌های راه‌انداز انتخاب شود (در این مثال شبیه‌سازی محدودیت‌های کنترل‌کننده در ±800 Nm تنظیم شده است)، اثر جمع‌شوندگی مربوط به انتگرال‌گیر کنترل‌کننده‌ی سرعت می‌تواند اتفاق بیفتد.

www.takbook.com

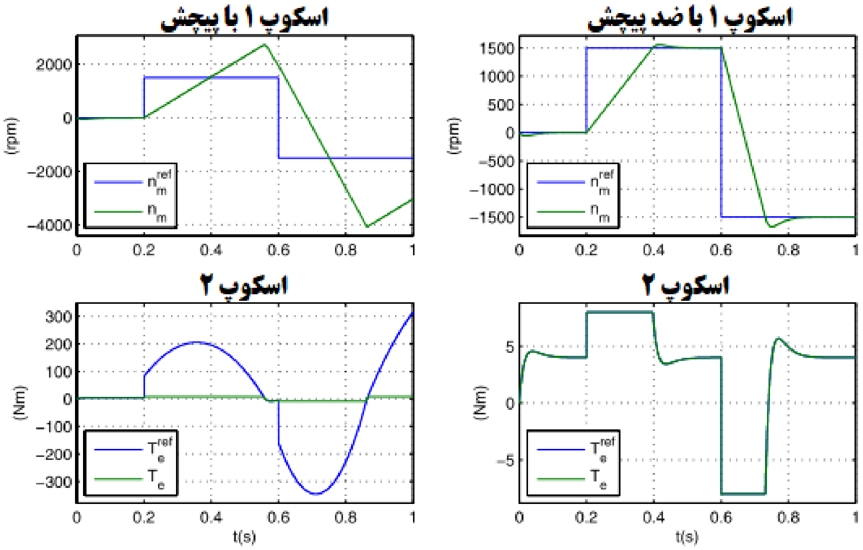


شکل (۴-۳۰): شبیه‌سازی مثال مربوط به کنترل سرعت

باید توجه کرد که در طول افزایش خروجی ماشین، خطای سرعت باعث می‌شود که خروجی انتگرال‌گیر حتی در زمان تولید گشتاور حداکثر توسط ماشین، نیز افزایش پیدا کند. نمودار پایین سمت چپ در شکل (۴-۳۱) نشان می‌دهد که کنترل‌کننده Nm ۲۰۰ را طلب می‌کند در حالی که راه‌انداز فقط قادر است که ۸ Nm تولید کند. لازم است که یک خطای سرعت منفی قابل توجهی رخ دهد تا مقدار انتگرال‌گیر کاهش پیدا کند. شکل (۴-۳۱) به وضوح نشان می‌دهد که سرعت نسبت به مقدار مرجع آن دارای فراجهش زیادی است. وقتی که محدودیت‌های مناسبی به کنترل‌شونده اعمال شود، انتگرال‌گیر به محض این که به محدودیت تنظیم‌شده برسد روند افزایشی خود را متوقف می‌کند. دو نمودار واقع در سمت راست شکل (۴-۳۱) شبیه‌سازی را در زمانی نشان می‌دهند که محدودیت‌های کنترل‌کننده در $\pm 8\,\text{Nm}$ تنظیم شده است. در نتیجه یک پاسخ سرعت با رفتار مناسب حاصل می‌شود که با پاسخ نشان داده شده در شکل (۴-۲۵) متناظر است.

www.takbook.com

باید از یک تولیدکننده‌ی مرجع سرعت استفاده شود تا سرعت را در مقدار $n_m^* = 1500\,rpm$ در زمان t = ۲۰۰ ms تنظیم کند و با استفاده از یک فرمان سرعت n_m^* معکوس، سرعت را در t = ۰٫۵ s از ۱۵۰۰ rpm به ۱۵۰۰- rpm تغییر دهد. کل زمان شبیه‌سازی برابر T = ۱ s فرض شده است.



شکل (۴-۳۱): نتایج شبیه‌سازی برای سرعت و گشتاور بر حسب زمان با حضور و بدون حضور ضد جمع‌شوندگی

بهره‌ی K_p و ثابت زمانی τ_i را برای کنترل‌کننده‌ی سرعت محاسبه کنید و شبیه‌سازی را با در نظر گرفتن محدودیت برای گشتاور کنترل‌کننده‌ی PI انجام دهید. محدودیت‌های اعمال‌شده به گشتاور کنترل‌کننده‌ی PI باید با محدودیت‌های ماشین مطابقت داشته باشد. ابتدا سرعت شفت، گشتاور ماشین یعنی T_e (گشتاور بعد از واحد کران‌دار) و گشتاور مرجع (خروجی واحد کنترل‌کننده‌ی PI) را برای کنترل‌کننده‌ی بدون ضد جمع‌شوندگی مورد آزمایش قرار دهید. سپس شبیه‌سازی را برای محدودیت‌های مختلف کنترل‌کننده‌ی PI تکرار کنید و مشاهده کنید که

www.takbook.com

چگونه اثر جمع‌شوندگی به محض رسیدن محدودیت‌های کنترل‌کننده به محدویت‌های راه‌انداز ناپدید می‌شود. بهره‌ی K_p و ثابت زمانی τ_i مربوط به کنترل‌کننده‌ی سرعت با استفاده از رابطه‌ی (۴-۴۱) با مقدار $\omega_B^{SP} = 100\,rad/s$ (به بخش (۴-۴) مراجعه شود) محاسبه می‌شوند که به ترتیب نتایج $K_p = ۰{,}۵\ Nm/(rad/s)$ و $\tau_i = ۰{,}۰۴\ (Nm/rad)$ به دست می‌آیند.

در شکل (۴-۳۰) یک پیاده‌سازی برای این مثال شبیه‌سازی نشان داده شده است که با ملاحظات مطرح شده در این مثال مطابقت دارد. راه‌انداز نشان داده شده در این شکل به آسانی قابل تشخیص است و این راه‌انداز شامل یک انتگرال‌گیر با بهره‌ی $1/J$ و یک واحد محدودکننده است. هم‌چنین یک واحد کنترل‌کننده‌ی PI گسسته نیز نشان داده شده است. محدودیت مربوط به کنترل‌کننده برای نمودارهای سمت چپ در $\pm 800\,Nm$ و برای نمودارهای سمت راست در $\pm 8\,Nm$ تنظیم شده است (به شکل (۴-۳۱) مراجعه کنید). با تنظیم محدودیت در مقدار $\pm 8\,Nm$ پاسخ مطلوبی برای سرعت به دست می‌آید به طوری که به خوبی میرا شده و فراجهش کوچکی دارد.

www.takbook.com

www.takbook.com

فصل پنجم

مدل‌سازی و کنترل ماشین‌های DC

ماشین‌های جاروبک‌دار DC شار تحریک خود را از سیم‌پیچی میدان یا آهنرباهای دائم استخراج می‌کنند. این ماشین‌ها در حوزه‌ی راه‌اندازها هم‌چنان از نظر تجاری مناسب هستند. این واقعیت حتی با وجود نفوذ فناوری‌های راه‌اندازی بدون جاروبک که جایگزین مناسبی برای استفاده از ترکیب کموتاتور/جاروبک هستند، هم‌چنان وجود دارد. باید توجه کرد که ترکیب کموتاتور/ جاروبک مولفه‌ی اجتناب ناپذیر ماشین‌های DC جاروبک‌دار هستند. استفاده از روش‌های مناسب برای تولید موتورها به همراه مبدل‌های الکترونیک قدرت با پیچیدگی کم محبوبیت ماشین‌های DC را از نظر صنعتی در گستره‌ی متنوعی از کاربردها حفظ کرده است. استفاده از موتورهای جاروبک‌دار با آهنربای دائم و با هزینه‌ی کم برای کالاهای خانگی و محصولات مربوط به وسایل نقلیه بدون چالش باقی مانده است. به ویژه ماشین‌های DC جاروبک‌دار سری که با نام ماشین‌های همه‌کاره (یونیورسال) شناخته می‌شوند، به طور گسترده در کاربردهای خانگی گسترش پیدا کرده‌اند.

www.takbook.com

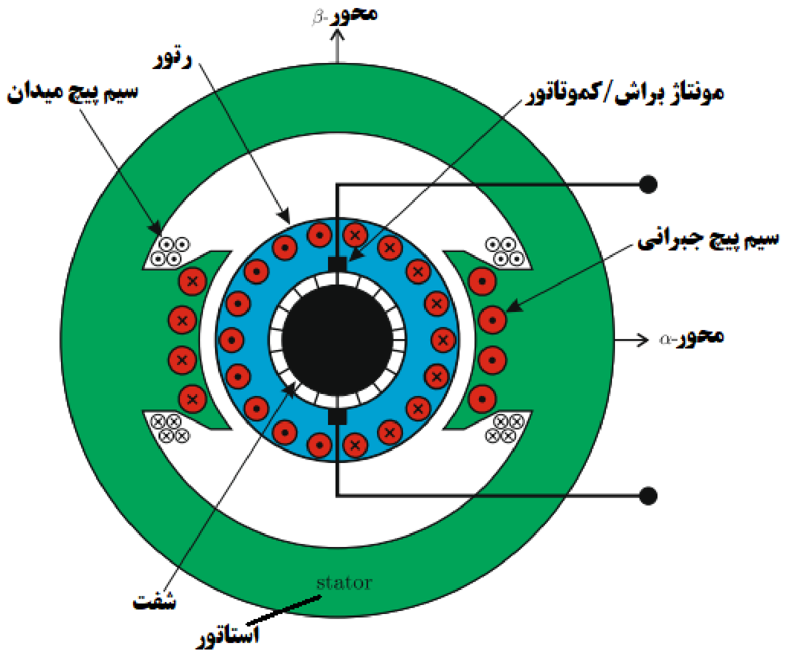
در زمینه‌ی تولید و سایل نقلیه، راه‌اندازهای جاروبک‌دار خودتنظیم کوچک با دینامیک بالا به ایفای نقش کلیدی خود ادامه می‌دهند. به علاوه سادگی ظاهری این فناوری (در مقایسه با فناوری راه‌اندازهای بدون جاروبک) کاربرد مفاهیم مربوط به راه‌اندازهای بزرگ‌تر و قدیمی‌تر را در مواردی که عملکرد دینامیکی به عنوان یک مسأله‌ی کلیدی نیست، حفظ کرده است.

با توجه به این ملاحظات، مناسب است که مدل‌سازی و کنترل این ماشین‌ها با جزییات بیش‌تری مورد بررسی قرار بگیرند. از منظر آموزشی بهتر است که ابتدا راه‌انداز جاروبک‌دار مورد آزمایش قرار گیرد. با ا ستفاده از این رهیافت این فر صت فراهم می‌شود که برخی از جنبه‌های اساسی مربوط به مدل‌سازی و کنترل معرفی و اثبات شوند که برای راه‌اندازهای AC که از ماشین‌های با میدان گردان استفاده می‌کنند نیز بسیار مناسب است. معرفی یک مدل منبع جریان توسعه‌یافته بر پایه‌ی بردار فضایی برای ماشین که بر ا ساس مدل ساده‌ی معرفی شده در فصل قبلی ساخته می‌شود، برای ایجاد مفهوم ماشین جهت‌دار میدان بسیار کمک‌کننده است. وارون‌سازی مدل جهت‌دار میدان برای منبع جریان (رهیافتی که پایه و اساس این کتاب را تشکیل می‌دهد) در ابتدا برای یک راه‌انداز DC جاروبک‌دار اثبات می شود. به علاوه به تو سعه‌ی روش‌های کنترلی نیز پرداخته می شود. این روش های کنترلی تضمین می‌کن ند که بهره‌برداری راها نداز در م حدوده‌ی دیکته‌شده توسط قیود ولتاژ یا جریان باقی بماند. در این زمینه روش‌های ضعیف‌کردن میدان برای ماشین‌های با تحریک مستقل به همراه مجموعه‌ای از مثال‌های شبیه‌سازی بر پایه‌ی نرم‌افزار CASPOC معرفی می‌شوند.

www.takbook.com

۵–۱– ماشین‌های DC تحریک مستقل و کنترل‌شده با جریان

در این بخش مرور مختصری در مورد مفهوم این نوع ماشین بر حسب نمای برش مقطعی، مدل‌های نمادین و کلی به همراه روابط مربوطه صورت می‌پذیرد.



شکل (۵-۱): نمای برش مقطعی برای یک ماشین DC تحریک مستقل

نمای برش مقطعی مربوط به ماشین مورد نظر در شکل (۵-۱) نشان داده شده است. در این شکل سیم‌پیچی تحریک بر پایه‌ی استاتور که به آن سیم‌پیچی میدان گفته می شود، نشان داده شده است. این سیم‌پیچی تحریک جریان i_f را حمل می‌کند. اندوکتانس‌های مغناطیس‌کننده در امتداد هر دو محور صفحه‌ی ساکن α و β برای این نوع از ماشین لزوما برابر نیستند که این موضوع را می‌توان در شکل (۵-۱) نیز مشاهده کرد. لازم به ذکر است که به محورهای صفحه‌ی مختصات ساکن، محور حقیقی α و محور مختلط β نیز گفته می شود.

برای ماشین‌هایی که دارای یک سیم‌پیچی جبران‌کننده هستند (اصول مربوط به

www.takbook.com

آن در شکل (۵-۱) نشان داده شده است)، اندوکتانس‌های مغناطیس‌کننده در امتداد دو محور ساکن به صورت $L_{m\alpha}$ و $L_{m\beta}$ تعریف می‌شوند. هم‌چنین در شکل (۵-۱) ترکیب جاروبک/کموتاتور مورد استفاده نیز نشان داده شده است. با استفاده از این ترکیب یک توزیع جریان ساکن (نسبت به استاتور) برای آرمیچر (روتور) فراهم می‌شود. هر دو سیم‌پیچی آرمیچر و جبران‌کننده جریان یکسانی حمل می‌کنند (اما در جهت‌های مخالف که این موضوع در شکل (۵-۱) نیز نشان داده شده است) که به این معنی است که شار مغناطیس‌کننده در محور β به طور موثری خنثی می‌شود. بنابراین شار مغناطیس‌کننده در امتداد محور α باقی می‌ماند و مقدار آن برابر $\vec{\psi}_m = \psi_f$ است که در آن ψ_f به صورت $\psi_f = L_{m\alpha} i_f$ (بدون عکس‌العمل آرمیچر) محاسبه می شود. علاوه بر شار مغناطیس‌کننده یک مولفه‌ی عمود بر آن نیز ظاهر می شود که ناشی از اندوکتانس نشتی سیم‌پیچی آرمیچر یعنی L_a است. این مولفه‌ی شار با استفاده از سیم‌پیچی جبران‌کننده خنثی نمی‌شود. لازم به ذکر است که در اغلب ماشین‌های تحریک شده با میدان یک رابطه‌ی غیر خطی بین شار میدان و جریان میدان i_f وجود دارد. در ماشین‌های DC جاروبک‌دار که با آهنربای دائم تحریک می‌شوند، شار ψ_f توسط مجموعه‌ای از آهنرباها فراهم می‌شود. این موضوع، قطر کلی ماشین را به قیمت از دست دادن یک درجه از آزادی (یعنی توانایی تغییر سطح شار تحریک) کاهش می‌دهد.

۵-۱-۱- مدل نمادین ماشین DC

مدل بر پایه‌ی IRTF برای این ماشین در شکل (۵-۲) نشان داده شده است. این مدل بر اساس مدل ساده‌ی معرفی شده در فصل قبلی (به بخش ۴-۲-۱ مراجعه شود) است. توسعه‌ای که در این مدل داده شده است عبارتند از

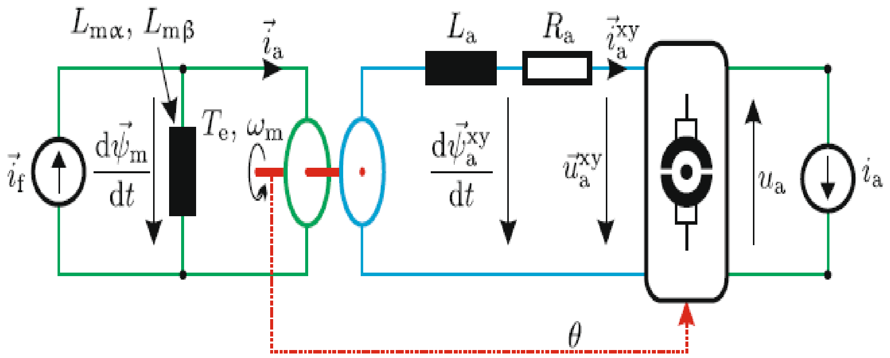
www.takbook.com

اندوکتانس آرمیچر یعنی L_a (در اصل اندوکتانس نشتی سیم‌پیچی‌های روتور و جبران‌کننده) و مقاومت آرمیچر یعنی R_a. یک واحد کموتاتور نیز در این شکل نشان داده شده است. فرض شده است که کموتاتور ایده‌آل است یعنی یک مجموعه‌ی بی‌نهایت از تیغه‌های کموتاتور وجود دارد. این مجموعه‌ی بی‌نهایت از کموتاتورها تضمین می‌کنند که بردار فضایی جریان آرمیچر یعنی $\vec{i}_a^{xy}$ همان‌طور که در بخش (۴-۲-۱) بحث شد، نسبت به استاتور ساکن بمانند. رابطه‌ی بین جریان DC ترمینال (i_a) و بردار فضایی جریان آرمیچر ($\vec{i}_a^{xy}$) که در سمت روتور IRTF حضور دارد به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\vec{i}_a^{xy} = j i_a e^{-j\theta} \tag{۵-۱}$$

رابطه‌ی ولتاژ متناظر بین سمت‌های گردان و ساکن واحد کموتاتور را می‌توان با نوشتن رابطه‌ی تعادل توان برای واحد مذکور به صورت زیر به دست آورد:

$$\underbrace{u_a i_a}_{p_a} + \underbrace{\Re\left\{\vec{u}_a^{xy}\left(\vec{i}_a^{xy}\right)^*\right\}}_{p_a^{xy}} = 0 \tag{۵-۲}$$



شکل (۵-۲): مدل IRTF مربوط به ماشین DC تحریک مستقل که به یک منبع جریان متصل شده است

www.takbook.com

در رابطه‌ی (۵-۲) متغیرهای p_a^{xy} و p_a به ترتیب توان لحظه‌ای وارد شـــده به کموتاتور از سـمت روتور و سـمت سـاکن را نشـان می‌دهند. برای واحد IRTF توان الکتریکی مثبت در سمت استاتور و روتور به این صورت تعریف شده است: برای استاتور توان وارد شده به واحد، مثبت در نظر گرفته می شود و برای روتور توان خارج شده از آن. برای ماشین DC توان آرمیچر زمانی به سمت ساکن تغذیه می‌شـود که ماشـین تحت شـرایط موتوری مورد بهره‌برداری قرار بگیرد؛ بنابراین توان تحویل داده شده توسط منبع جریان i_a باید مثبت باشد. با استفاده از روابط (۵-۱) و (۵-۲) می‌توان رابطه‌ی مربوط به ولتاژ لازم برای کموتاتور را به صـــورت زیر به دست آورد:

$$u_a = -\Im\left\{\vec{u}_a^{xy} e^{j\theta}\right\} \tag{۵-۳}$$

در رابطه‌ی (۵-۴) مجموعه روابطی مطرح شده است که با مدل نمادین این ماشین مطابقت دارد.

$$\begin{aligned}
\vec{u}_a^{xy} &= \frac{d\vec{\psi}_a^{xy}}{dt} - R_a \vec{i}_a^{xy} \\
\vec{\psi}_a^{xy} &= \vec{\psi}_m^{xy} - L_a \vec{i}_a^{xy} \\
\psi_{m\alpha} &= L_{m\alpha}\left(i_{f\alpha} - i_{a\alpha}\right) = L_{m\alpha} i_f = \psi_f \\
\psi_{m\beta} &= L_{m\beta}\left(i_{f\beta} - i_{a\beta}\right) = 0
\end{aligned} \tag{۵-۴}$$

لازم به ذکر است که در رابطه‌ی (۵-۴) مجموعه روابطی نشان داده شده‌اند که به واحد IRTF مربوط هستند.

مدل نمادین نشـان داده شـده در شـکل (۵-۲) را می‌توان با معرفی کردن متغیر شار میدان $\psi_f = L_{m\alpha} i_f$ (که یک رابطه‌ی خطی بین شار پیوندی و جریان فرض شـده اسـت) مقداری سـاده کرد. به دلیل حضـور سـیم‌پیچی جبران‌کننده، قسمت مختلط شار مغناطیس‌کننده یعنی $\psi_{m\beta}$ صفر می شود. به علاوه با تعریف

www.takbook.com

جریان آرمیچر مطابق با رابطه‌ی (۵-۱) یعنی به صورت $\vec{i}_a = \vec{i}_a^{xy} e^{j\theta}$، مولفه‌ی در امتداد محور حقیقی جریان یعنی $i_{a\alpha}$ نیز صفر می‌گردد. این دو شرط منجر به یک شار مغناطیس‌کننده می‌شود که برابر شار میدان است ($\vec{\psi}_m = \psi_f$). در مجموعه‌ی روابط (۵-۵) یک عبارت به صورت $\psi_f e^{-j\theta}$ ظاهر شده است که در واقع شار مغناطیس‌کننده‌ی دیده شده در مختصات روتور (یعنی $\vec{\psi}_m^{xy} = \vec{\psi}_m e^{-j\theta}$) است.

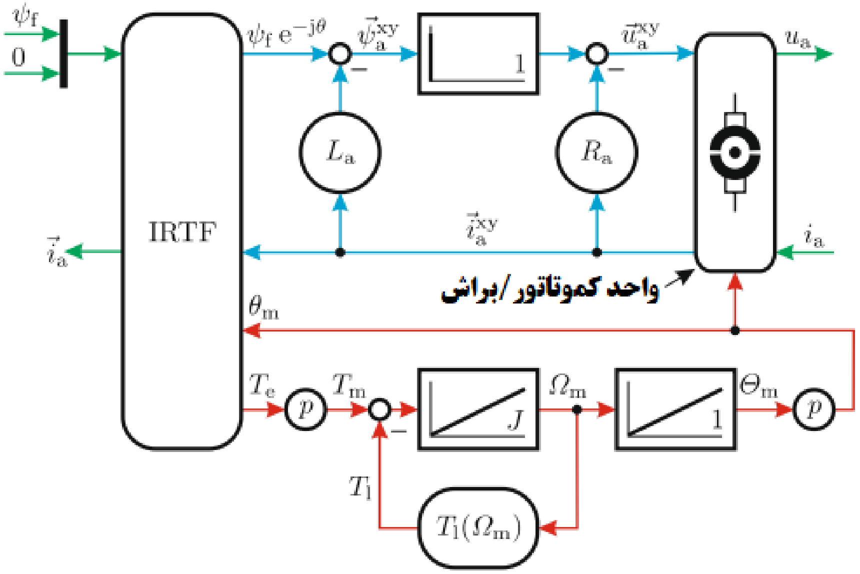
$$\vec{u}_a^{xy} = \frac{d\vec{\psi}_a^{xy}}{dt} - R_a \vec{i}_a^{xy}$$
$$\vec{\psi}_a^{xy} = \psi_f e^{-j\theta} - L_a \vec{i}_a^{xy} \qquad (۵-۵)$$

لازم به ذکر است که تمام متغیرهای مشاهده شده در مختصات چرخان xy، در حالت ماندگار به صورت سینوسی هستند.

۵-۱-۲- مدل کلی ماشین DC

مدل کلی ماشین تحریک مستقل را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۵-۵) و مجموعه روابط IRTF متناظر استخراج کرد. مثالی از این پیاده‌سازی در شکل (۵-۳) نشان داده شده است که این شکل مدل بر پایه‌ی IRTF جریان را نشان می‌دهد. همان‌طور که قبلا نیز بحث شد، شار ψ_f یا توسط سیم‌پیچی میدان که جریان i_f را حمل می‌کند فراهم می‌شود یا توسط مجموعه‌ای از آهنرباهای دائم.

www.takbook.com



شکل (۵-۳): مدل کلی یک ماشین تحریک مستقل که به یک منبع جریان متصل است

مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۵-۴-۱) مطابق با مدل ماشین نمایش داده شده در شکل (۵-۳) طراحی شده است. در این مثال شبیه‌سازی اثر استفاده از یک ترکیب جاروبک/کموتاتور تیغه‌ای نیز نشان داده شده است. باید توجه کرد که اســـتفاده از یک کموتاتور غیر ایده‌آل زمانی اثبات می‌شـــود که یک رهیافت مدل‌سازی بر پایه‌ی IRTF برای این نوع از ماشین به کار رود.

۵-۲- مدل جهت‌دار میدان برای ماشین

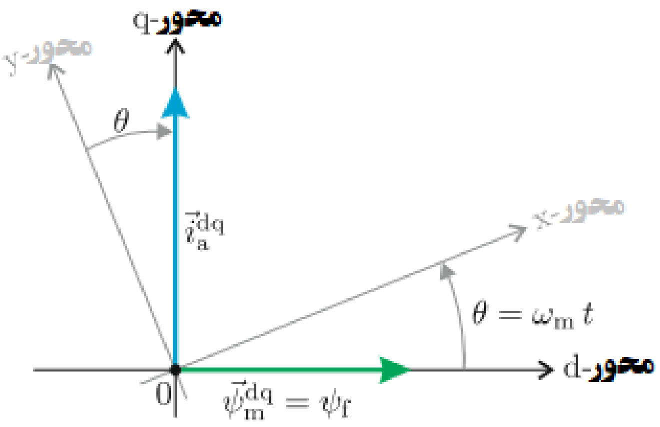
در مدل‌های ماشینی که قبلا بحث شد، بردارهای جریان، ولتاژ و شار پیوندی در سمت آرمیچر ماشین نسبت به یک قاب مرجع جهت‌دار شفت تعریف شدند. در این بخش یک تبدیل جهت‌دار شـار معرفی می‌شـود که برای راه‌اندازهای AC سه‌فاز بسیار مهم است. معرفی این مفهوم به آشنا شدن خواننده با اصول تبدیل کمک می‌کند. موضوع اصلی در مفهوم تبدیل مختصات جهت‌دار شار هم‌جهت

www.takbook.com

کردن یک مختصــات مختلط شــامل محور مســتقیم $\Re^{dq}$ و محور متعامد $\Im^{dq}$ با بردار شــار $\vec{\psi}_m^{xy}$ (همان‌طور شــکل (۵-۴) نشــان می‌دهد) اســت. هم‌چنین در این شکل نشان داده شده است که بردار جریان $\vec{i}_a^{dq}$ نسبت به بردار مغناطیس‌کننده به صــورت متعامد قرار گرفته اســت؛ البته این موضــوع زمانی صــادق اســت که جاروبک به درستی در جایگاه خود قرار گرفته باشد. تبدیل متناظر (برای ماشین DC) به شــکل $\vec{\psi}_m^{dq} = \vec{\psi}_m^{xy} e^{j\theta}$ که در این صــورت نتیجه‌ی $\vec{\psi}_m^{dq} = \psi_f$ به دســت می‌آید. یک تبدیل مشابه نیز برای بردارهای شار و جریان آرمیچر لازم است. باید توجه کرد که تبدیل dq در این‌جا یک تبدیل به قاب مرجع ساکن است.

فرایند تبدیل مختصات را می‌توان به کمک روابط (۵-۵) و (۵-۱) به دست آورد. این فرایند منجر به یک نمایش نمادین و کلی برای مدل جهت‌دار میدان ماشــین DC می شود. مجموعه روابط به دست آمده برای مدل جهت‌دار میدان را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$\vec{u}_a^{dq} = \frac{d\vec{\psi}_a^{dq}}{dt} - R_a \vec{i}_a^{dq} - j\omega_m \vec{\psi}_a^{dq}$$
$$\vec{\psi}_a^{dq} = \psi_f - L_a \vec{i}_a^{dq} \qquad (۵-۶)$$
$$\vec{T}_e = \psi_f \times \vec{i}_a^{dq}$$



شکل (۵-۴): نمودار برداری با محورهای مستقیم و متعامد برای ماشین DC تحریک مستقل

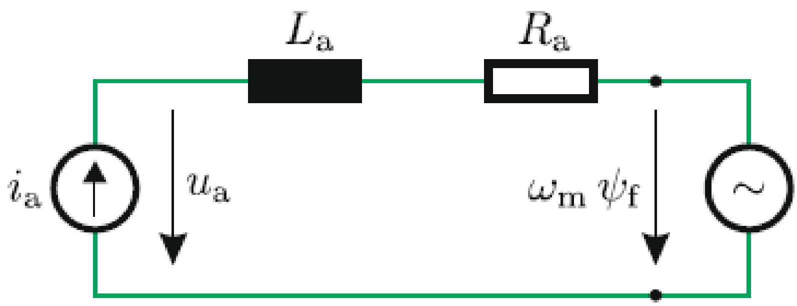
www.takbook.com

با اســـتفاده از روابط (۵-۶) و (۵-۳) و رابطه‌ی $\vec{i}_a^{dq} = j i_a$ رابطه‌ی زیر (پس از دسته‌بندی مولفه‌های مختلط) به دست می‌آید:

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \omega_m \psi_f \qquad (۵-۷)$$
$$T_e = \psi_f i_a$$

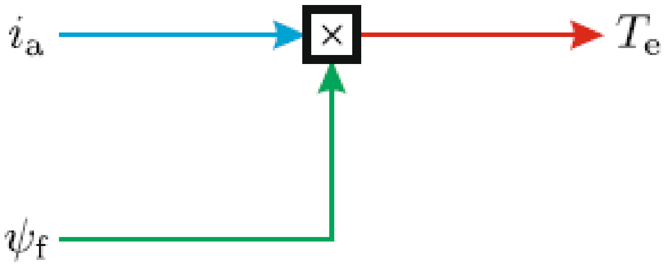
به علاوه جهت تکمیل شـــدن مجموعه روابط (۵-۷)، رابطه‌ی مربوط به گشتاور نیز در آن لحاظ شده است. در رابطه‌ی مذکور می‌توان مشاهده کرد که مدل کلی و کامل منبع جریان متصل شده به ماشین (بدون روابط مربوط به بار مکانیکی) را می‌توان به طور مســـتقیم اســـتخراج کرد بدون این‌که به واحدهای اضـــافی یا اســـتفاده از یک واحد IRTF نیاز باشـــد. یک ترکیب ایده‌آل برای جاروک/کموتاتور در نظر گرفته شده است. یک نمایش نمادین برای مدل بر پایه‌ی محور متعامد که با رابطه‌ی (۵-۷) متناظر باشد در شکل (۵-۵) نشان داده شده است. در این شـرایط نیازی به مولفه‌ی محور مســتقیم رابطه‌ی (۵-۶) برای مدل DC نیست چرا که مولفه‌ی جریان محور مستقیم برابر صفر انتخاب شده است؛ این موضوع را می‌توان در شکل (۵-۴) نیز مشاهده کرد.

یک مدل کلی بر پایه‌ی منبع جریان را که با شـــکل (۵-۵) متناظر باشـــد، می‌توان به کمک رابطه‌ی (۵-۷) توسعه داد؛ این مدل در شکل (۵-۶) نشان داده شده است.



شکل (۵-۵): مدل نمادین جهت‌دار میدان: پیکربندی مربوط به محور متعامد

www.takbook.com



شکل (۵-۶): مدل کلی منبع جریان متصل شده به ماشین DC تحریک مستقل

اهمیت این مدل ســـاده را نمی‌توان ناچیز در نظر گرفت چرا که این مدل اهمیت ا ستفاده از کنترل جریان را با یک ما شین DC نشان می‌دهد. برای مثال، توانایی ماشـــین در پاســـخ ســـریع به یک تغییر پله در گشـــتاور با اســـتفاده از کنترل‌کننده‌ی جریان مورد ا ستفاده تعیین می شود. این مو ضوع در بخش کنترل این ف صل به طور وا ضح‌تر بیان خواهد شد. به علاوه یک ناهمب ستگی کامل بین متغیرهای جریان و شـار میدان وجود دارد. از متغیر شـار میدان نیز می‌توان برای کنترل گشـــتاور اســـتفاده کرد. هرچند که ثابت زمانی مرتبط با کنترل کردن این متغیر در مقایســـه با ثابت زمانی مربوط به جریان آرمیچر به طور قابل توجهی بزرگ‌تر است (به شکل (۵-۵) مراجعه شود). این موضوع به این علت رخ می‌دهد که ثابت زمانی مربوط به سیم‌پیچی میدان به صورت L_f/R_f با $L_f = L_{m\alpha} + L_{\sigma f}$ تعریف می‌شـــود. متغیرهای $L_{\sigma f}$ و R_f به ترتیب اندوکتانس نشـــتی میدان و مقاومت سیم‌پیچی میدان را نشان می‌دهند. در حالت کلی L_f از L_a خیلی بزرگ‌تر اســت. بنابراین ثابت زمانی آرمیچر نســبت به ثابت زمانی ســیم‌پیچ میدان به طور قابل ملاحظه‌ای کم تر است. باید توجه کرد که کنترل جریان منجر به بهره‌برداری راه‌انداز با بازدهی بیش‌تری می‌شـــود چون تلفات در مقایســـه با یک ماشـــین کنترل‌شـده با ولتاژ کاهش پیدا می‌کنند؛ این موضـوع از مثال شـبیه‌سـازی بحث شده در بخش (۵-۴-۲) نیز استنباط خواهد شد.

www.takbook.com

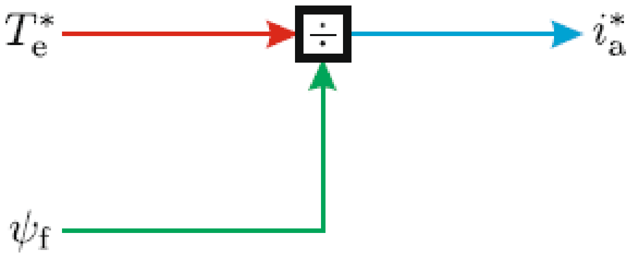
۵-۳- کنترل ماشین‌های DC تحریک مستقل

عبارت کنترل را می‌توان از نقطه نظر رسیدن به یک گشتاور دینامیکی و پاسخ تحریک مشخص تفسیر کرد. رهیافت اصلی برای رسیدن به این نوع کنترل به این صورت است که مدل جهت‌دار میدان مربوط منبع جریان دینامیکی با این هدف وارون می‌شود که جریان(های) مرجع لازم برای یک مقدار گشتاور مرجع مشخص (که توسط کاربر تعریف می‌شود) تولید گردد. دومین هدف کنترلی یکپارچه کردن مفهوم کنترل با یک ماشین منبع ولتاژ است که این کار با استفاده از روش‌های کنترل جریان و مدولاسیون که در دو فصل قبلی مورد بررسی قرار گرفتند، انجام می‌گیرد. علاوه بر این دو هدف کنترلی، لازم است که استفاده‌ی بهینه از راه‌انداز در محدوده‌ی قیود تحمیل شده توسط حداکثر منبع ولتاژ تغذیه‌ی DC و حداکثر جریان ماشین یا ادوات الکترونیک قدرت در نظر گرفته شود. مسأله‌ای که از این پس به آن پرداخته خواهد شد به ایجاد عملکرد بهینه و روش‌های کنترلی مربوط می‌شود.

۵-۳-۱- روش اجرای کنترل‌کننده

فرایند توسعه‌ی کنترل‌کننده‌ی یک راه‌انداز DC را می‌توان با استفاده از مدل کلی داده شده در شکل (۵-۶) و پیکربندی مجدد این ساختار با گشتاور به عنوان یک متغیر ورودی شروع کرد. با اعمال این اصول وارون سازی با استفاده از مدل کلی داده شده در شکل (۵-۶)، می‌توان پیکربندی نشان داده شده در شکل (۵-۷) را به دست آورد.

www.takbook.com



شکل (۵-۷): وارون‌سازی ساختار کنترل جریان ماشین DC

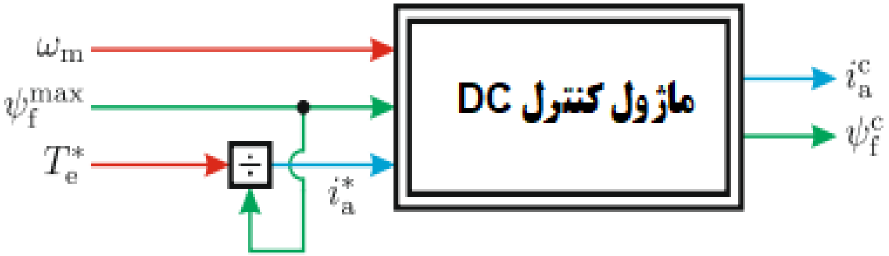
مقدار گشتاور مرجع لازم برای راه‌انداز (T_e^*) و مقدار شار میدان ماشین مورد استــفاده (ψ_f) ورودی‌های این مدل هســـتند. مقدار جریان مرجع (i_a^*) خروجی کنترل‌کننده اســت که در کنترل‌کننده‌ی جریان تک‌فاز به عنوان ورودی اســتفاده خواهد شــد (همان‌طور که در بخش‌های ۳-۱-۱ و ۳-۱-۲ بحث شــد) تا شــرایط $i_a = i_a^*$ را حفظ کند. در ماشــین‌های DC با آهنربای دائم که میدان تحریک آن‌ها به وسیله‌ی آهنرباها تأمین می شوند، شار ψ_f به طور اجتناب ناپذیر ثابت ا ست. در این شرایط، جریان مرجع آرمیچر تنها متغیر کنترلی در د سترس برای کنترل گشتاور ا ست. هرچند که این مقدار باید مقید شود تا از محدودیت‌های مربوط به حداکثر جریان ماشــین یا مبدل تجاوز نگردد. در نتیجه بهتر اســت که یک متغیر کنترل جریان (مثل i_a^c) معرفی شود و به گونه‌ای کنترل گردد که با مقدار i_a^* برابر شـــود؛ این کار به شـــرطی صـــورت می‌پذیرد که ماشـــین در همان چارچوبی بهره‌برداری شود که برای آن طراحی شده ا ست. وقتی که در هنگام بهره‌برداری، راه‌انداز به محدودیت‌های م شخص شده (محدودیت‌های مربوط به حداکثر جریان یا ولتاژ ماشــین یا مبدل) برسـد، کنترل‌کننده باید به گونه‌ای عمل کند که مقدار i_a^c را کاهش دهد که در این شرایط این مقدار دیگر برابر i_a^* نخواهد بود.

در ما شین‌های DC که به صورت الکتریکی تحریک می شوند، متغیر ψ_f را می‌توان به وســـیله‌ی کنترل‌کننده تنظیم کرد. در این صـــورت کنترل‌کننده‌ی درجـه‌ی بیش‌تری از انعطـاف‌پـذیری را خواهـد داشـــت کـه می‌توانـد برای

www.takbook.com

بهره‌برداری‌های با ســـرعت بالا مفید باشـــد. وقتی که راه‌انداز در داخل چارچوب طراحی نامی بهره‌برداری می‌شـــود، معمولا مقدار شـــار در مقدار حداکثر خود (ψ_f^{max}) تنظیم می شود که در این صورت تولید گ شتاور با حداقل سطح جریان آرمیچر صـــورت می پذیرد. از چنین رهیافتی برای حداقل کردن تلفات آرمیچر اســـتفاده می‌شـــود و بازدهی ماشـــین نیز بهبود پیدا می‌کند. هرچند در بعضـــی از موارد لازم اســـت که کنترل‌کننده مقدار میدان را با اســـتفاده از معرفی متغیر کنترلی ψ_f^c تغییر دهد. ساختار کنترلی توسعه یافته در شکل (۵-۸) نشان داده شده است. این ساختار شامل یک واحد کنترلی اضافی (نسبت به شکل (۵-۷)) اســـت که متغیرهای کنترلی مورد نیاز i_a^c و ψ_f^c تولید می‌کند. از این متغیرها به ترتیب در کنترل‌کننده‌ی جریان آرمیچر و میدان تحریک مبدل استفاده می‌شود.

معرفی واحد کنترل DC به ســادگی تضـمین می‌کند که بتوان از ماشـــین به طور بهینه در چارچوب محدودیت های بهره‌برداری مربوط به حالت ماندگار استفاده کرد.



شکل (۵-۸): ساختار کنترلی توسعه‌یافته برای ماشین DC

۵-۳-۲- مرزهای عملیاتی راه‌انداز

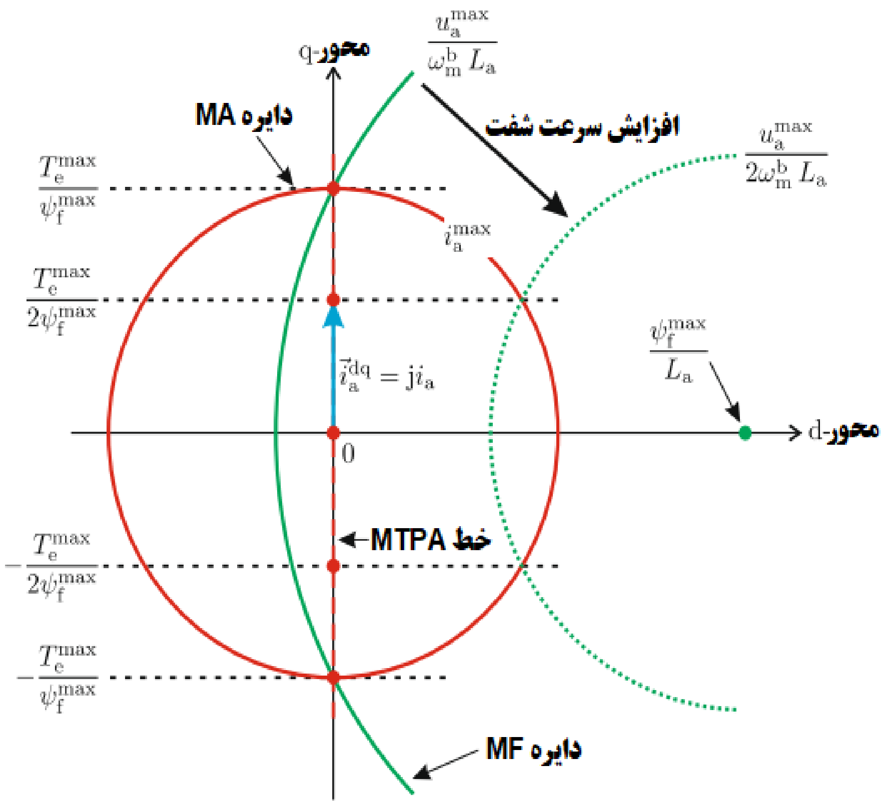
برای به تصـــویر در آوردن قوانین کنترلی و محدودیت‌های راه‌اندازی ناشـــی از مقادیر حداکثر ولتاژ و جریان، مفید اســـت که از صـــفحه‌ی مختلط شـــامل محور

www.takbook.com

مستقیم d (محور حقیقی) استفاده کرد که در آن محور مثبت با بردار شار $\vec{\psi}_m^{dq}$ هم‌جهت فرض شده است (به شکل (۵-۴) مراجعه شود). در این نمودار بردار جریان مرجع $\vec{i}_a^{dq}$ به همراه محدودیت‌های بهره‌برداری راه‌انداز نشان داده خواهد شد و از این پس به آن با عنوان نمودار مکان هندسی جریان یا نمودار سنکرون بلوندل اشاره می شود. باید توجه کرد که برای یک راه‌انداز DC، جهت‌گیری بردار جریان (همان‌طور که در بخش ۴-۲-۱ بحث شد) فقط توسط نحوه‌ی سوار شدن جاروبک/کموتاتور تعیین می‌شود.

به منظور شناسایی محدودیت‌های راه‌انداز بهتر است که مجددا روابط (۵-۶) و (۵-۷) در نظر گرفته شوند؛ این روابط خطوط مربوط به گشتاور ثابت را نشان می‌دهند که می‌توان آن‌ها را به صورت $\Im\{\vec{i}_a^{dq}\} = i_a = T_e/\psi_f$ در نمودار مکان هندسی جریان بیان کرد. به علاوه، قید جریان $\left|\vec{i}_a^{dq}\right| \le i_a^{max}$ را می‌توان به صورت ناحیه‌ی بهره‌برداری مشخص شده با رنگ قرمز تفسیر کرد که این ناحیه‌ی بهره‌برداری در داخل دایره‌ی آمپر حداکثر (MA) با شعاع i_a^{max} قرار می‌گیرد. این دایره در نمودار مکان هندسی جریان داده شده در شکل (۵-۹) نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۵-۹): محدودیت‌های عملیاتی راه‌انداز: راه‌انداز DC

هم‌چنین در این نمودار خطوط مربوط به گشتاور ثابت (همان‌طور که در بالا بحث شد) نیز نشان داده شده است. در این زمینه، خطوط $\Im\{\vec{i}_a^{dq}\} = \pm i_a^{max}, \pm \frac{1}{2} i_a^{max}$ بر حسب مقدار گشتاور حداکثر نشان داده شده است که به صورت $T_e^{max} = i_a^{max}\psi_f$ با $\psi_f = \psi_f^{max}$ تعریف می‌شود.

هم‌چنین در این نمودار مجموعه‌ای از دایره‌های شار حداکثر (MF) نیز نشان داده شده است که به قید ولتاژ حداکثر یعنی u_a^{max} گره خورده‌اند. لازم به ذکر است که در نمودار، بخشی از این دایره نشان داده شده است. این دایره‌ها بر اساس استفاده از رابطه‌ی (۵-۶) و با فرض بهره‌برداری در حالت نیمه پایدار (یعنی با

www.takbook.com

صرف نظر از عبارت‌های مشتقی) معرفی شده‌اند. در این صورت عبارت غالب در این رابطه به وسیله‌ی عبارت ولتاژ القایی ($\omega_m\left|\vec{\psi}_a^{dq}\right|$) تعیین می‌شود که به معنی صرف نظر کردن از عبارت مقاومتی در این تجزیه و تحلیل است. با در نظر گرفتن این فرضیات، متغیر شار استاتور یعنی ψ_a^{ω} معرفی می‌شود که نشان‌دهنده‌ی اندازه‌ی بردار $\vec{\psi}_a^{dq}$ است. این متغیر را می‌توان مطابق با رابطه‌ی (۵-۶) و با در نظر گرفتن روابط $\left|\vec{u}_a^{dq}\right| = u_a^{max}$ و $\vec{u}_a^{dq} \cong j\omega_m\vec{\psi}_a^{dq}$ به صورت زیر نوشت:

$$\psi_a^m \cong \frac{u_a^{max}}{\omega_m} \qquad (۵-۸)$$

از نقطه نظر عملیاتی، متغیر ψ_a^{ω} حداکثر مقدار مربوط به شار آرمیچر را بیان می‌کند که این مقدار تو سط مبدل برای سرعت مشخص ω_m و ولتاژ u_s^{max} فراهم می‌شود. با استفاده از رابطه‌ی $\left|\vec{\psi}_a^{dq}\right| = \psi_a^{\omega}$ به همراه رابطه‌ی (۵-۶) و مساوی قرار دادن مولفه‌ی حقیقی و موهومی $\vec{i}_a^{dq}$ رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\left(i_{ad} - \frac{\psi_f}{L_a}\right)^2 + i_{aq}^2 = \left(\frac{\psi_a^{\omega}}{L_a}\right)^2 \qquad (۵-۹)$$

رابطه‌ی (۵-۹) نشان‌دهنده‌ی یک دایره با مرکز $\left(0, {\psi_f}/{L_a}\right)$ و شعاع $\left({\psi_a^{\omega}}/{L_a} = {u_s^{max}}/{\omega_m L_a}\right)$ است که در نمودار بلوندل سنکرون نیز نشان داده شد (به شکل (۵-۹) مراجعه شود). شعاع دایره‌ی مربوط به حداکثر شار آرمیچر در دسترس با کاهش سرعت شفت افزایش پیدا می‌کند. در نتیجه سرعت بهره‌برداری در جایی اتفاق می‌افتد که دایره‌ی MF (به شکل (۵-۹) مراجعه شود) به طور کامل دایره‌ی MA را احاطه کند. در این صورت جریان محور مستقیم $i_{ad} = \Re\left\{\vec{i}_a^{dq}\right\}$ برای کنترل‌کننده به صورت فرضی برای یک مقدار جریان متعامد مشخص (i_{aq}) در محدوده‌ی $\pm i_a^{max}$ (و در داخل ناحیه‌ی احاطه‌شده توسط

www.takbook.com

دایره‌ی MA) انتخاب می شود. در عمل این کار قابل انجام نیست چون لازم است که ترکیب جاروبک/کموتاتور چرخانده شوند تا چرخش بردار $\vec{i}_a^{dq}$ حاصل شود. راه دیگر این است که سیم‌پیچی جبران‌کننده توسط یک منبع جریان جداگانه ($i_{cw} \neq i_a$) تغذیه شود که این موضوع نیز از نظر هزینه مقرون به صرفه نیست. هرچند که از نقطه نظر آموزشی می‌توان از این روش استفاده کرد. برای انتخاب جهت جریان در صفحه‌ی dq بهتر است که جریان محور مستقیم در صفر تنظیم شود که در این صورت خط سیر بهره‌برداری در امتداد محور موهومی نمودار بلوندل رخ می‌دهد. خط بهره‌برداری حداکثر گشتاور در هر آمپر (MTPA) که در شکل (۵-۹) نشان داده شده است، قانون کنترلی را طبق رابطه‌ی زیر بیان می‌کند:

$$
\begin{aligned}
i_{ad} &= 0 \\
i_{aq} &= 0 \rightarrow \pm i_a^{max}
\end{aligned}
\qquad (۵-۹)
$$

این رابطه خط سیری را برای بهره‌برداری نشان می‌دهد که در آن بیش‌ترین گشتاور با کم‌ترین مقدار جریان آرمیچر به دست می‌آید. چگونگی جهت‌دهی ترکیب جاروبک/کموتاتور برای یک ماشین DC با همین روش تعیین می شود (به رابطه‌ی (۵-۱) و بخش (۴-۲-۱) مراجعه شود). با افزایش سرعت شفت، شعاع دایره‌ی حداکثر تا زمانی کاهش پیدا می‌کند که سرعت به مقداری برسد که در آن دایره‌ی MF خط MTPA را در مختصات $0, \pm i_a^{max}$ قطع کند. به سرعتی که در آن دایره‌ی MF خط MTPA را در نقطه‌ی مذکور قطع می‌کند، سرعت پایه‌ای بهره‌برداری (ω_m^b) گفته می‌شود. این سرعت با نقطه‌ای از بهره‌برداری متناظر است که اغلب به آن نقطه‌ی اشباع یا نقطه‌ی گوشه‌ای راه‌انداز گفته می شود. این سرعت بیان‌کننده‌ی بالاترین سرعت بهره‌برداری است که می‌تواند توسط قانون کنترلی مطابق با رابطه‌ی (۵-۱۰) بدون این‌که هیچ قیدی از طرف حداکثر شار

www.takbook.com

آرمیچر (ψ_a^{ω}) تحمیل شــود، اســتفاده گردد. با ارزیابی ریاضــیاتی روابط (۵-۹) و (۵-۱۰) می‌توان سرعت پایه‌ای را به صورت زیر نوشت:

$$\omega_m^b = \left(\frac{u_s^{max}}{\psi_f^{max}}\right)\frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{\kappa_{DC}^2}}} \tag{۵-۱۰}$$

که داریم:

$$\kappa_{DC} = \frac{\psi_f^{max}}{L_a i_a^{max}} \tag{۵-۱۱}$$

برای ما شین‌های DC، ضریب κ_{DC} نسبت بین شار تحریک و شار نشتی تعریف شده توسط عبارت $L_a i_a^{max}$ را بیان می‌کند. به منظور کموتاسیون یکپارچه یعنی با حداقل جرقه در زیر جاروبک‌ها، لازم اســـت که شـــرط $\kappa_{DC} \gg 1$ در ما شین‌های DC برقرار شود. به این علت که ترکیب جاروبک/کموتاتور به گونه‌ای جهت‌دهی شده‌اند که بخش در حال کموتاسیون سیم‌پیچی آرمیچر کم‌ترین ولتاژ القایی ممکن را داشـــته باشـــد. این مورد در زمانی رخ می‌دهد که بخش در حال کموتاسیون سیم‌پیچی نسبت به جهت شار تحریک متعامد باشد. با افزایش جریان آرمیچر، جهت شار تحریک به وسیله‌ی یک مولفه‌ی شار نشتی متعامد چرخانده می‌شــود. این موضــوع منجر به ولتاژ القا شــده‌ی بالاتری در ســیم‌پیچی در حال کموتاســیون می‌شـــود که می‌تواند منجر به ناپیوســـتگی جریان (که به آن زیر کموتا سیون گفته می شود) در طول فرایند کموتا سیون گردد. این پدیده با ایجاد جرقه در ترکیب جاروبک/کموتاتور همراه ا ست. بنابراین مهم ا ست که جهت شار دیده شده از سیم‌پیچی آرمیچر انحراف قابل توجهی از شار تحریک میدان یا PM نداشته باشد در غیر این صورت لازم است که جاروبک یا کموتاتور چرخانده شود. در عمل چرخاندن جاروبک یا کموتاور ممکن نیســـت. برای بهبود فرایند

www.takbook.com

کموتا سیون می‌توان از قطب‌های کمکی ا ستفاده کرد که اثری م شابه سیم‌پیچی جبران‌کننده دارند.

با مشاهده‌ی بیش‌تر شکل (۵-۹) می‌توان متوجه شد که برای ماشین‌های با مقدار ثابت ψ_f^{max} یعنی ماشـــین‌های بر پایه‌ی آهنربای دائم، یک مقدار حداکثر برای ســـرعت شـــفت (ω_m^{max}) وجود دارد که در آن دایره‌ی شـــار MF دیگر خط MTPA را قطع نمی‌کند. ســـرعت شـــفتی را که در آن این اتفاق رخ می‌دهد، به کمک بازبینی شکل (۵-۹) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\omega_m^{max} = \frac{u_s^{max}}{\psi_f^{max}} \tag{۱۲-۵}$$

برای اغلب ماشین‌ها، حداکثر سرعت شفت تقریبا برابر با سرعت پایه‌ای است (به شرطی که شرایط $\kappa_{DC} \gg 1$ حفظ شود) که در این صورت رابطه‌ی (۵-۱۱) به رابطه‌ی (۵-۱۳) کاهش پیدا می‌کند بنابراین $\omega_m^b \simeq \omega_m^{max}$ می‌شود.

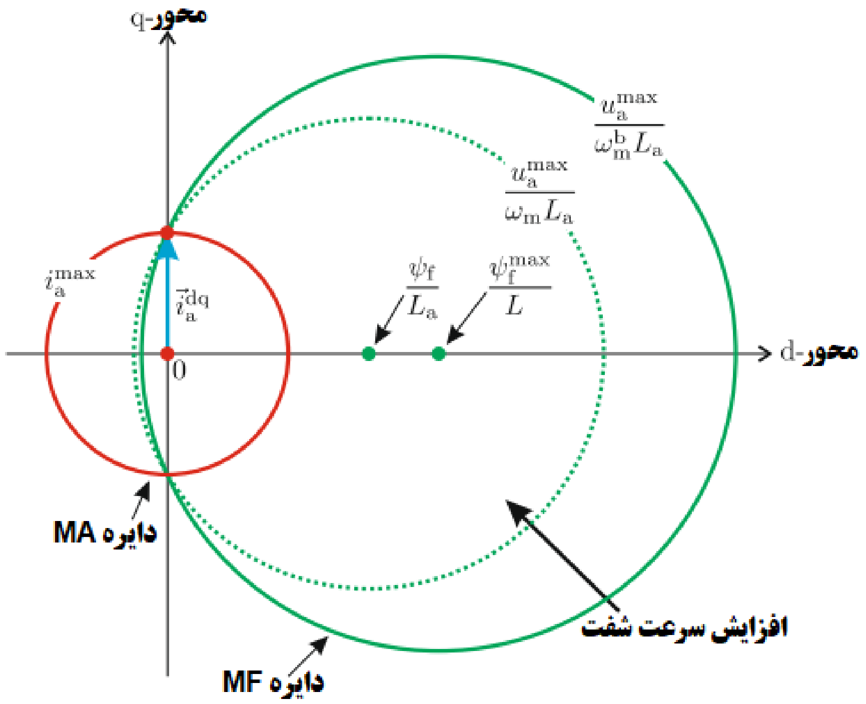
برای ماشـــین‌هایی که ســـیم‌پیچی میدان دارند، تغییر شـــار میدان با تغییر جریان میدان مشهود است. برای مثال ماشینی را در نظر بگیرید که با $i_a = i_a^{max}$ و سرعت $\omega_m = \omega_m^b$ (تقاطع خط MTPA با دایره‌ی MA، به شکل (۵-۹) مراجعه شود) در نقطه‌ی ا شباع راه‌انداز بهره‌برداری می شود. بهره‌برداری در نقطه‌ی ا شباع راه‌انداز را می‌توان فراتر از سرعت بهره‌برداری پایه‌ای نیز حفظ کرد به شرطی که شـــار میدان به گونه‌ای تنظیم شـــود که دایره‌ی MF روی نقطه‌ی اشـــباع راه‌انداز (همان‌طور که در شکل (۵-۱۰) نشان داده شده است) نگه داشته شود.

در شـــکل (۵-۱۰) ضـــریب κ_{DC} عمدا در یک مقدار غیر واقعی پایین تنظیم شـــده اســـت (این مورد می‌تواند زمانی رخ دهد که هیچ جریانی از آرمیچر در سیم‌پیچی جبران‌کننده جاری نشود) تا مفهوم تضعیف میدان در یک نمودار اثبات شود. همان‌طور که قبلا نیز تاکید شد، در ما شین‌های عملی ضریب κ_{DC} به طور

www.takbook.com

قابل توجهی از مقدار استفاده شده در شکل (۵-۱۰) بزرگ‌تر است. تجزیه و تحلیل ریاضی که انجام می‌شود، بر اساس استفاده از شکل (۵-۱۰) صورت گرفته است. این تجزیه و تحلیل نشان می‌دهد که رابطه‌ی بین شار و سرعت که در رابطه‌ی (۵-۱۴) داده شده است باید برقرار باقی بماند تا نقطه‌ی بهره‌برداری راه‌انداز روی نقطه‌ی اشباع راه‌انداز حفظ شود.

$$\psi_f = \sqrt{\left(\frac{u_a^{max}}{\omega_m^b}\right)^2 \left(\left(\frac{\omega_m^b}{\omega_m}\right)^2 - 1\right) + \left(\psi_f^{max}\right)^2} \qquad (۵\text{-}۱۳)$$



شکل (۵-۱۰): تضعیف شار $\psi_f < \psi_f^{max}$: بهره‌برداری برای $\omega_m > \omega_m^b$

جایگذاری رابطه‌ی (۵-۱۱) با $\kappa_{DC} \gg 1$ در رابطه‌ی (۵-۱۴) منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

www.takbook.com

$$\psi_f \simeq \psi_f^{max}\left(\frac{\omega_m^b}{\omega_m}\right) \tag{۵-۱۴}$$

رابطه‌ی (۵-۱۵) برای $\omega_m \geq \omega_m^b$ صـادق اسـت. باید توجه کرد که در مثال بالا رابطه‌ی $i_a = i_a^{max}$ برقرار اسـت. از نظر تئوری، بهره‌برداری در امتداد خط MTPA می‌تواند در محدوده‌ی $\omega_m^b < \omega_m < \omega_m^{max}$ برای جریان‌های آرمیچر قدری کوچک‌تر از $\pm i_a^{max}$ توسعه پیدا کند. هرچند این موضوع برای ماشین‌های DC به دلیل مقادیر بزرگ κ_{DC} (که منجر به شرایط گفته شده‌ی $\omega_m^b \simeq \omega_m^{max}$ می شود) عملی نیست. بنابراین قانون کنترل تضعیف شارِ مطابق با رابطه‌ی (۵-۱۵)، برای بهره‌برداری بالاتر از سـرعت پایه‌ای برای تمام جریان های در محدوده‌ی $\pm i_a^{max} \rightarrow 0$ در نظر گرفته شده است. در حالت بهره‌برداری تضعیف شار، نسبت بین شار نشتی ($L_a i_a$) و شار میدان (ψ_f) با بزرگ‌تر شدن سرعت شفت، افزایش پیدا می‌کند. یک محدودیت روی نسـبت مذکور اعمال می‌شـود تا فرایند کموتاسـیون در سـرعت‌های بالا به طور قابل ملاحظه‌ای تحت تاثیر پدیده‌ی زیر کموتاسـیون قرار نگیرد. بنابراین یک سـرعت شـفت (ω_m^k) توسـط کاربر تعریف می‌شـود که با بزرگ‌ترین نسـبت قابل قبول $L_a i_a^{max}/\psi_f$ متناظر اسـت. برای بهره‌برداری فراتر از این سرعت، شار ثابت نگه داشته می شود که در این صورت لازم اسـت که جریان i_a کاهش یابد تا ولتاژ آرمیچر در مقدار u_a^{max} حفظ شـود. همان‌طور که تاکید شـد، این حالت از بهره‌برداری همانند یک محافظ در برابر اضافه سرعت عمل می‌کند. حداکثر سرعت قابل دستیابی تحت شرایط حداقل شار را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۵-۱۳) محاسبه کرد که باید در آن ψ_f^{max} با مقدار ψ_f (که با اسـتفاده از رابطه‌ی (۵-۱۵) و رابطه‌ی $\omega_m = \omega_m^k$ به دسـت می‌آید) جایگزین شود. بنابراین داریم:

$$\omega_m^{F,max} = \omega_m^{max}\left(\frac{\omega_m^k}{\omega_m^b}\right) \tag{۵-۱۵}$$

www.takbook.com

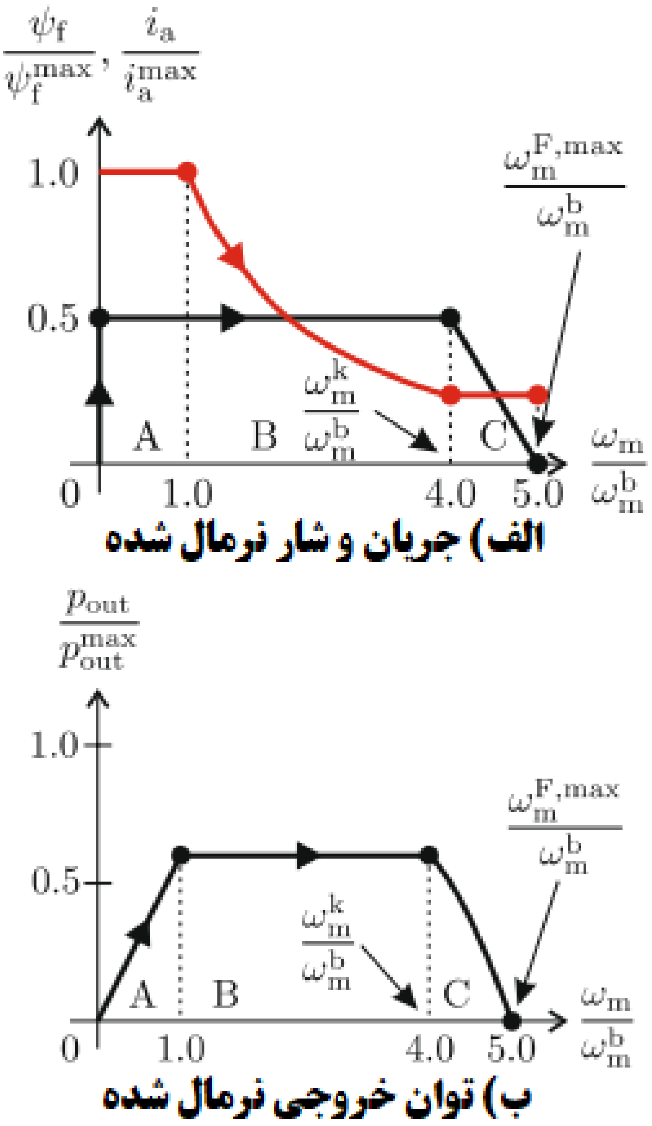
جریان در طول فاصـــله‌ی $\omega_m^k < \omega_m < \omega_m^{F,max}$ با اســـتفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$i_a^F = i_a \left(\frac{\omega_m - \omega_m^{F,max}}{\omega_m^k - \omega_m^{F,max}} \right) \tag{۱۶-۵}$$

در بخش بعدی، قوانین کنترلی که لازم اســت در واحد کنترل DC (نشــان داده شــده در شــکل (۵-۸)) پیاده‌ســازی شــود، توســعه داده می‌شــوند. از توالی عملیاتی که در شــبیه‌سازی اســتفاده شــده اســت، برای راه‌اندازهای ماشــین‌های القایی و سنکرون نیز استفاده خواهد شد. در ابتدا فرض شده است که ماشین در حالت سـکون قرار دارد که در این نقطه از زمان یک گشــتاور پله‌ای برابر با نصـف گشــــتاور حداکثر اعمال می‌شـــود. رفتار راه‌انداز تحت شـــرایط نیمه‌پایدار برای بهره‌برداری روی یک محدوده‌ی داده شده برای سرعت مورد آزمایش قرار گیرد تا بتوان محدودیت‌های مربوط به ســرعت و جریان راه‌انداز را درک کرد. اعمال توالی بهره‌برداری ذکر شــده در بالا برای راه‌انداز، منجر می‌شــود که کنترل‌کننده مقادیر مربوط به جریان و شار آرمیچر را به عنوان تابعی از سرعت تغییر دهد. این موضوع را می‌توان در شکل (۵-۱۱) نیز مشاهده کرد.

با توجه به شکل (۵-۱۱) می‌توان م شاهده کرد که متغیرهای شار (منحنی قرمز رنگ) و جریان به ترتیب نســبت به ψ_f^{max} و i_a^{max} نرمالیزه شــده‌اند. به علاوه محور افقی سرعت نیز ن سبت به سرعت پایه‌ای راه‌انداز یعنی ω_m^b نرمالیزه شده ا ست. هم‌چنین در شکل (۵-۱۱) توان خروجی نرمالیزه شده (ن سبت به سطح توان خروجی حداکثر) بر حسب مشخصه‌ی سرعت شفت نرمالیزه شده‌ی راه‌انداز برای توالی بهره‌برداری انتخابی نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۵-۱۱): خط سیر عملیاتی راه‌انداز یک ماشین DC تحریک مستقل تحت شرایط نیمه پایدار با جریان آرمیچری که در ۵۰ درصد i_a^{max} تنظیم شده است

در شکل (۵-۱۱) سه ناحیه با نام‌های A، B و C نشان داده شده‌اند که هر کدام به یکی محدودیت‌های بهره‌برداری زیر مرتبط هستند:

www.takbook.com

- ✓ سطح مربوط به سرعت پایه (ناحیه‌ی A): محدوده‌ی سرعت بهره‌برداری $\omega_m^b \to 0$ ا ست که به صورت نرمالیزه از $1 \to 0$ بیان می شود. شار ψ_f در مقدار حداکثر خود یعنی ψ_f^{max} تنظیم شــده اســت. با بهره‌برداری از صفر تا جریان نامی i_a^{max}، گشتاوری در خروجی فراهم می‌شود که از صفر تا حداکثر گشـــتاور (نامی) T_e^{max} تغییر می‌کند. در این ناحیه می‌توان گشتاور خروجی را در سطح ثابت حفظ کرد.
- ✓ ســطح تضــعیف میدان (ناحیه‌ی B): محدوده‌ی ســـرعت بهره‌برداری $\omega_m^k \to \omega_m^b$ اســت که به صــورت نرمالیزه از $4 \to 0$ بیان می‌شــود. در مثال عددی داده شـــده مقدار ω_m^k عمدا در مقدار $4\omega_m^b$ تنظیم شـــده ا ست. شار به صورت معکوس با سرعت شفت داده شده در رابطه‌ی (۵-۱۵) متنا سب ا ست. با بهره‌برداری از صفر تا جریان نامی i_a^{max}، توانی در خروجی فراهم می‌شــود که از صــفر تا حداکثر توان خروجی (نامی) p_{out}^{max} تغییر می‌کند. این توان خروجی را می‌توان در یک سطح ثابت حفظ کرد (در حالی که جریان ثابت نگه داشـــته می‌شـــود) از این رو به این ناحیه، ناحیه‌ی توان ثابت نیز گفته می‌شود.
- ✓ ناحیه‌ی اضـــافه ســـرعت (ناحیه‌ی C): محدوده‌ی ســـرعت بهره‌برداری $\omega_m^{F,max} \to \omega_m^k$ ا ست که به صورت نرمالیزه از $5 \to 4$ بیان می شود. در مثال عددی داده شـــده مقدار $\omega_m^{F,max}$ عمدا در مقدار $5\omega_m^b$ تنظیم شـــده ا ست. سطح شار در حداقل سطح تو صیه شده تو سط سازنده‌ی ما شین تنظیم شـــــده اســـــت تـا از جرقـه‌زنی بیش از انـدازه در ترکیـب جاروبک/کموتاتور جلوگیری شــود. جریان آرمیچر طبق رابطه‌ی (۵-۱۷) به صفر کاهش پیدا می‌کند.

www.takbook.com

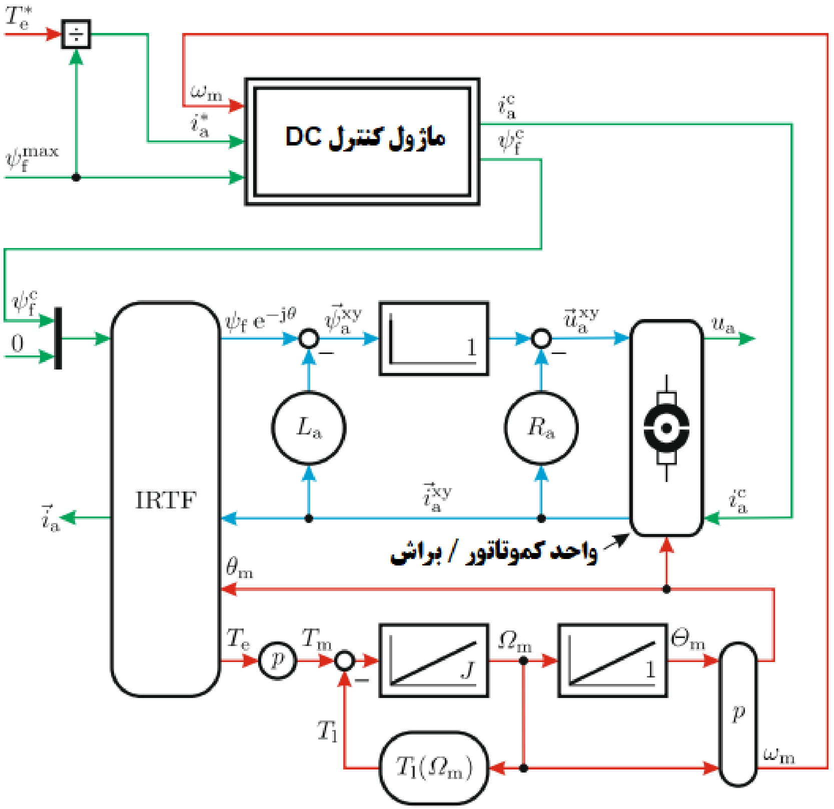
برای توالی عملیاتی انتخاب شـده (که از آن‌ها برای اسـتخراج شـکل (۵-۱۱) اسـتفاده شـده اسـت) یک جریان پله‌ای به مقدار $\frac{1}{2} i_a^{max}$ در زمان صـفر بودن سرعت شفت (در ابتدای کار) اعمال شده ا ست. به علاوه، شار کنترل‌کننده در بالاترین مقدار خود یعنی ψ_f^{max} تنظیم شـده اسـت. نقطه‌ی کار برای بهره‌برداری در زیر سرعت پایه‌ای در شکل (۵-۹) با ا ستفاده از بردار $\vec{i}_a^{dq}$ ن شان داده شده اسـت که روی خط MTPA راه‌انداز قرار دارد. وقتی که راه‌انداز به سـرعت پایه‌ای برسـد، دایره‌ی شـار MF محور عمودی نمودار بلوندل سـنکرون را در نقطه(های) اشباع راه‌انداز قطع خواهد کرد. برای راه‌اندازی فراتر از سرعت پایه‌ای، کنترل‌کننده دایره‌ی شار MF را به و سیله‌ی تغییر سطح شار مطابق با رابطه‌ی (۵-۱۶) روی نقطه‌ی اشـباع راه‌انداز نگه می‌دارد. با افزایش سـرعت در ناحیه‌ی تضـعیف میدان راه‌انداز، ن سبت $L_a i_a^{max} / \psi_f$ نیز افزایش پیدا می‌کند. به دلیل همین مو ضوع ا ست که حد بالای ω_m^k معمولا به بهره‌برداری در حالت تضـعیف میدان (همان‌طور که در شکل (۵-۱۱) نیز می‌توان مشاهده کرد) تحمیل می‌شود.

۵-۳-۳- استفاده از مدل بر پایه‌ی IRTF منبع جریان

فرایند یکپارچه کردن مفاهیم کنترلی با راه‌انداز الکتریکی را می‌توان در ابتدا به کمک یک مدل منبع جریان برای ما شین DC انجام داد. این رهیافت که از آن برای راه‌اندازهای ما شین سنکرون و القایی نیز ا ستفاده می شود، بسیار موثر ا ست چرا که دینامیک‌های کنترل‌کننده‌ی جریان از راه‌انداز حذف می‌شـود. از رفتار دینامیکی و جزییات پیاده‌سـازی کنترل‌کننده‌ی جریان می‌توان صـرف نظر نمود چون ثابت زمانی الکتریکی مرتبط با کنترل جریان معمولا از ثابت زمانی سـمت مکانیکی راه‌انداز (حداقل برای ماشـین‌هایی که از یک سـیم‌پیچی جبران‌کننده

www.takbook.com

ا ستفاده می‌کنند) خیلی کوچک‌تر ا ست. نمایش کلی ما شین DC کنترل شده با جریان بر پایه‌ی IRTF (به شکل (۵-۳) مراجعه شود) با ساختار کنترلی داده شده در شکل (۵-۸)، در شکل (۵-۱۲) نشان داده شده ا ست. گشتاور T_e^* به عنوان متغیر کنترلی ورودی برای کنترل‌کننده در نظر گرفته شـده اسـت. خروجی‌های واحد کنترل DC، مقادیر مرجع جریان i_a^c و مرجع شار میدان ψ_f^c هستند. برای رهیافت بر پایه‌ی جریان که در این بخش در نظر گرفته شده ا ست، مقدار مرجع جریان i_a^c برابر با جریان ما شین خواهد شد. همچنین فرض شده ا ست که شار میدان ψ_f نیز برابر مرجع شار ψ_f^c می‌شود.



شکل (۵-۱۲): راه‌انداز DC با مدل ماشین بر پایه‌ی IRTF منبع جریان

www.takbook.com

در این کنترل‌کننده‌ی راه‌انداز، فرض شده است که سرعت شفت قابل اندازه‌گیری است یعنی طبق شکل (۵-۱۲) یک کدگذار سرعت یا موقعیت به شفت متصل شده است. این رهیافت در بعضی از کاربردها قابل استفاده نیست چرا که فقط یک انتهای شفت در دسترس است (که برای بار استفاده می‌شود) و یا اینکه ملاحظات مربوط به مقاومت و قابلیت اطمینان مانع استفاده از یک حسگر برای شفت می‌شود؛ در این صورت باید از روش‌های بدون حسگر استفاده گردد. در مثال شبیه سازی داده شده در بخش (۵-۴-۳) یک مدل راه‌انداز طبق شکل (۳-۵) مورد بحث قرار گرفته است. این مثال شبیه‌سازی بر اساس مفاهیم کنترل‌کننده‌ی مطرح شده در این بخش و بخش قبلی است.

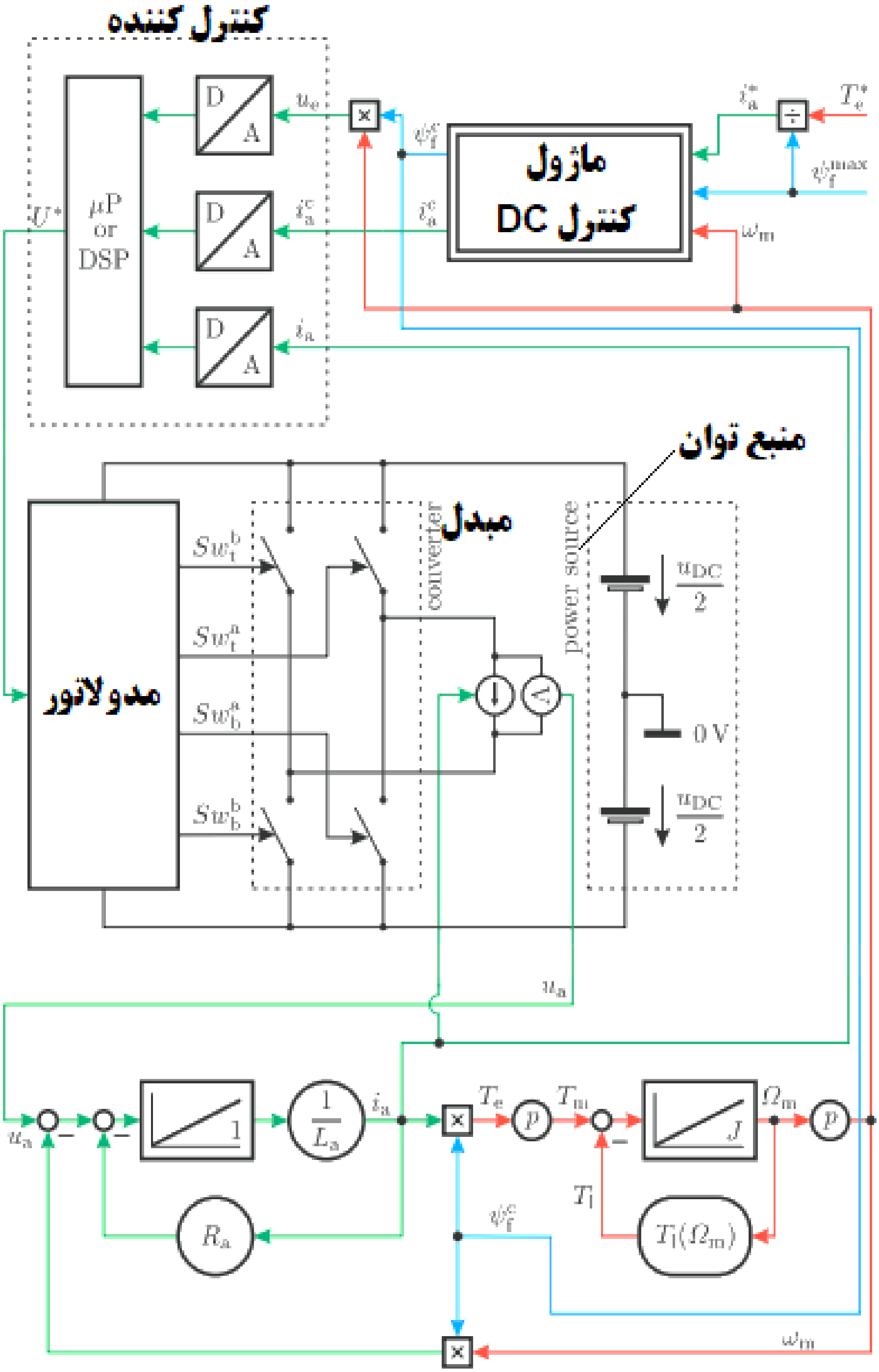
۵-۳-۴- استفاده از یک منبع ولتاژ با یک کنترل جریان بر پایه‌ی مدل

در راه‌اندازهای نوین همان‌طور که در بخش (۲-۳) بحث شد، از مبدل‌های قدرت منبع ولتاژ استفاده می‌شود. در ارتباط با کنترل جریان، از یک کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس که در بخش (۳-۱-۱) بحث شد یا از رهیافت کنترل‌کننده‌ی بر پایه‌ی مدل (به بخش ۳-۱-۲ مراجعه شود) استفاده می‌شود. اغلب از کنترل‌کننده‌های نمونه‌برداری شده به طور منظم استفاده می‌شود و به همین دلیل است که از روش‌های کنترل بر پایه‌ی مدل (که در فصل قبلی مورد بررسی قرار گرفتند) در این بخش نیز استفاده شد. یک مدل متصل‌شده به منبع ولتاژ لازم است و برای این منظور از مدل جهت‌دار میدان بر اساس مجموعه روابط (۵-۷) استفاده می‌شود. راه‌انداز الکتریکی کامل با کنترل‌کننده‌ی DC (که در بخش قبلی معرفی شد) در شکل (۵-۱۳) نشان داده شده است. در این شکل گستره‌ای از مفاهیم معرفی شده در این فصل و دو فصل قبلی در کنار هم قرار گرفته‌اند.

www.takbook.com

مقادیر مربوط به بهره‌های تناســـبی و انتگرالی با اســـتفاده از رابطه‌ی (۳-۸) محاسبه می‌شوند که در آن متغیرهای L و R به ترتیب نشان‌دهنده‌ی اندوکتانس آرمیچر و مقاومت آرمیچر هستند. علاوه بر موارد مطرح شده در بالا مطلوب است که عبارت $u_e = \psi_f^c \omega_m$ (یعنی ولتاژ القایی یا نیروی ضـد محرکه‌ی ماشـین) نیز برای کنترل‌کننده‌ی جریان تولید شود (به رابطه‌ی (۳-۷) مراجعه شود). برای این کار می‌توان از مقدار شـار میدان کنترل‌کننده‌ی DC (ψ_f^c) و سـرعت شـفت اندازه‌گیری شده یعنی ω_m استفاده کرد. در اکثر موارد، مرجع شار کنترل‌کننده یعنی ψ_f^c به مقدار مرجع جریان میدان یعنی i_f^c تبدیل می شود که برای این کار لازم اسـت که اطلاعات مربوط به مشـخصـه‌ی مغناطیس‌کنندگی وارون یعنی $i_f^c(\psi_f^c)$ در دسـترس باشـد. سـپس از کنترل‌کننده‌ی جریان دوم برای کنترل جریان میدان در ماشین استفاده می شود. مثال شبیه سازی داده شده در بخش (۵-۴-۴) این امکان را برای خواننده فراهم می‌کند که شـکل موج‌ها و متغیرهای معرفی شده در مدل راه‌انداز (که در این بخش بررسی شد) به دقت مورد آزمایش قرار دهد. باید توجه کرد که در این مدل‌ها اثر زمان مرده‌ی مبدل در نظر گرفته نشده است.

www.takbook.com



شکل (۵-۱۳): راه‌انداز DC با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و مدل ماشین بر پایه‌ی منبع ولتاژ

www.takbook.com

۵-۴- مثال‌های شبیه‌سازی

۵-۴-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مدل منبع جریان یک ماشین DC جاروبک‌دار با واحد کموتاسیون تیغه‌ای

هدف این مثال شبیه‌سازی، ساخت یک مدل دینامیکی برای ماشین DC کنترل‌شده با جریان است. مقادیر پارامترهای مربوط به این مدل در جدول (۵-۱) داده شده ا ست. مدل مورد نظر با توجه به نمودار کلی این ما شین (که در شکل (۵-۳) داده شده ا ست) ایجاد گردیده ا ست. مدل مربوط به این شبیه سازی در شکل (۵-۱۴) نشان داده شده است.

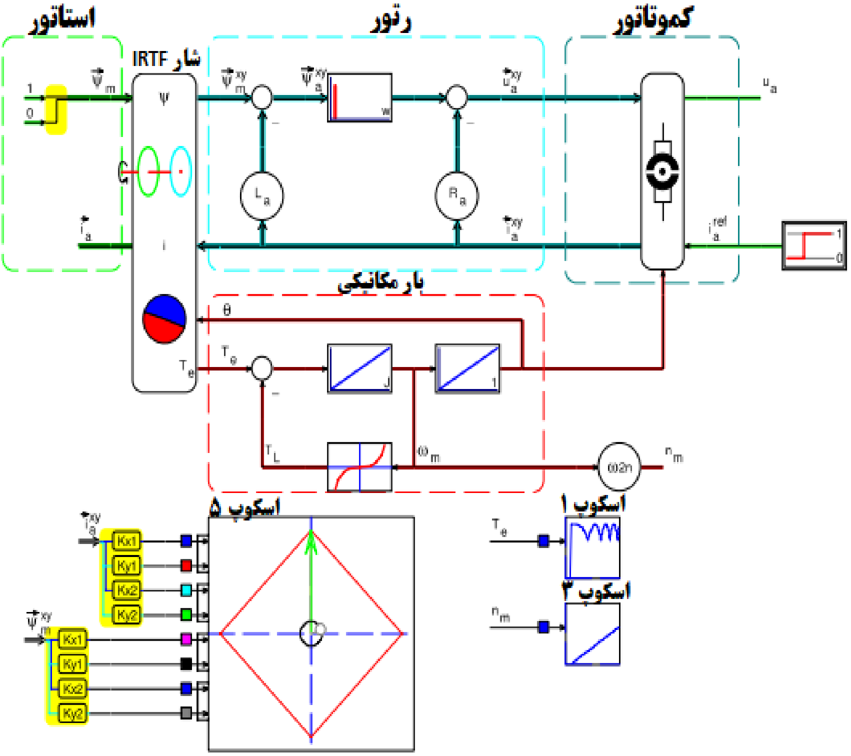
جدول (۵-۱): پارامترهای ماشین DC

پارامترها	مقدار
اندوکتانس آرمیچر L_a	۰,۰۵ هانری
مقاومت آرمیچر R_a	۱۰ اهم
شار میدانی ψ_f	۱ وبر
اینرسی J	۰,۰۰۵ کیلوگرم در مترمربع
سرعت اولیه روتور ω_m	صفر رادیان بر ثانیه

در واحد تیغه‌بندی کموتاتور لازم ا ست که کاربر تعداد تیغه‌ها (N_{seg}) را برای ماشین تعیین کند. واحد تیغه‌بندی کموتاتور واحدی است که ورودی زاویه را برای واحد کموتاتور نشان داده شده در این شکل فراهم می‌کند. در ابتدا تعداد تیغه‌ها را در مقدار $N_{seg} = ۴۰$ تنظیم کنید که این تعداد به اندازه‌ی کافی زیاد است تا یک مدل ایده‌آل (با تعداد بی‌نهایت تیغه) را نشان دهد. البته در مواقعی که لازم نبا شد اثر تیغه‌بندی مدل شود، می‌توان واحد تیغه‌بندی را حذف کرد. در این مثال شبیه‌سازی واحد تیغه‌بندی نیز در مدل لحاظ شده است تا بتوان اثر آن

www.takbook.com

را نمایش داد چرا که این واحد قادر اســت این پدیده را با اســتفاده از یک مدل بر پایه‌ی IRTF اثبات کند.

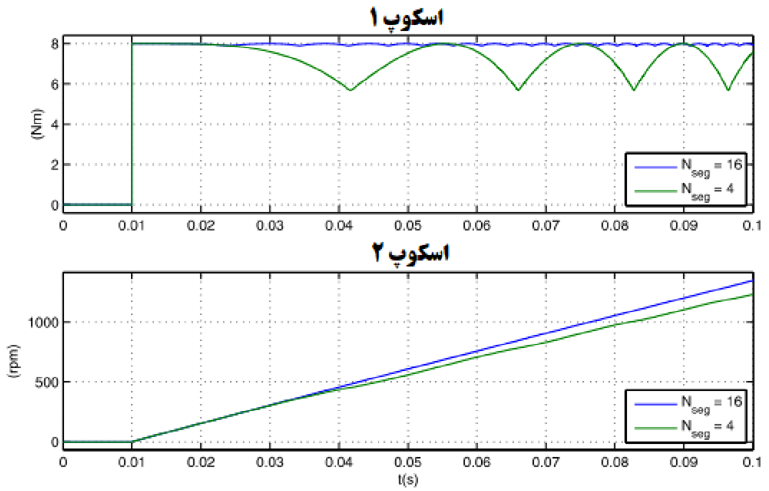


شکل (۵-۱۴): شبیه‌سازی موتور DC جاروبک‌دار کنترل‌شده با جریان با $N_{seg} = ٤$

این ما شین با در نظر گرفتن یک توالی راه‌اندازی از سرعت شفت صفر به همراه یک بار مکانیکی متصــل شــده مورد مطالعه قرار می‌گیرد. فرض شــده اســت که منحنی گشــتاور/ســرعت بار یک تابع درجه‌ی دوم اســت. تنظیمات واحد بار به گونه‌ای در نظر گرفته شده ا ست که یک گ شتاور بار به مقدار ۲ Nm در سرعت ۳۰۰۰ rpm تولید کند. به صــورت الکتریکی یک جریان پله‌ای به مقدار i_a = ۸ A در زمان t = ۱۰ ms به ما شین اعمال می شود. همانند شکل (۵-۱۴) تعدادی از واحدهای نوسان‌نما به مدل اضافه کنید تا بتوانید سرعت شفت (بر حسب rpm) و گشتاور شفت را در طول فرایند شبیه‌سازی مشاهده کنید. در پنجره‌ی محاوره‌ای

www.takbook.com

simulation/simulation parameters اندازه‌ی گام را برابر ۱۰ μs انتخاب کرده و شبیه‌سازی را برای فاصله‌ی زمانی ۰/۱ ثانیه اجرا کنید. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از شبیه سازی برای جریان آرمیچر انتخاب شده و با تنظیمات صورت گرفته برای شـــار میدان و واحد بار در شـــکل (۵-۱۵) برای هر دو مقدار N_{seg} = ١٦ و N_{seg} = ٤ نشان داده شده است. به علاوه، یک نمودار xy (نوسان‌نمای ۳ در شکل (۵-۱۴)) نیز در نظر گرفته شده است تا کاربر بتواند بردارهای $\vec{i}_a^{xy}$ و $\vec{\psi}_m^{xy}$ را مورد ارزیابی قرار دهد. اگر در این شـــبیه‌ســـازی یک ســـرعت مثبت (خلاف جهت عقربه‌های ساعت) برای شفت ظاهر شود، این بردارها در جهت حرکت عقربه‌های ســـاعت خواهند چرخید. از جمله مواردی که باید به آن توجه کرد تغییر بردار جریان اســـت که در زمان تنظیم متغیر تیغه‌بندی N_{seg} در مقادیر پایین اتفاق می‌افتد. به خواننده توصیه می‌شود که حرکت بردارهای فضایی شار و جریان را در طول توالی شـبیه‌سـازی مشـاهده کند چرا که این بردارها درک عمیقی از اصـول بهره‌برداری ماشین DC فراهم می‌کنند.



شکل (۵-۱۵): نتایج شبیه‌سازی برای یک ماشین DC کنترل‌شده با جریان با استفاده از یک منبع جریان و با N_{seg} = ١٦ و N_{seg} = ٤

www.takbook.com

۵-۴-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: مدل‌سازی یک ماشین DC جاروبک‌دار متصل‌شده به یک منبع جریان و منبع ولتاژ

در این مثال شبیه‌سازی به مقایسه‌ی یک ماشین DC جاروبک‌دار کنترل‌شده با ولتاژ و کنترل شده با جریان پرداخته می شود تا مشخص شود که کدام یک از نظر بازدهی بهره‌برداری مناسب‌تر است. برای این منظور یک ماشین مطابق با پارامترهای جدول (۵-۱) در نظر گرفته شده است. از این ماشین در شرایط بی‌باری استفاده می‌شود یعنی هیچ بار مکانیکی خارجی به آن متصل نشده است. یک ولتاژ پله‌ای به مقدار $u_a^* = 80\,V$ در لحظه‌ی t = ۱۰ ms به ماشین متصل‌شده به منبع ولتاژ اعمال می‌شود؛ ماشین در ابتدا ساکن فرض شده است. سرعت شفت در حالت بی‌باری (ω_m^v) در لحظه‌ی t = ۲۰۰ ms به دست می‌آید؛ لازم به ذکر است که بهره‌برداری حالت ماندگار برای ماشین مورد نظر در این لحظه به دست می‌آید. از سرعت شفت بی‌باری ω_m^v مربوط به ماشین متصل شده به منبع ولتاژ برای محاسبه‌ی جریان آرمیچر لازم (i_a^*) استفاده می‌شود؛ این جریان به دست آمده باید در لحظه‌ی t = ۱۰ ms به ماشین متصل شده به منبع جریان اعمال شود تا سرعت شفت یکسانی با ماشین متصل شده به منبع ولتاژ در زمان t = ۲۰۰ ms به دست آید. برای هر دو ماشین انرژی تلف شده را در طول دوره‌ی زمانی اجرای شبیه‌سازی تعیین کنید و بر اساس این نتایج به دست آمده مشخص نمایید که کدام حالت بهره‌برداری از نظر بازدهی مناسب‌تر است. برای به دست آوردن پاسخ این پرسش، از یک مدل نمادین بر پایه‌ی منبع ولتاژ مطابق با شکل (۵-۵) استفاده می شود که این مدل طبق شبیه‌سازی نشان داده شده در شکل (۵-۱۶) باید به مدل کلی تبدیل شود.

در خصوص پیکربندی مربوط به مدل کنترل‌شده با جریان، می‌توان از شکل (۵-۶) به همراه واحدهای مکانیکی مناسب که برای به دست آوردن سرعت شفت

www.takbook.com

ω_m لازم هســـتند، اســـتفاده کرد. به عنوان یک جایگزین می‌توان مدل بر پایه‌ی IRTF را که در مثال شبیه سازی قبلی مورد برر سی قرار گرفت، تو سعه داد. این همان رهیافتی است که از آن در این مثال شبیه‌سازی استفاده شده است که این موضـوع را می‌توان در شـکل (۵-۱۶) نیز مشـاهده کرد. به کمک مجموعه روابط (۴-۶) و $T_1 = 0$ و رابطه‌ی (۵-۷) می‌توان جریان i_a^* لازم برای ماشین متصل شده به منبع جریان را محاسبه کرد تا سرعت شفت ω_m^v حاصل شود. بنابراین داریم:

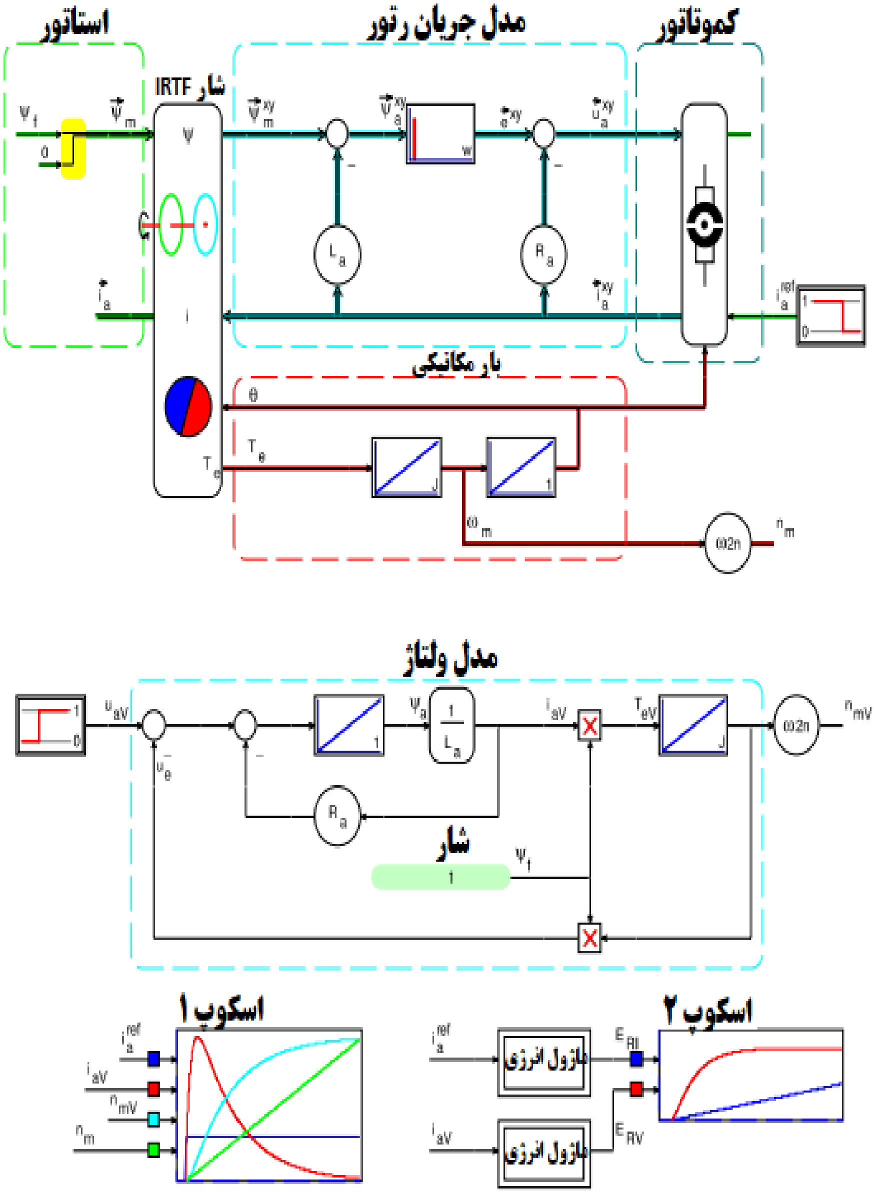
$$i_a^* = \frac{J\omega_m^v}{\psi_f \Delta T} \qquad (۵\text{-}۱۷)$$

در رابطه‌ی فوق، ΔT زمان اجرای ماشین را نشان می‌دهد که در این‌جا برابر $\Delta T = 190\,ms$ اســت. تلفات انرژی در طول فاصــله‌ی زمانی راه‌اندازی با ارزیابی انتگرال $E_d = \int R_a i_a^2 dt$ به د ست می‌آید. این کار در شبیه سازی با ا ستفاده از دو واحد به نام‌های واحد انرژی انجام می گیرد.

نتایج به د ست آمده از شبیه سازی در شکل (۵-۱۶) نشان داده شده‌اند. در این شکل سرعت شفت، جریان و انرژی تلف‌شده برای هر دو ماشین (منحنی‌های سبز مربوط به ما شین متصل شده به منبع ولتاژ هستند) نشان داده شده‌اند. با توجه به شکل (۵-۱۶) می‌توان مشاهده کـرد کـه هـر دو ماشین به سرعت شفت یک سانی برابر با $\omega_m^v = 751 rpm$ می ر سند که تقریبا برابر با سرعت تئوری بدون بار $\omega_m^o = u_a^*/\psi_f$ یعنی $\omega_m^o = 763 rpm$ است. با مقایسه‌ی سطوح انرژی تلف شده در دو ماشـین در انتهای توالی بهره‌برداری می‌توان ثابت کرد که ماشـین متصـل شده به منبع جریان قادر ا ست که با کاهش انرژی تلف شده به مقدار ۴۶ در صد (نسبت به ماشین متصل شده به یک منبع ولتاژ ثابت) به سرعت بهره‌برداری مورد نیاز بر سد. علاوه بر عملکرد دینامیکی بهبودیافته، دا شتن بازدهی بهتر دلیل مهم

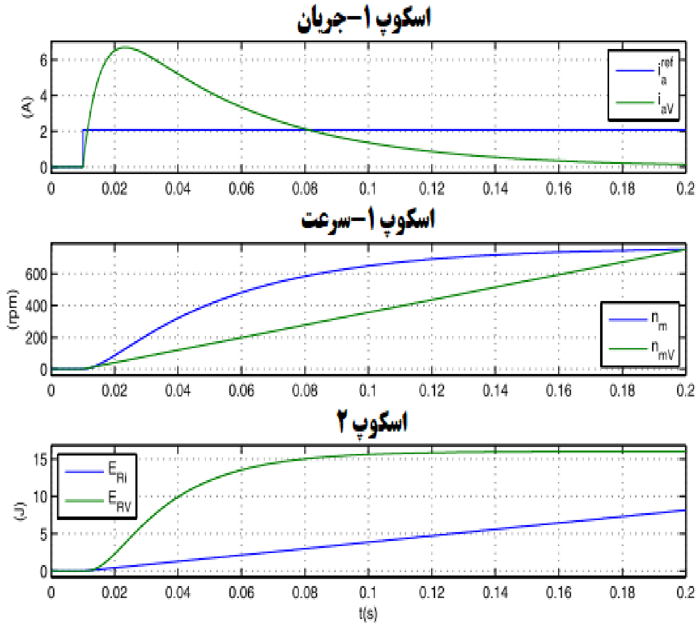
www.takbook.com

دیگری برای اســتفاده از ماشــین‌های کنترل‌شــده با جریان در کاربردهای مربوط راه‌اندازی است.



شکل (۵-۱۶): شبیه‌سازی موتور DC جاروبک‌دار متصل شده به منبع جریان و منبع ولتاژ

www.takbook.com



شکل (۵-۱۷): ماشین DC کنترل‌شده با ولتاژ (منحنی سبز) و کنترل‌شده با جریان (منحنی آبی): جریان آرمیچر i_a، سرعت مکانیکی ω_m و انرژی تلف شده‌ی E_d در طول راه‌اندازی از حالت سکون

۵-۴-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: موتور DC جاروبک‌دار متصل شده به منبع جریان با کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

هدف این مثال شبیه‌سازی آزمایش عملکرد یک کنترل‌کننده‌ی جریان است که مطابق با قوانین کنترلی بحث شده در بخش (۵-۳-۲) بهره‌برداری می‌شود. برای این منظور ماشین DC جاروبک‌دار بر پایه‌ی IRTF که در بخش (۵-۴-۱) معرفی شد، به یک واحد کنترل‌کننده‌ی جریان DC متصل می‌شود؛ این کنترل‌کننده به جریان آرمیچر مرجع i_a^* و سرعت شفت ω_m به عنوان ورودی نیاز دارد. ورودی‌های کنترلی برای راه‌انداز، یک مقدار مرجع برای گشتاور است که باید بین محدوده‌ی $\pm T_e^{max}$ قابل تنظیم باشد. پارامترهای مربوط به بهره‌برداری راه‌انداز در جدول (۵-۲) داده شده‌اند.

www.takbook.com

شکل (۵-۲): پارامترهای راه‌انداز DC

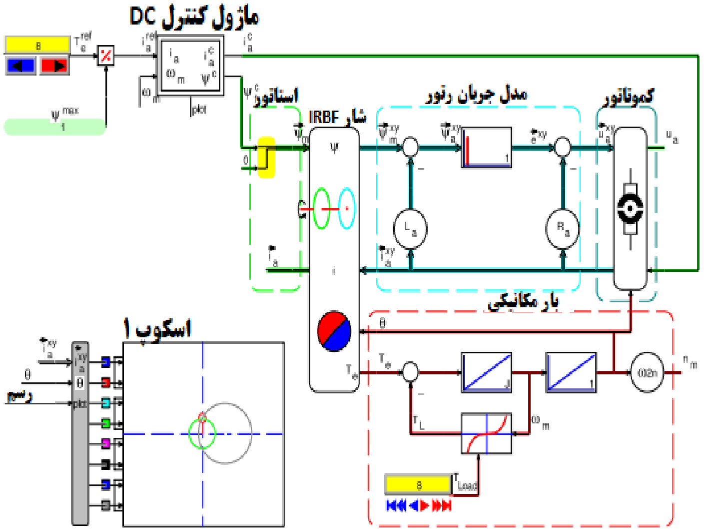
پارامترها	مقدار
حداکثر جریان آرمیچر i_a^{max}	۸ آمپر
حداکثر ولتاژ تغذیه u_a^{max}	۲۰۰ ولت
حداکثر شار میدان ψ_f^{max}	۱ وبر

سرعت پایه‌ای این راه‌انداز (ω_m^b) را با استفاده از داده‌های فراهم‌شده در جدول‌های (۵-۱) و (۵-۲) محاسبه کنید. بهره‌برداری راه‌انداز را در حالت نیمه پایدار به کمک نمودار بلوندل سنکرون مشاهده نمایید. نمودار مورد نظر باید دایره‌ی شار حداکثر، دایره‌ی جریان حداکثر و بردار جریان $\vec{i}_a^{xy}$ را (همان‌طور که در شکل (۵-۳) داده شده است) نشان دهد؛ بردار جریان $\vec{i}_a^{xy}$ باید در یک قاب مرجع dq سنکرون نمایش داده شود. یک مشخصه‌ی درجه‌ی دو برای گشتاور بار بر حسب سرعت فرض شده است. این بار گشتاور ۳۰ Nm را در سرعت ۳۰۰۰ rpm تولید می‌کند.

برای محاسبه‌ی سرعت پایه‌ای می‌توان از رابطه‌ی (۵-۱۱) استفاده کرد که مقدار به دست آمده برای آن برابر با $n_m^b = 1733 rpm$ می شود. مدل شبیه سازی در شکل (۵-۱۸) داده شده است. در این شکل، مدل جریان بر پایه‌ی IRTF به همراه کنترل‌کننده‌ی جریان نشان داده شده است. یک واحد ورودی مرجع گشتاور به شکل واحد updown فراهم شده است که برای بهره‌برداری در محدوده‌ی $\pm 8 Nm$ (که محدودیت‌های مربوط به گشتاور این راه‌انداز است) تنظیم گردیده است. شار میدان ψ_f^c و جریان آرمیچر i_a^c به عنوان خروجی‌های اصلی واحد راه‌انداز DC هستند که در این مثال از آن‌ها به عنوان ورودی در مدل بر پایه‌ی جریان استفاده می شود (کنترل جریان ایده‌آل فرض شده است). واحد کنترل‌کننده شار را طبق قانون کنترلی تعریف شده در رابطه‌ی (۵-۱۴) کنترل می‌کند. لازم به ذکر است که حالت بهره‌برداری اضافه سرعت در واحد

www.takbook.com

کنترل‌کننده‌ی استفاده شده در این مثال شبیه سازی پیاده سازی نشده است. تعدادی خروجی اضافی نیز توسط واحد کنترل DC فراهم می‌شود تا بتوان نمودار بلوندل سنکرون (به شکل (۵-۱۰) مراجعه شود) را به تصویر کشید. این متغیرهای خروجی عبارتند از: $i_a^c = \psi_f^c / L_a$ (که دایره‌ی مربوط به منحنی شار حداکثر را تعریف می‌کند)، i_a^{max} (که دایره‌ی مربوط به جریان حداکثر را تعریف می‌کند) و $i_{av} = u_a^{max} / (\omega_m L_a)$ (که شعاع دایره‌ی شار حداکثر است). به متغیر i_{av} مقدار $(i_s^c + i_a^{max})$ تحمیل شده است تا اندازه‌ی دایره در سرعت‌های پایین محدود شود. بردار جریان $\vec{i}_a^{xy}$ به واحد تبدیل مختصات با ورودی θ متصل شده است که این واحد در خروجی خود بردار $\vec{i}_a^{dq}$ را تولید می‌کند.

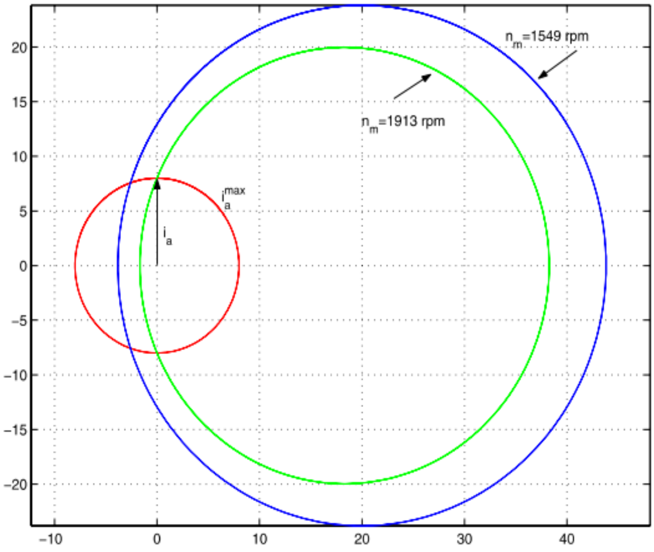


شکل (۵-۱۸): موتور DC جاروبک‌دار متصل شده به منبع جریان با کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

با مشاهده‌ی بهره‌برداری راه‌انداز باید بتوان تایید کرد که در زمانی که جریان آرمیچر در مقدار حداکثر خود تنظیم شده است و سرعت راه‌انداز فراتر از سرعت پایه‌ای افزایش پیدا می‌کند، دامنه‌ی بردار $\vec{e}_a^{xy}$ به مقدار ولتاژ حداکثر ۲۰۰ ولت

www.takbook.com

محدود خواهد شد. هرچند باید توجه کرد که ولتاژ آرمیچر u_a از این مقدار بیش‌تر خواهد شد چرا که در رهیافت کنترلی، افت ولتاژ دو سر مقاومت آرمیچر در نظر گرفته نشده است. مقاومت آرمیچر در این مدل نسبتا بزرگ است. در عمل مقدار افت ولتاژ مقاومتی در مقایسه با مولفه‌ی نیروی ضد محرکه کوچک است اما با این وجود باید اثر آن در نظر گرفته شود.



شکل (۵-۱۹): نتایج شبیه‌سازی برای نمودار بلوندل سنکرون، ماشین کنترل‌شده با جریان با تضعیف میدان

نتایج حاصل از شبیه‌سازی در شکل (۵-۱۹) داده شده است. این شکل نمودار بلوندل سنکرون متعلق به راه‌انداز را برای سرعت‌های بهره‌برداری بالاتر و پایین‌تر از سرعت پایه‌ای $n_m^b = 1733\text{rpm}$ نشان می‌دهد. به علاوه بردار جریان حداکثر $\vec{i}_a^{dq}$ نیز نشان داده شده است. همان‌طور که پیش از این نیز اشاره شد، نسبت بین شار میدان و شار عکس‌العمل آرمیچر عمدا بزرگ انتخاب شده است تا بتوان برای آموزش بهتر، هر دو دایره‌ی شار حداکثر و دایره‌ی جریان حداکثر را در یک نمودار نشان داد.

www.takbook.com

۵-۴-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: بهره‌برداری راه‌انداز DC با استفاده از کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و یک کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

یک کنترل‌کننده‌ی جریان تک‌فاز بر پایه‌ی مدل به همراه پیکربندی یک مبدل/مدوله‌کننده‌ی تمام‌پل (همان‌طور که در مثال شبیه‌سازی (۳-۳-۲) بحث شد) در نظر گرفته‌اند. کنترل‌کننده به یک ماشین DC جاروبک‌دار متصل شده است. پارامترهای مربوط به ماشین و محدودیت‌های بهره‌برداری ولتاژ/جریان راه‌انداز که در این مثال شبیه‌سازی استفاده شده‌اند، مطابق با مقادیر مطرح شده در مثال شبیه‌سازی قبلی هستند. از مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن با زمان نمونه‌برداری $T_s = ۰٫۵$ ms استفاده شده است که این مقدار با فرکانس حامل PWM برابر با z متناظر است. مدل داده شده در مثال شبیه‌سازی (۳-۳-۲) را مطابق با مفهوم راه‌انداز DC ارائه شده در بخش (۵-۳-۴) اصلاح کنید. در این تمرین تنظیمات جدید مربوط به بهره‌های کنترل‌کننده‌ی جریان را تعیین کنید و گشتاور مرجع و گشتاور ماشین را در یک نمودار واحد رسم نمایید و هم‌چنین سرعت شفت را نیز در طول دوره‌ی شبیه‌سازی مشخص نمایید. از یک کنترل‌کننده‌ی ضد جمع‌شوندگی استفاده شده است که مقادیر مربوط به محدودیت خروجی آن باید پیدا شوند. فرض شده است که ماشین بدون هیچ‌گونه بار مکانیکی خارجی بهره‌برداری می‌شود. یک گشتاور مرجع پله‌ای به مقدار $T_e^* = 4\,Nm$ (۵۰ درصد گشتاور نامی) در زمان $t = ۱۰$ ms اعمال می‌شود و مقدار کنترلی در زمان $t = ۱۰۰$ ms معکوس می‌گردد. رفتار راه‌انداز را در طول دوره‌ی شبیه‌سازی $T = ۲۰۰$ ms مورد ارزیابی قرار دهید. اندازه‌ی گام محاسباتی را نیز ۵ میکروثانیه در نظر بگیرید. توضیح دهید که چرا به چنین اندازه‌ی کوچکی برای گام محاسباتی نیاز است.

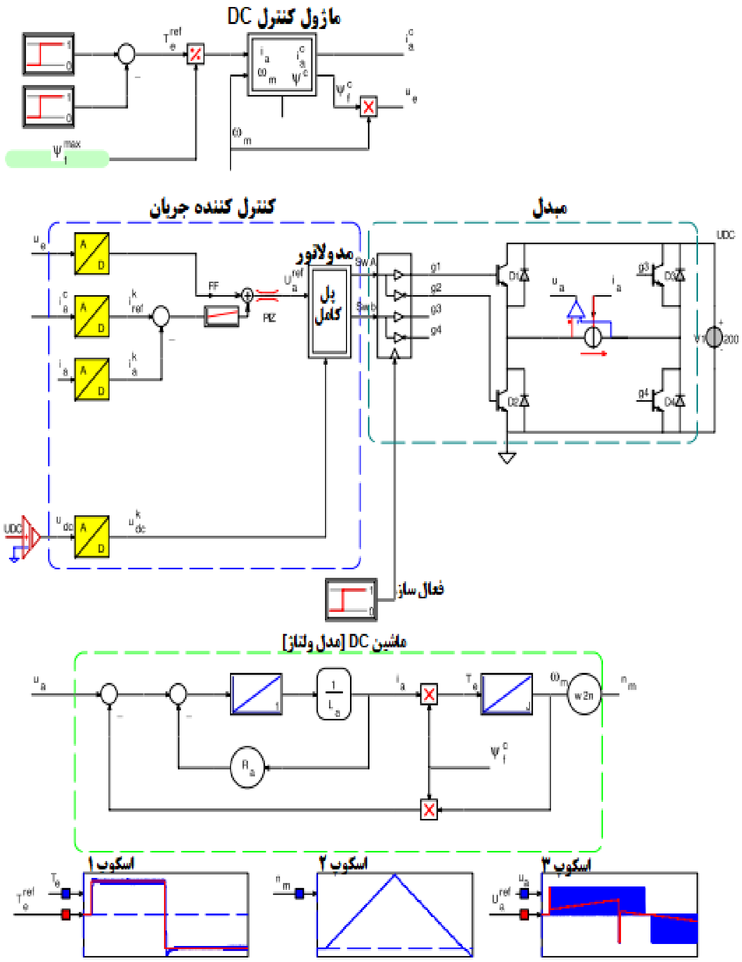
www.takbook.com

مثالی از مدل شبیه‌سازی در شکل (۵-۲۰) داده شده است. این شکل ساختار کنترل‌کننده‌ی مورد نیاز را با کنترل‌کننده‌ی PI و عبارت مربوط به نیروی ضد محرکه‌ی u_e نشان می‌دهد؛ نیروی ضد محرکه با استفاده از سرعت شفت اندازه‌گیری شده و مقدار شار میدان کنترل‌کننده یعنی ψ_f^c محاسبه می‌شود. باید توجه کرد که در این مثال، بهره‌ی تناسبی کنترل‌کننده یعنی $L/T_s + R/2$ عمدتا توسط عبارت القایی تعیین می‌شود چرا که $L/R > T_s/2$ است. بنابراین مقدار آن برابر با $K_p = ۱۰۵,۰$ خواهد بود در حالی که مقدار مربوط به بهره‌ی انتگرالی به صورت $K_i = ۱۰$ به د ست می‌آید. از یک کنترل‌کننده‌ی PI گسسته مجهز به ضد جمع‌شوندگی استفاده شده است که در آن سیگنال تجزیه‌ی اغتشاش (ورودی بالایی) و سیگنال خطای جریان به عنوان ورودی هستند. محدودیت‌های مربوط به ولتاژ خروجی این کنترل‌کننده باید در مقدار حداکثر ولتاژ متوسط در هر نمونه تنظیم شود. در این شرایط، محدودیت مورد نظر باید به صورت $\pm 200\,V$ تنظیم شود چرا که ولتاژ تغذیه در مقدار ۲۰۰ ولت تنظیم شده است.

در پل H بر پایه‌ی IGBT یک مدل جریان کلی به عنوان واحد رابط نشان داده شده است که ولتاژ ورودی را برای مدل کلی ماشین DC جاروبک‌دار (با کموتاتور ایده‌آل) تحریک مستقل فراهم می‌کند. خروجی این مدل، جریان آرمیچر i_a است که از آن به عنوان پس‌خور در مدار مدل و کنترل‌کننده‌ی جریان استفاده می شود که این موضوع را می‌توان در شکل (۵-۲۰) نیز مشاهده کرد. باید توجه کرد که استفاده از مدل مدوله‌کننده/جریان اثر قابل توجهی روی زمان لازم برای محاسبات دارد چون لازم است که تعداد گام‌های زمانی شبیه‌سازی در داخل زمان نمونه‌برداری انتخاب شده جای داده شوند. به همین دلیل، شبیه سازی‌هایی که برای طراحی کنترل استفاده می‌شوند اغلب با ولتاژ متوسط U^* (خروجی

www.takbook.com

کنترل‌کننده‌ی (PI) انجام می‌گردند که این موضـــوع در بخش (۳-۳-۵) نیز بحث شد.

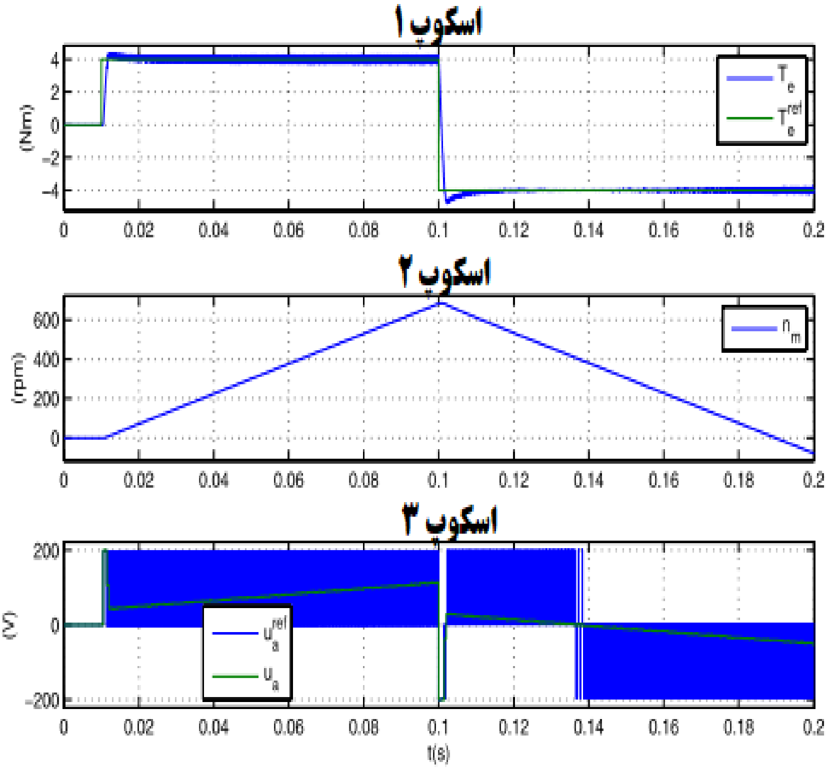


شکل (۵-۲۰): شبیه‌سازی موتور DC جاروبک‌دار متصل شده به منبع جریان با کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

نتایج به دست آمده از این شبیه‌سازی در شکل (۵-۲۱) نشان داده شده‌اند. با توجه به شـــکل (۵-۲۱) می‌توان مشـــاهده کرد که راه‌انداز قادر اســـت تا پاســـخ

www.takbook.com

گشـــتاور مورد نیاز را فراهم کند. یک مولفه‌ی نوســـانی را می‌توان در گشـــتاور مشاهده کرد که به دلیل استفاده از یک مبدل کلیدزنی نمونه‌برداری شده به طور منظم است. همان‌طور که در شکل (۵-۲۱) نشان داده شده است، حداکثر سرعت بهره‌برداری شــفت در این مثال از ســرعت پایه‌ای کم‌تر اســت. در این صــورت کنترل‌کننده‌ی DC در کل مدت زمان شبیه سازی، شار میدان ψ_f^c را در مقدار حداکثر خود یعنی ۱ Wb حفظ می‌کند. توصـــیه می‌شـــود که خواننده این مثال شبیه سازی را مجددا با ا ستفاده از کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس که در بخش (۱-۳-۳) مورد بررسی قرار گرفت، اجرا کند.



شکل (۵-۲۱): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز DC با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل

www.takbook.com

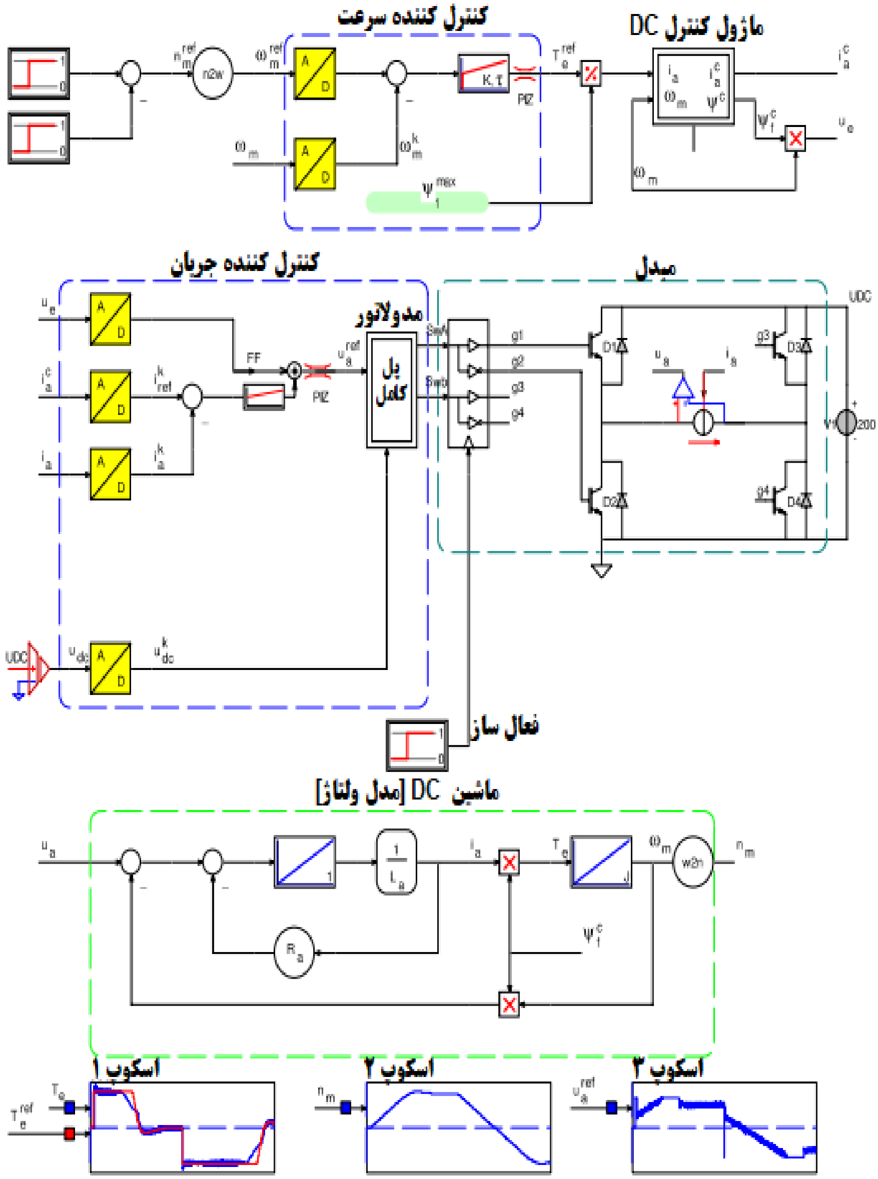
۵-۴-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: راه‌انداز DC با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و حلقه‌ی کنترلی سرعت شفت

هدف این مثال شبیه‌سازی توسعه‌ی مدل قبلی با معرفی یک حلقه‌ی بیرونی کنترل سرعت شفت طبق مباحث مطرح شده در بخش (۴-۴) است. برای این منظور یک کنترل‌کننده‌ی سرعت PI گسسته مجهز به اثر ضد جمع شوندگی به راه‌انداز اضافه کنید و مقادیر مورد نیاز را برای بهره‌ی تناسبی و ثابت زمانی محاسبه نمایید. محدودیت‌های خروجی کنترل‌کننده‌ی سرعت را در مقدار $\pm T_e^{max}$ تنظیم کنید و یک مقدار برای ضریب ضد جمع‌شوندگی k_w تعیین نمایید. زمان اجرای شبیه سازی را ۰/۵ ثانیه در نظر بگیرید و یک سرعت پله‌ای به مقدار $n_m^{ref} = 0 \rightarrow 1500\,rpm$ در زمان t = ۱۰ ms اعمال کنید. مرجع سرعت را در زمان t = ۰٫۲۵ s معکوس کرده و سرعت شفت اندازه‌گیری شده و سرعت شفت مرجع را در طول فاصله‌ی زمانی مشخص شده رسم نمایید. هم‌چنین نمودار گشتاور اندازه‌گیری شده و گشتاور مرجع را بر حسب زمان رسم کنید. سایر پارامترها و تنظیمات شبیه‌سازی بدون تغییر باقی می‌مانند.

مدل شبیه‌سازی در شکل (۵-۲۲) نشان داده شده است. این مدل شامل یک حلقه‌ی کنترل سرعت است که به شکل یک واحد کنترل PI گسسته مجهز به ضد جمع شوندگی نشان داده شده است. ورودی‌های این واحد، سرعت مرجع نمونه‌برداری شده (ω_m^*) و سرعت شفت اندازه‌گیری شده (و نمونه‌برداری شده) هستند. همان‌طور که در بخش (۴-۴) نیز اشاره شد، بهره‌ی K_p و ثابت زمانی τ_i مربوط به کنترل‌کننده‌ی سرعت با استفاده از رابطه‌ی (۴-۴۱) محاسبه می شوند. مقادیر مربوط به بهره‌ی سرعت و ثابت زمانی برای پارامترهای داده شده‌ی راه‌انداز (J و T_s) به ترتیب به صورت K_p = ۰٫۵ Nms/rad و τ_i = ۰٫۰٤ Nm/rad محاسبه شده‌اند. این مقادیر با مقادیر به دست آمده در مثال شبیه سازی بخش (۴-۵-۵)

www.takbook.com

یکسان هستند که در این صورت می‌توان از ضریب جمع شوندگی یکسانی نیز استفاده کرد؛ پس داریم: $k_w = ۱۶m$.

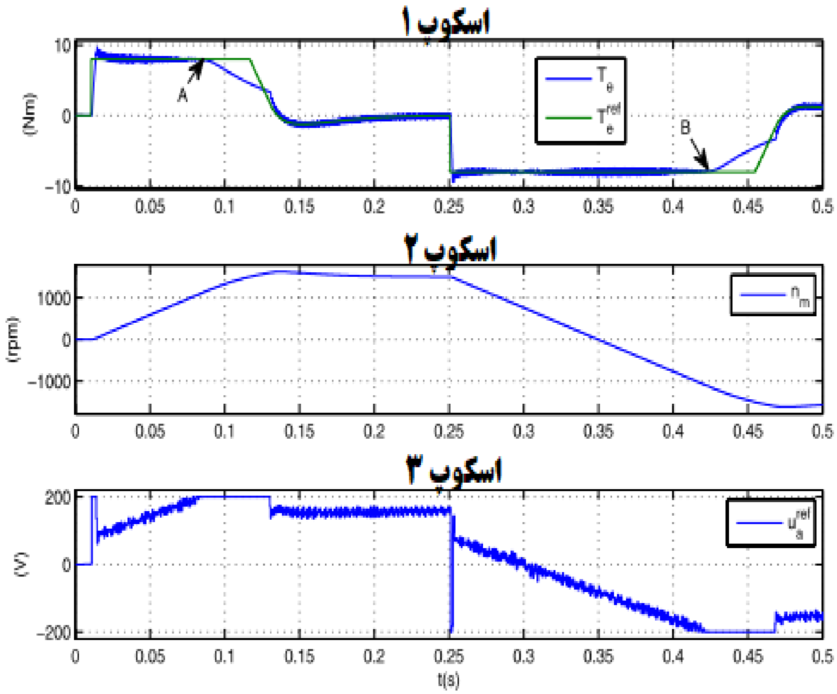


شکل (۵-۲۲): شبیه‌سازی راه‌انداز DC با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و حلقه‌ی کنترلی سرعت شفت

www.takbook.com

نتایج حا صل از شبیه سازی در شکل (۵-۲۳) نشان داده شده‌اند. در این شکل دو نمودار نشان داده شده است که منحنی‌های به دست‌آمده برای سرعت شفت و گشتاور را بعد از اجرای شبیه‌سازی بیان می‌کنند. نتایج نشان داده شده در شکل (۵-۲۳) ثابت می‌کنند که نقاط A و B، شروع یک فاصله‌ی زمانی را نشان می‌دهند که در آن گشتاورهای مرجع و واقعی برابر نیستند. به طور اساسی دو اثر می‌تواند منجر به این پدیده شود. اولین اثر می‌تواند به فعال شدن تضعیف میدان مربوط باشد. هر چند این مورد در این‌جا اتفاق نمی‌افتد چون سرعت پایه‌ای کنترل‌کننده برابر با $n_m^b = 1733\,rpm$ است (مشابه کنترل‌کننده‌ی مطرح شده در بخش ۵-۴-۳). در این جا، کاهش گشتاور ناشی از کنترل‌کننده‌ی جریان است چرا که این کنترل‌کننده در دنبال کردن جریان مرجع با شکست مواجه می‌شود؛ این شکست به این علت رخ می‌دهد که برای حفظ یک جریان مرجع به مقدار ۸ آمپر به ولتاژ تغذیه‌ای نیاز است که مقدار آن از محدودیت تغذیه‌ی ۲۰۰ ولت تجاوز می‌کند. در راه‌اندازهای عملی، محدودیت ولتاژ در کنترل‌کننده‌ی میدان باید در مقادیر کم‌تری تنظیم شود چرا که باید ولتاژ مقاومتی آرمیچر ($R_a i_a$) را نیز در نظر گرفت. بنابراین بهتر است که در مثال نیز حداکثر ولتاژ تغذیه‌ی کنترل‌کننده‌ی میدان کاهش یابد (تا یک سرعت پایه‌ای تقریبا برابر با ۱۱۰۰ rpm برای این مثال به دست آید)؛ در این صورت تضمین می‌شود که کنترل جریان در کل محدوده‌ی سرعت حفظ گردد. در این صورت تضعیف شار باید در نقاط A و B شروع شود. این استدلال لزوم مدل‌سازی جامع (به طوری که یک درک خوب از بهره‌برداری راه‌انداز حاصل شود) را قبل از پیاده‌سازی آزمایشگاهی نشان می‌دهد.

www.takbook.com



شکل (۵-۲۳): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز DC با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل و حلقه‌ی کنترلی سرعت شفت

۵-۴-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: نتایج آزمایشگاهی ماشین DC

از نمونه‌ی آزمایشـــگاهی توصـــیف شـــده در بخش (۱-۴) به عنوان یک مثال استفاده می‌شود تا کاربرد الگوریتم‌های کنترلی توصیف شده نشان داده شوند. در این نمونه‌ی آزمایشگاهی، کنترل ماشین DC پیاده سازی شده است و با استفاده از مدل شبیه سازی راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۵-۲۴) مورد آزمایش قرار می‌گیرد. این شکل سه بلوک اصلی را نشان می‌دهد که شامل کنترل‌کننده، مبدل و مدل ما شین DC ا ست. بلوک کنترل (که TEST_BENCH_DC نامیده شده اســت) شــامل یک کنترل‌کننده‌ی ســرعت و گشــتاور اســت که توســط متغیر DCM_T_OR_S انتخاب می‌شـــود. به علاوه الگوریتم کنترل به متغیرهای زیر

www.takbook.com

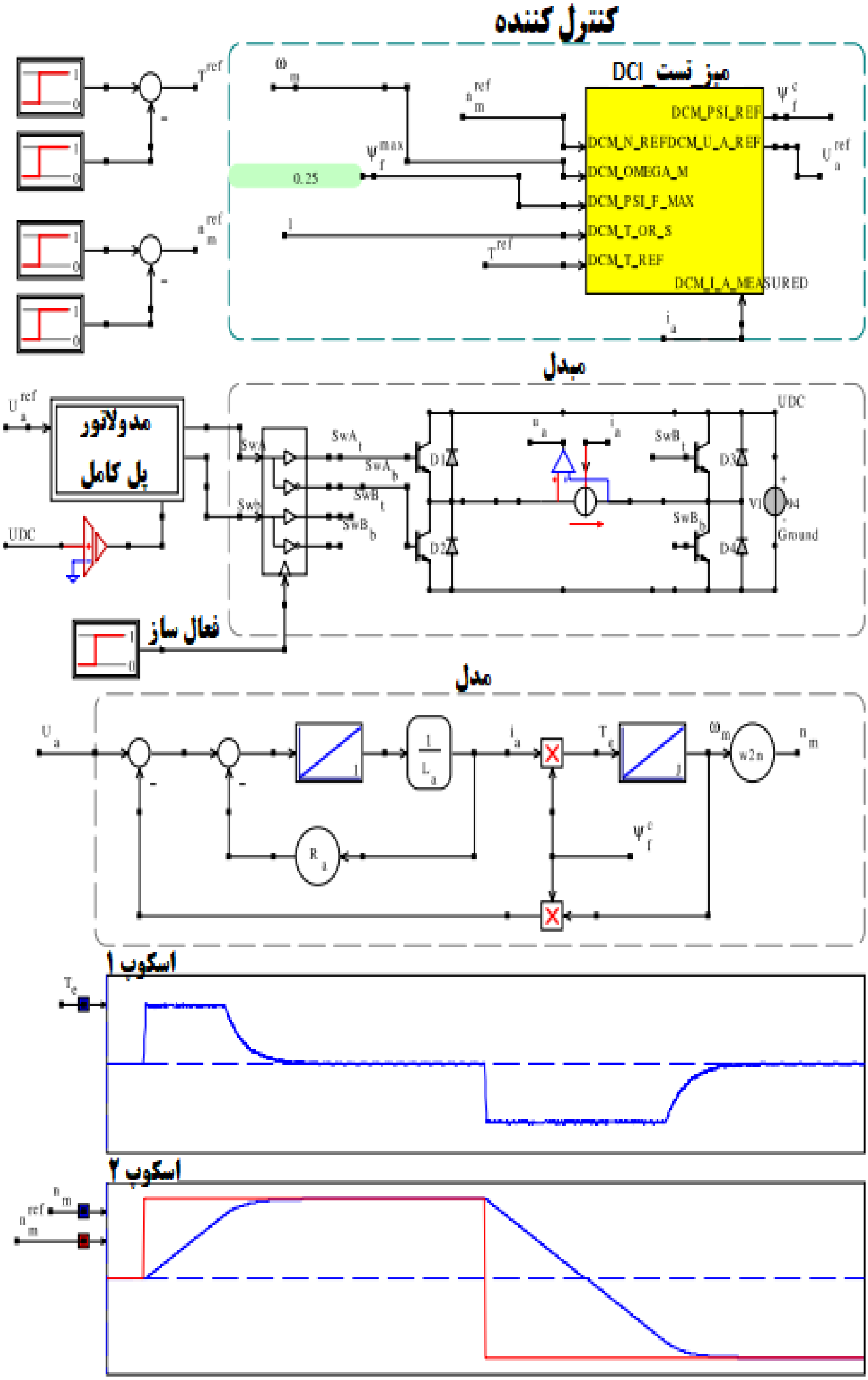
احتیاج دارد: سرعت مرجع (DCM_N_REF)، گشتاور مرجع (DCM_T_REF)، حداکثر شار میدان (DCM_PSI_F_MAX)، جریان آرمیچر اندازه‌گیری شده (DCM_I_A_MEASURED) و سرعت (DCM_OMEGA_M). کنترل‌کننده ولتاژ آرمیچر مرجع (DCM_U_A_REF) و شار میدان مرجع (DCM_PSI_REF) را در خروجی خود محاسبه می‌کند. سپس ولتاژ آرمیچر به یک مدوله‌کننده‌ی تمام پل اعمال می‌شود تا سیگنال‌های کلیدزنی برای مبدل محاسبه شوند. ولتاژ به دست آمده‌ی u_a به واحد ولتاژ ماشین DC اعمال می‌شود تا جریان و گشتاور ماشین محاسبه گردند. دو نوسان‌نمای قرار گرفته در انتهای شکل (۵-۲۴) نتایج شبیه‌سازی مربوط به معکوس‌سازی سرعت را نشان می‌دهند.

بلوک TEST_BENCH_DC با استفاده از تابع C-code نرم افزار CASPOC تولید شده و در کد مربوط به نمونه‌ی آزمایشگاهی جای داده شده است. مشخصات مربوط به ماشین DC در جدول (۵-۳) داده شده است.

شکل (۵-۳): مشخصات ماشین DC

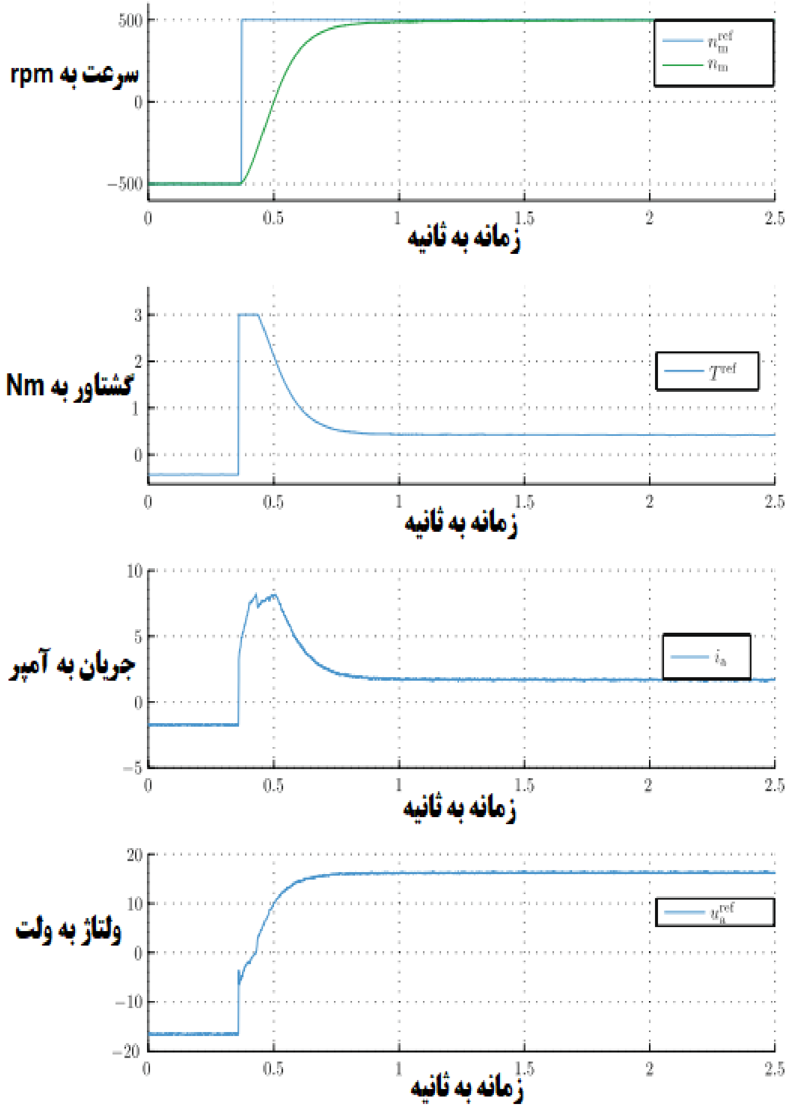
پارامترها	مقدار
قدرت اسمی P	۰٫۷۵ کیلووات
حداکثر ولتاژ آرمیچر u_a^{max}	۲۵ ولت
حداکثر جریان آرمیچر i_a^{max}	۸ آمپر
اندوکتانس آرمیچر L_a	۲٫۵ میلی هانری
حداکثر شار میدان ψ_f^{max}	۰٫۲۵ وبر

www.takbook.com



شکل (۵-۲۴): شبیه‌سازی راه‌انداز DC

www.takbook.com



شکل (۵-۲۵): نتایج آزمایشگاهی مربوط به معکوس‌سازی سرعت ماشین DC

برای نشـــان دادن عملکرد کنترل‌کننده‌ی توســـعه داده شـــده، یک معکوس سازی سرعت از rpm ۵۰۰− به rpm ۵۰۰ در شرایط بی‌باری انجام شده است. در شکل (۵-۲۵) سرعت مرجع n_m^{ref}، سرعت اندازه‌گیری شده‌ی n_m، گشتاور مرجع T^{ref}، جریان آرمیچر i_a و ولتاژ آرمیچر u_a^{ref} نشان داده شده‌اند. یک سرعت پله‌ای

www.takbook.com

تقریبا در زمان ۰/۴ ثانیه اعمال می‌شـــود. بلافاصـــله کنترل‌کننده فرمان حداکثر گشـــتاور مجاز (۳ Nm) را می‌دهد. ولتاژ u_a^{ref} با اســـتفاده از یک کنترل‌کننده‌ی جریان PI مجهز به ضد جمع‌شوندگی تعیین می‌شود.

www.takbook.com

فصل ششم

مفاهیم مربوط به مدل‌سازی ماشین سنکرون

در این فصل به مدل سازی ماشین‌های سنکرون AC سه‌فاز با سیم‌پیچی استاتور توزیع‌شده شبه سینوسی پرداخته می‌شود. تحریک توسط یک سیم‌پیچی روتور فراهم می‌شود که به وسیله‌ی مجموعه‌ی جاروبک/حلقه‌ی لغزان به یک منبع تحریک الکتریکی متصل شده است. می‌توان از آهنرباهای دائم نیز به عنوان جایگزین استفاده کرد که چگالی شار مغناطیسی با یک توزیع شبه سینوسی در فاصله‌ی هوایی تولید می‌کند. هر دو مدل ماشین بر پایه‌ی IRTF برجسته و غیر برجسته در این فصل در نظر گرفته شده‌اند و این مدل‌ها از نقطه نظر رفتار دینامیکی و حالت نیمه پایدار بررسی می‌شوند.

www.takbook.com

رهیافت مدل سازی جهت‌دار میدان به طور مختصر در فصل ۴ معرفی شد. این رهیافت به گونه‌ای توسعه داده می‌شود که مدل جهت‌دار شار روتور مربوط به ماشین غیر برجسته و برجسته را نیز شامل شود. چنین رهیافتی در زمینه‌ی اصول کنترلی مربوط به وارون سازی مدل بسیار حائز اهمیت است. بخش‌های مربوط به مدل‌سازی و کنترل برخلاف فصل قبلی از هم جدا شده‌اند تا درک مطلب برای خواننده تسهیل شود. در ادامه‌ی این فصل مجموعه‌ی جامعی از مثال‌های شبیه‌سازی معرفی شده‌اند تا خواننده بتواند مفاهیم کلیدی بحث شده در این فصل را مورد آزمایش قرار دهد.

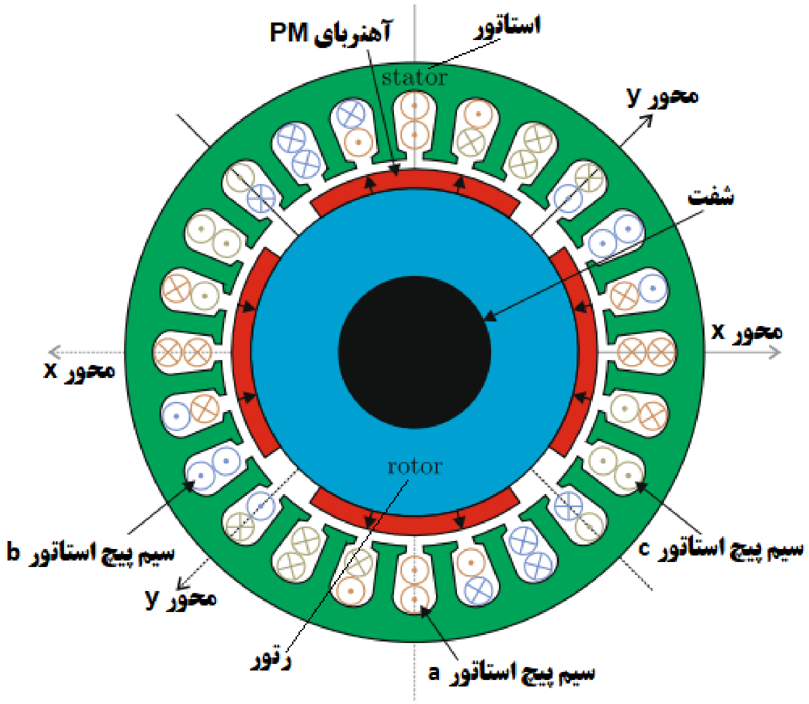
۶–۱– ماشین غیر برجسته

در این بخش مرور مختصری در مورد مدل های نمادین و کلی ماشین سنکرون غیر برجسته به همراه روابط مربوط به آن‌ها ارائه می‌شود. به علاوه مشخصات حالت پایدار ماشین متصل شده به یک منبع ولتاژ نیز در نظر گرفته شده است. خواننده می‌تواند برای دریافت جزئیات بیش‌تر به کتاب *اصول راه‌اندازهای الکتریکی* مراجعه کند.

تحریک در یک ماشین سنکرون می‌تواند یا توسط آهنرباهای دائم فراهم شود یا توسط یک سیم‌پیچی تحریک بر پایه‌ی روتور که جریان میدان i_f را حمل می‌کند. در هر دو مورد، توزیع چگالی شار ناشی از تحریک به صورت سینوسی فرض شده است. به علاوه فرض شده است که اندوکتانس مغناطیس‌کننده در امتداد هر دو محور صفحه‌ی xy با هم برابر هستند. نمای برش مقطعی یک ماشین غیر برجسته‌ی PM در شکل (۶-۱) نشان داده شده است. این شکل استاتور و روتور را با مجموعه‌ای از آهنرباهای نصب شده در سطح روتور نشان می‌دهد. باید توجه کرد که یک مجموعه‌ی دوتایی از محورهای xy وجود دارند چرا که ماشین

www.takbook.com

نشـــان داده شـــده در شـــکل (۶-۱) دارای چهار قطب اســـت. در این ماشـــین سـیم‌پیچی‌های میراکننده وجود ندارند چرا که از این سـیم‌پیچی‌ها در کاربردهای مربوط به راه‌انداز خودتنظیم (که در این کتاب نیز غالبا چنین راه‌اندازهایی در نظر گرفته شده‌اند) معمولا استفاده نمی‌شود تا از تلفات جلوگیری گردد.



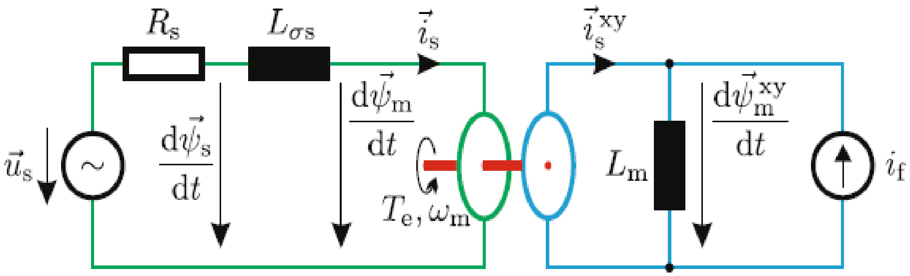
شکل (۶-۱): ماشین سنکرون PM غیر برجسته

۶-۱-۱- مدل نمادین یک ماشین غیر برجسته

این ما شین سنکرون غیر برج سته را می‌توان به و سیله‌ی یک مدل بر پایه‌ی IRTF به صـــورت شـــکل (۶-۲) توصـــیف کرد. این مدل با لحاظ کردن مقاومت استاتور R_s و اندوکتانس نشتی استاتور $L_{\sigma s}$ در مدل ابتدایی معرفی شده در بخش

www.takbook.com

(۴-۲-۲) استخراج شده است. اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی L_m در سمت روتور ماشین نشان داده شده است. در حالت کلی، اندوکتانس‌های یک ماشین غیر برجسته را می‌توان در هر دو سمت واحد IRTF لحاظ کرد. اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی ماشین‌های برجسته به جهت‌گیری روتور بستگی دارد و بنابراین بهتر است که این اندوکتانس در سمت روتور قرار گیرد. به همین دلیل بهتر است که اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی ماشین غیر برجسته نیز در سمت روتور در نظر گرفته شود.



شکل (۶-۲): ماشین سنکرون غیر برجسته

مجموعه روابط متناظر با این ماشین به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad \text{(۶-۱) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s = L_{\sigma s} \vec{i}_s + \vec{\psi}_m \quad \text{(۶-۱) (ب)}$$

$$\vec{\psi}_m^{xy} = L_m \left(\vec{i}_s^{xy} + i_f \right) \quad \text{(۶-۱) (پ)}$$

در مدل نمادین نشان داده شده در شکل (۶-۲) یک رابطه‌ی خطی به صورت $\psi_f = L_m i_f$ بین شار میدان پیوندی ψ_f و جریان تحریک i_f فرض شده است که این کار در بخش (۴-۲-۲) نیز انجام شده بود. در حالت اشباع، ψ_f طبق یک رابطه‌ی غیر خطی از جریان تبعیت می‌کند.

www.takbook.com

با استفاده از تبدیل $\vec{A} = \vec{A}^{xy} e^{j\theta}$ رابطه‌ی (۶-۱) (ب) را می‌توان در مختصات روتور به صورت $\vec{\psi}_s^{xy} = L_{\sigma s} \vec{i}_s^{xy} + \vec{\psi}_m^{xy}$ نوشت. با ترکیب این رابطه با (۶-۱) (پ) و دسته‌بندی بر حسب اندوکتانس‌های $L_{\sigma s}$ و L_m و همچنین جایگذاری $L_m i_f$ با ψ_f، شار پیوندی استاتور به صورت زیر به دست می‌آید:

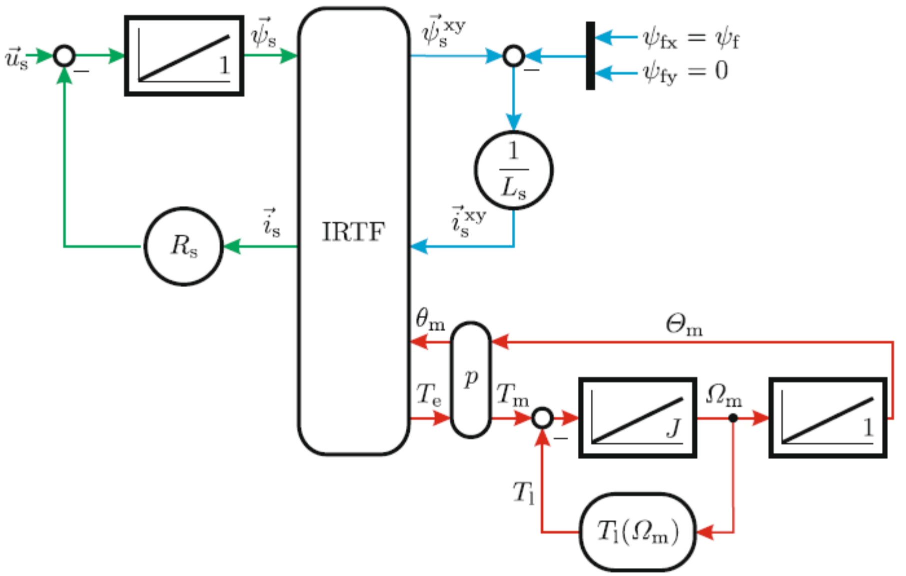
$$\vec{\psi}_s^{xy} = \underbrace{\left(L_{\sigma s} + L_m\right)}_{L_s} \vec{i}_s^{xy} + \psi_f \tag{۶-۲}$$

جمع دو اندوکتانس استفاده شده در رابطه‌ی (۶-۲) نشان‌دهنده‌ی اندوکتانس استاتور (L_s) است. رابطه‌ی (۶-۲) در واقع رابطه‌ی کلی شار پیوندی است که جریان میدان i_f را نیز شامل می‌شود. در شرایط تحریک با آهنربای مغناطیس دائم، شار پیوندی ψ_f به جریان معادل $i_f = \psi_f / L_m$ تبدیل می‌شود چون دیگر نمی‌توان یک منبع شار پیوندی را به طور مستقیم در مدل نمادین مدل کرد. از این رابطه برای توسعه‌ی مدل کلی در بخش بعدی استفاده خواهد شد.

۶-۱-۲- مدل کلی

مدل کلی یک ماشین سنکرون غیر برجسته را می‌توان با استفاده از مدل IRTF بر پایه‌ی جریان یا بر پایه‌ی شار به دست آورد. در این بخش از یک مدل IRTF بر پایه‌ی شار ا ستفاده می شود. مدل کلی ما شین در طرف ا ستاتور و در طرف روتور IRTF به ترتیب با استفاده از روابط (۶-۱) (الف) و (۶-۲) به طور م ستقیم به د ست می‌آید. مدل به د ست آمده در شکل (۶-۳) ن شان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۶-۳): مدل کلی یک ماشین سنکرون که با مجموعه روابط (۶-۱) و (۶-۲) متناظر است

در سمت استاتور از یک انتگرال‌گیر استفاده شده است تا شار پیوندی استاتور یعنی $\vec{\psi}_s$ محاسبه شود. برای این انتگرال‌گیر باید مقدار اولیه‌ی $\vec{\psi}_s(t=0) = \psi_f e^{j\theta}$ فراهم شود که این مقدار در واقع تحریک ماشین در لحظه‌ی شروع بهره‌برداری است.

گشتاور ماشین را می‌توان از IRTF رابطه‌ی (۴-۵) و با استفاده از شار پیوندی استاتور ($\vec{\psi}_s$) و جریان استاتور ($\vec{i}_s$) به صورت $\vec{T}_e = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s$ استخراج کرد. استفاده‌ی این رابطه با رابطه‌ی (۶-۱) (ب) منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$\vec{T}_e = \vec{\psi}_m \times \vec{i}_s + L_{\sigma s} \underbrace{\vec{i}_s \times \vec{i}_s}_{=0} \qquad (۶-۳)$$

که مقدار عبارت دوم در رابطه‌ی فوق برابر صفر است. این نشان می‌دهد که اندوکتانس نشتی $L_{\sigma s}$ روی گشتاور بی تاثیر است. بنابراین برای محاسبه‌ی گشتاور می‌توان یا از بردار شار پیوندی استاتور ($\vec{\psi}_s$) استفاده کرد یا از بردار شار پیوندی مغناطیس‌کننده ($\vec{\psi}_m$). همچنین در شکل (۶-۳) یک واحد بار مکانیکی

www.takbook.com

نشان داده شده است که رابطه‌ی بین گشتاور بار و سرعت شفت را بیان می‌کند. یک مثال شبیه سازی بر اساس مدل کلی نشان داده شده در شکل (۶-۳)، در بخش (۶-۳-۱) بحث شده است.

۶-۱-۳- مدل جهت‌دار روتور: ماشین سنکرون غیر برجسته

در مدل‌های ماشینی که پیش از این در مورد آن‌ها بحث شد، بردارهای فضایی جریان، ولتاژ و شار پیوندی نسبت به قاب مرجع ساکن یا قاب مرجع جهت‌دار شفت تعریف شده بودند. در این بخش یک تبدیل جهت‌دار روتور معرفی می شود که با استفاده از آن روابط فضایی بر پایه‌ی استاتور و روتور (همان‌طور که قبلا در بخش ۴-۲-۲ نشان داده شد) به بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_f^{dq} = \psi_f$ گره می‌خورند. توسعه‌ی یک مدل جهت‌دار روتور برای ساخت یک کنترل جهت‌دار میدان برای ماشین سنکرون غیر برجسته مهم است که این نوع کنترل در فصل بعدی مورد بررسی قرار خواهد گرفت. مجموعه روابط مربوط به مدل غیر برجسته بر پایه‌ی شار روتور به شکل زیر نوشته می‌شود:

$$\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_s^{dq}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \quad \text{(۶-۴) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s^{dq} = L_s \vec{i}_s^{dq} + \psi_f \quad \text{(۶-۴) (ب)}$$

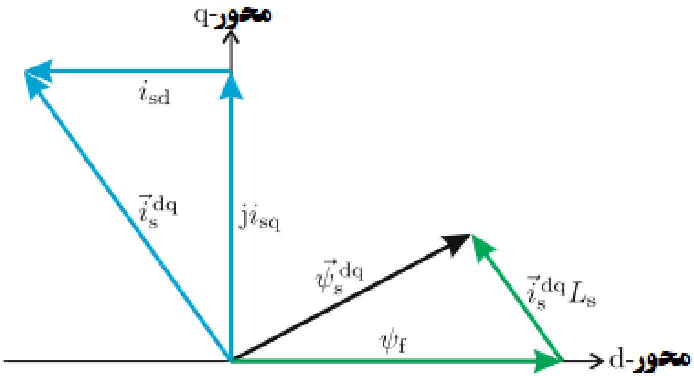
$$T_e = \psi_f i_{sq} \quad \text{(۶-۴) (پ)}$$

تبدیل رابطه‌ی (۶-۱) (الف) به قاب مرجع dq جهت‌دار روتور با استفاده از رابطه‌ی $\vec{A} = \vec{A}^{dq} e^{j\theta}$ نقطه‌ی شروع به دست آوردن نمایش نمادین و کلی مدل جهت‌دار روتور است. به دلیل تبدیل مختصات، عبارتی به شکل $j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq}$ در رابطه‌ی ولتاژ نشان داده شده در (۶-۴) (الف) ظاهر شده است که حاصل عبارت

www.takbook.com

$d(\vec{\psi}_s e^{j\theta})/dt$ برابر با $d\theta/dt = \omega_s$ اســـت. رابطه‌ی شـــار پیوندی در (۶-۴) (ب) نسبت به رابطه‌ی (۶-۲) تغییری نکرده است و فقط اندیس‌ها عوض شده‌اند چرا که قاب مرجع مختصات xy و dq در این‌جا به طور کامل هم‌جهت هستند که این موضـــوع را می‌توان در شـــکل (۶-۴) نیز مشـــاهده کرد. رابطه‌ی کلی گشـــتاور ($\vec{T}_e = \vec{\psi} \times \vec{i}$) به همراه روابط $\vec{\psi} = \vec{\psi}_s^{dq}$ و $\vec{i} = \vec{i}_s^{dq}$ مستقیما منجر به رابطه‌ی (۶-۴) (پ) می‌گردند.

شکل (۶-۴) فرایند به دست آوردن بردار شار پیوندی استاتور را بر حسب جریان استاتور ($\vec{i}_s^{dq}$) نشان می‌دهد که این فرایند توسط رابطه‌ی (۶-۴) (ب) نیز توصیف شده است. در ماشین‌های با مغناطیس دائم، بردار جریان استاتور ($\vec{i}_s^{dq}$) معمولا یک مولفه‌ی جریان با جهت منفی نیز دارد که علت این موضـوع در فصـل بعدی مشخص خواهد شد.



شکل (۶-۴): نمودار برداری با محور مستقیم و متعامد برای ماشین غیر برجسته

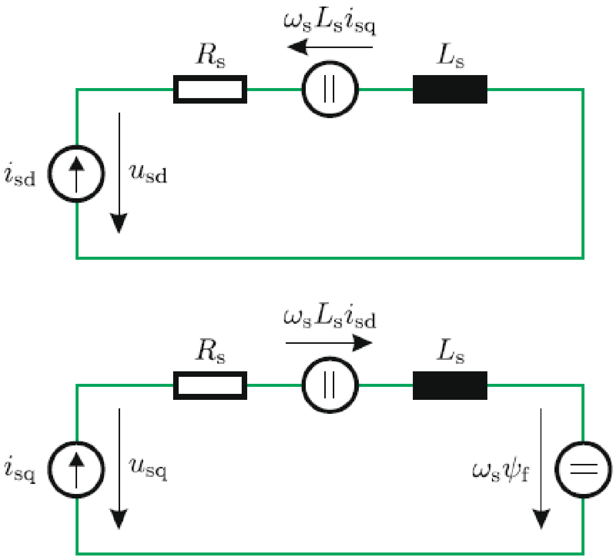
فرایند به دست آوردن یک مدل نمادین برای شار روتور به وسیله‌ی ترکیب روابط ولتاژ و شـــار نشـــتی (که در رابطه‌ی (۶-۴) نشـــان داده شـــده‌اند) صـــورت می‌پذیرد. با جدا کردن مولفه‌های حقیقی و موهومی رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

www.takbook.com

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} \qquad (۶-۵) \text{ (الف)}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} - \omega_s L_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_f \qquad (۶-۵) \text{ (ب)}$$

مجموعه روابط (۶-۵) وجود یک تزویج تقاطعی بین فازها را نشـــان می‌دهد. برای مثال، جریان محور q یعنی i_{sq} منجر به یک مولفه‌ی ولتاژ در محور d (u_{sd}) می‌شود. یکی از ویژگی‌های مهم کنترل ماشین این است که این تزویج تقاطعی را جبران و یا مجموعه روابط (۶-۵) را به طور کامل مجزا کند که این موضـــوع در فصـل بعدی مورد بررســی قرارخواهد گرفت. با اســـتفاده از مجموعه روابط (۶-۵) می‌توان یک نمایش نمادین برای مدل بر پایه‌ی شـــار روتور مطابق شـــکل (۶-۵) استخراج نمود.

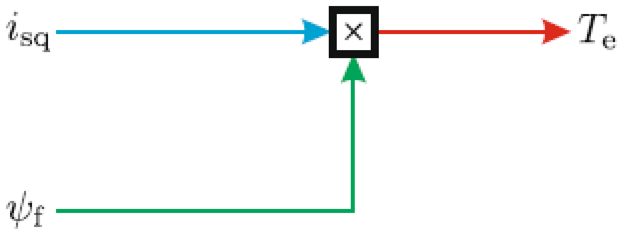


شکل (۶-۵): مدل نمادین جهت‌دار روتور مربوط به یک ماشین غیر برجسته

در شـــکل (۶-۶) یک مدل کلی بر پایه‌ی جریان برای ماشـــین بر پایه‌ی شـــار روتور ن شان داده شده ا ست که این شکل متناظر با شکل (۶-۵) بوده و به طور

www.takbook.com

مستقیم با استفاده از گشتاور مطرح شده در رابطه‌ی (۶-۴) (پ) استخراج شده است. در رابطه‌ی (۶-۴) (پ) می‌توان مشاهده کرد که در یک سیستم مرجع بر پایه‌ی شار، گشتاور به وسیله‌ی مولفه‌ی i_{sq} جریان تولید می‌شود و در نتیجه می‌توان از یک کنترل گشتاور ساده همانند ماشین DC استفاده کرد. مدل نمادین نشان داده شده در شکل (۶-۵) در مثال شبیه‌سازی (۶-۳-۳) مورد بررسی قرار گرفته است.



شکل (۶-۶): مدل کلی جهت‌دار روتور بر پایه‌ی جریان مربوط به ماشین سنکرون غیر برجسته

۶-۱-۴- تجزیه و تحلیل حالت پایدار

در این بخش مرور مختصری در مورد بهره‌برداری ماشین‌های غیر برجسته در حالت پایدار ارائه می شود. هدف این بخش استخراج یک نمودار عملیاتی با عنوان نمودار بلوندل است که می‌توان از آن برای نشان دادن اثر تغییر بار مکانیکی روی مکان هندسی فازور جریان $\underline{i}_s$ استفاده کرد. در چنین نمودارهایی از یک صفحه‌ی مختلط استفاده می‌شود که در آن محور حقیقی با فازور ولتاژ ترمینال ($\underline{u}_s$) هم‌جهت است.

رفتار ماشین در بهره‌ی برداری حالت پایدار را می‌توان با استفاده مجموعه روابط (۶-۴) استخراج کرد؛ البته باید در نظر داشت که مشتق‌های وابسته به زمان در حالت پایدار برابر صفر هستند.

www.takbook.com

(۶-۶) (الف) $\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq}$

(۶-۶) (ب) $\vec{\psi}_s^{dq} = L_s \vec{i}_s^{dq} + \psi_f$

در ادامه فرض شده است که ماشین به یک منبع ولتاژ سه‌فاز با دامنه‌ی ثابت $\hat{u}_s$ و فرکانس زاویه‌ای قابل تنظیم ω_s متصـــل اســت. منبع ولتاژ را می‌توان بر حسب بردارهای فضایی به صورت $\vec{u}_s = \underline{u}_s e^{i\omega_s t} = \hat{u}_s e^{j\omega_s t}$ بیان کرد. در حالت پایدار تمام بردارهای فضایی در مجموعه رابطه‌ی (۶-۶) با سرعت یکسانی می‌چرخند که این سرعت در مختصات dq برابر صفر و در مختصات استاتور برابر ω_s است. بنابراین سیستم به وسیله‌ی موقعیت نسبی بردارهای فضایی نسبت به یکدیگر به طور کامل تو صیف می شود و می‌توان از فازورها برای تو صیف متغیرهای ما شین استفاده کرد که در این صورت مجموعه روابط زیر به دست می‌آیند:

(۶-۷) (الف) $\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s \underline{\psi}_s$

(۶-۷) (ب) $\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + \underline{\psi}_f$

فازورهای ولتاژ اســتاتور با محور حقیقی هم‌جهت هســتند بنابراین $\underline{u}_s = \hat{u}$ خواهد بود. رابطه‌ی مربوط به فازورها در شکل (۶-۷) نشان داده شده است. در این نمودار ولتاژ $\underline{u}_s$، شــار پیوندی $\underline{\psi}_f$ و جریان $\underline{i}_s$ نشــان داده شــده‌اند؛ این متغیرها به وسـیله‌ی رابطه‌ی (۶-۷) به هم مربوط می‌گردند. صـفحه‌ی مختصـات فازور مختلط به رنگ خاکسـتری نشـان داده شـده و محور حقیقی این صـفحه با فازور ولتاژ $\underline{u}_s$ و فازور نیروی ضـد محرکه‌ی $j\omega_s \underline{\psi}_f$ هم‌جهت اســت. با توجه به شــکل (۶-۷) فازور شــار پیوندی میدان ($\underline{\psi}_f$) را می‌توان به صــورت $-j\psi_f e^{j\rho_m}$ نوشت که منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

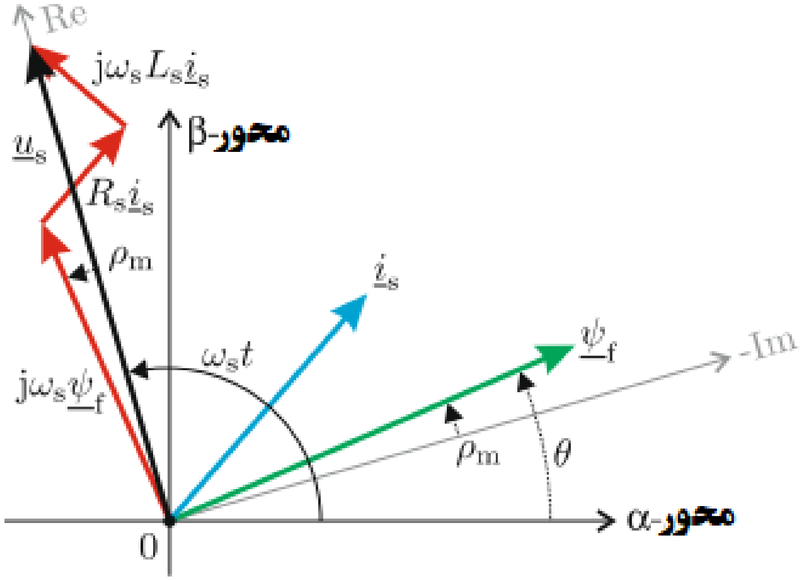
(۶-۸) (الف) $\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s \underline{\psi}_s$

(۶-۸) (ب) $\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s - j\psi_f e^{j\rho_m}$

www.takbook.com

حال می‌توان یک رابطه برای فازور جریان $\underline{i}_s$ با حذف فازور شـــار پیوندی به دست آورد:

$$\underline{i}_s = \frac{\hat{u}_s - \omega_s \psi_f e^{j\rho_m}}{R_s + j\omega_s L_s} \qquad (۶-۹)$$

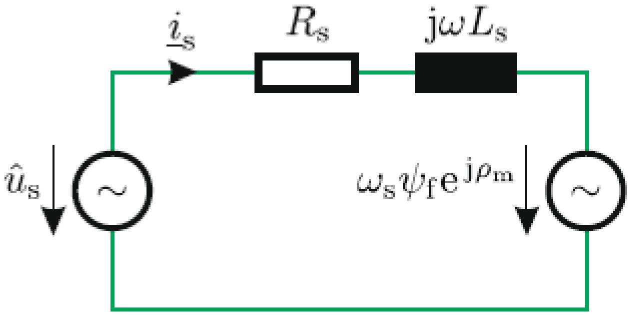


شکل (۶-۷): تعریف زاویه‌ی بار (ρ_m) در نمودار فازوری

رابطه‌ی (۶-۹) را می‌توان با استفاده از مدار معادل نشان داده شده در شکل (۶-۸) نیز بیان کرد. این مدار شـــامل دو منبع ولتاژ اســـت: یکی ولتاژ تغذیه‌ی $\underline{u}_s = \hat{u}_s$ و دیگری نیروی ضـد محرکه‌ی $\omega_s \psi_s$. این شـــبکه‌ی مختلط نشـــان می دهد که جریان $\underline{i}_s$ را می‌توان با اســـتفاده از قضـیه‌ی جمع آثار نیز به دســـت آورد. بنابراین باید مولفه‌های جریان را برای هر منبع ولتاژ به صـورت جداگانه به دســـت آورد سپس به صورت زیر با هم جمع نمود:

www.takbook.com

$$\underline{i}_s = \underbrace{\frac{\hat{u}_s}{R_s + j\omega_s L_s}}_{\underline{i}_{s1}} + \underbrace{\frac{-\omega_s \psi_f e^{j\rho_m}}{R_s + j\omega_s L_s}}_{\underline{i}_{s2}} \qquad (۶-۱۰)$$



شکل (۶-۸): مدل ماشین سنکرون غیر برجسته بر پایه‌ی فازور

نمایش گرافیکی رابطه‌ی (۶-۱۰) در شکل (۶-۹) نشان داده شده است. اگر در رابطه‌ی (۶-۱۰) از عامل $\hat{u}_s / R_s$ فاکتور گرفته شود در آن صورت داریم:

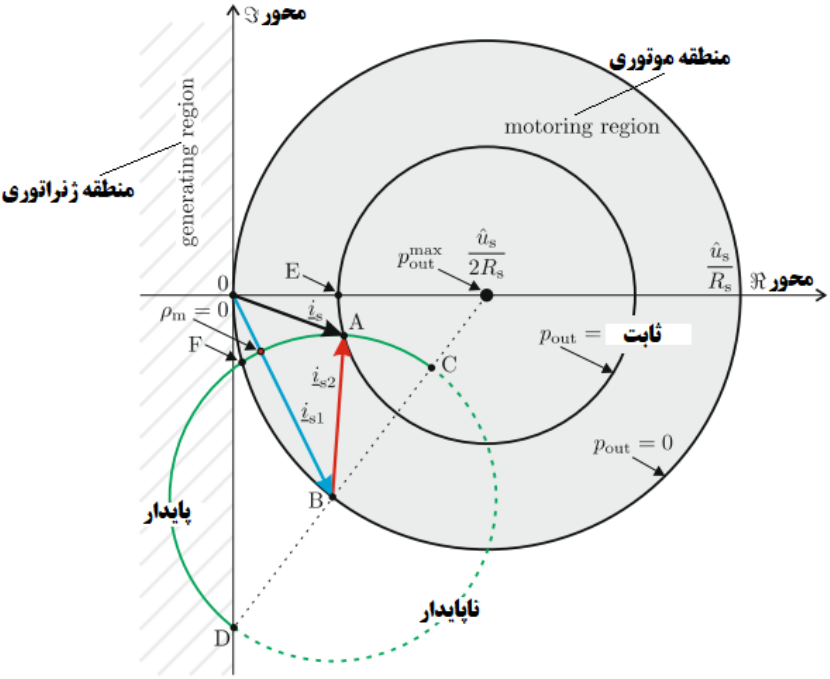
$$\underline{i}_s = \frac{\hat{u}_s}{R_s}\left(\frac{1}{1 + j\dfrac{\omega_s L_s}{R_s}} + \frac{-\dfrac{\omega_s \Psi_f}{\hat{u}_s} e^{j\rho_m}}{1 + j\dfrac{\omega_s L_s}{R_s}}\right) \qquad (۶-۱۱)$$

در شکل (۶-۹)، $\omega_s \Psi_f / \hat{u}_s$ در ۰/۷ و $\omega_s L_s / R_s$ در ۱/۹۶ تنظیم شده است. این شکل دو مولفه‌ی جریان $\underline{i}_{s1}$ و $\underline{i}_{s2}$ را به همراه دایره‌های توان خروجی ثابت (p_{out}) نشان می‌دهد. باید توجه کرد که در ماشین‌های عملی، جریان استاتور $\underline{i}_s$ محدود می‌شود. این محدودیت را می‌توان به وسیله‌ی یک دایره در اطراف مبدا نمودار بلوندل نشان داد که این موضوع در فصل بعدی به طور جزیی مورد بررسی قرار خواهد گرفت. این قید برای تجزیه و تحلیل مطرح شده در اینجا در نظر

www.takbook.com

گرفته نشـده اسـت. خطوط متناظر با توان خروجی ثابت را می‌توان با اســتفاده از رابطه‌ی تعادل انرژی و با این فرض که ماشـــین فقط تلفات اهمی تولید می‌کند، استخراج کرد.

$$\underbrace{\Re\{\underline{u}_s \underline{i}_s^*\}}_{\text{elctrical power}} - \underbrace{R_s \Re\{\underline{i}_s \underline{i}_s^*\}}_{\text{(ohmic) losses}} = \underbrace{p_{out}}_{\text{mechanica output power}} = const \qquad (۶-۱۲)$$



شکل (۶-۹): نمودار بلوندل ماشین سنکرون

بعد از انجام مقداری محاســبات ریاضـــی روی رابطه‌ی (۶-۱۲)، رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\left(\Re\{\underline{i}_s\} - \frac{\hat{u}_s}{2R_s}\right)^2 + \Im\{\underline{i}_s\}^2 = \left(\left(\frac{\hat{u}_s}{2R_s}\right)^2 - \frac{p_{out}}{R_s}\right) \qquad (۶-۱۳)$$

www.takbook.com

رابطه‌ی (۶-۱۳) بیان می‌کند که خطوط توان ثابت به صـــورت دایره‌هایی در صـــفحه‌ی مختلط ظاهر می‌شـــوند که مرکز آن‌ها روی محور حقیقی در نقطه‌ی ($\hat{u}_s/2R_s, 0$) و شعاع آن‌ها برابر $\sqrt{(\hat{u}_s/2R_s)^2 - p_{out}/R_s}$ است. در شکل (۶-۹) دایره‌های توان ثابت نیز نشان داده شده‌اند. دایره‌ی مربوط به توان خروجی صفر دارای شـــعاع $\hat{u}_s/2R_s$ اســـت. به علاوه حداکثر توان خروجی تئوری ماشـــین را می‌توان با تطبیق امپدانس‌های منبع (یعنی ماشـــین الکتریکی) و بار به صـــورت $p_{out}^{max} = \hat{u}_s^2/4R_s$ به دســـت آورد. در شـــکل (۶-۹) حداکثر توان خروجی در مختصات ($\hat{u}_s/2R_s, 0$) نشان داده شده است. لازم به ذکر است که برای یک سرعت شفت مشخص، توان خروجی با گشتاور خروجی متناسب است. نمودار بلوندل دارای تعدادی نقطه‌ی مشـــخصـــه‌ی بهره‌برداری اســـت که در ادامه مورد بررسی قرار می‌گیرند:

- ✓ اگر شار پیوندی میدان یعنی ψ_f برابر صفر باشد، مولفه‌ی $\underline{i}_{s2}$ جریان استاتور نیز صفر می‌شود و در این صورت جریان استاتور $\underline{i}_s$ روی دایره‌ی توان خروجی صفر ($p_{out} = 0$) یعنی نقطه‌ی B قرار می‌گیرد.
- ✓ در طول بهره‌برداری در حالت موتوری، جریان اســـتاتور در داخل دایره‌ی توان صـــفر ($p_{out} = 0$) اســـت و در طول بهره‌برداری در حالت ژنراتوری جریان استاتور در خارج این دایره قرار می‌گیرد.
- ✓ برای یک شـــار پیوندی میدان مشـــخص ($\omega_s\psi_f/\hat{u}_s = const.$) و یک زاویه‌ی بار ($\rho_m$) متغیر، جریان اســـتاتور در دایره‌ی ســـبز رنگ قرار می‌گیرد. شعاع این دایره با شار پیوندی میدان (ψ_f) متناسب است. اگر هیچ گشتاوری تولید نشود، نقطه‌ی بهره‌برداری در نقطه‌ی F با $\rho_m = 0$ قرار می‌گیرد. با افزایش گشـــتاور بار ($\rho_m < 0$)، ماشـــین وارد ناحیه‌ی موتوری می‌شود و توان خروجی افزایش پیدا می‌کند. فاصله‌ی بین نقطه‌ی

www.takbook.com

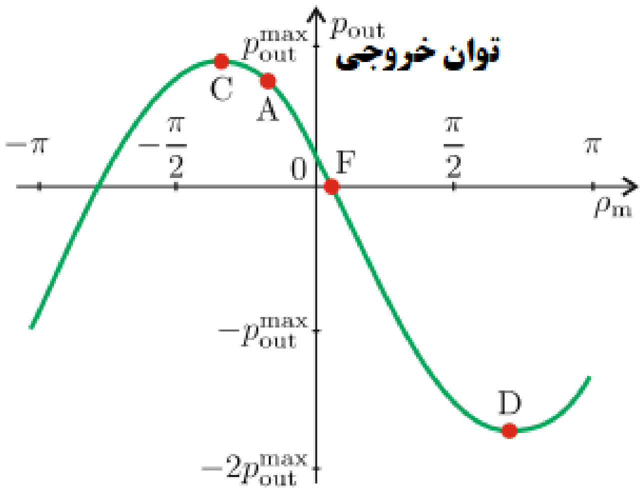
بهره‌برداری تا نقطه‌ی توان خروجی حداکثر (p_{out}^{max})، توان خروجی را تعیین می‌کند. هرچقدر این فاصله کوتاه‌تر باشد، توان خروجی بیش‌تر است. به این معنی که بهره‌برداری با یک فازور جریان در نقطه‌ی C منجر به تولید بیش‌ترین توان ممکن برای یک شار میدان پیوندی مشخص می‌گردد. این نقطه‌ی بهره‌برداری، محدودیت بهره‌برداری در حالت ماندگار را نیز مشخص می‌کند.

- ✓ برای یک توان خروجی مشخص (برای مثال) در نقطه‌ی A، می‌توان جریان استاتور را با تغییر شار تحریک پیوندی کاهش داد. حداقل جریان استاتور در نقطه‌ی E به دست می‌آید که با ضریب توان واحد متناظر است.
- ✓ نمدار بلوندل شکل (۶-۹) با استفاده از نسبت‌های $\omega_s\psi_f/\hat{u}_s = 0.7$ و $\omega_s L_s/R_s = 1.96$ نشان داده شده است. در شرایطی که نسبت $\omega_s\psi_f/\hat{u}_s$ به مقدار ۱/۱ افزایش پیدا کند، خط سیر نقطه‌ی انتهایی بردار جریان و نقطه‌ی توان حداکثر یکدیگر را قطع خواهند کرد.

با استفاده از روابط (۶-۷) (ب) و (۶-۹) به همراه رابطه‌ی گشتاور یعنی $\vec{T}_e = \underline{\psi}_s \times \underline{i}_s$ می‌توان توان خروجی را به عنوان تابعی از زاویه‌ی بار نوشت. به عنوان جایگزینی برای روش ذکر شده، از رابطه‌ی تعادل توان (که در رابطه‌ی (۶-۱) مطرح شده است) نیز می‌توان استفاده کرد. رابطه‌ی به دست آمده با استفاده از نسبت $p_{out}^{n} = p_{out}/p_{out}^{max}$ نرمالیزه می‌شود. نمایش گرافیکی توان خروجی نرمالیزه شده به عنوان تابعی از زاویه‌ی بار در شکل (۶-۱۰) با $\omega_s\psi_f/\hat{u}_s = 0.7$ و $\omega_s L_s/R_s = 1.96$ نشان داده شده است. پارامترهایی که در این‌جا استفاده شده‌اند با پارامترهای استفاده شده در شکل (۶-۹) یکسان هستند.

www.takbook.com

در شکل (۶-۱۰) نیز نقاط بهره‌برداری یکسانی نشان داده شده‌اند تا عمل مقایسه بهتر صورت پذیرد. یک مثال شبیه سازی در بخش (۶-۳-۲) مطرح شده است که استفاده از نمودار بلوندل را ثابت می‌کند.



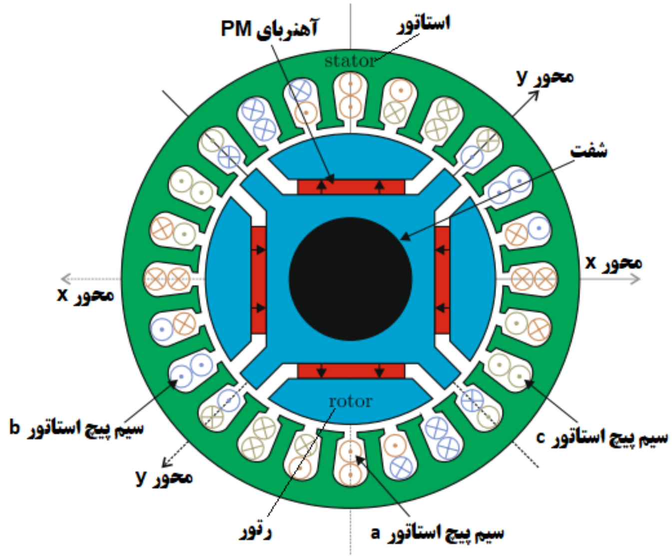
شکل (۶-۱۰): منحنی توان خروجی بر حسب زاویه‌ی بار

۶-۲- ماشین سنکرون برجسته

ماشین‌های سنکرون برجسته دارای رلوکتانسی هستند که به موقعیت روتور وابسته است. یک نوع رایج از ماشین‌های سنکرون برجسته، ماشین مغناطیس دائم داخلی است که آهنرباها در داخل ورقه‌های روتور قرار می‌گیرند. نمای برش مقطعی یک ماشین آهنربای داخلی با چهار قطب در شکل (۶-۱۱) نشان داده شده است. در راستای محور x، آهن‌رباها در مسیر شار هستند و به دلیل نفوذ پذیری مغناطیسی پایین، شکاف هوایی موثر را افزایش می‌دهند. در راستای محور y آهن‌رباها اثری ندارند و شکاف هوایی بدون تغییر باقی می‌ماند. در نتیجه اندوکتانس های مغناطیس‌کننده‌ی L_{mx} و L_{my} (اندوکتانس های مربوط به

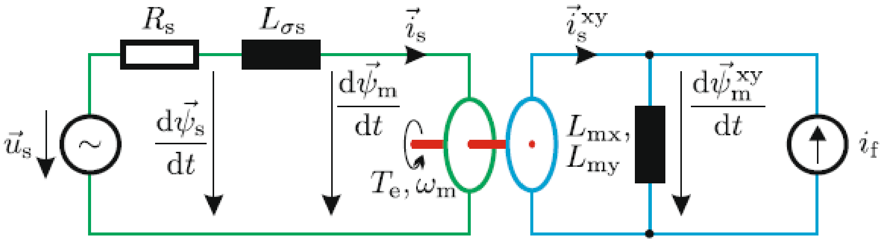
www.takbook.com

محورهای x و y) متفاوت هســـتند. در این مثال، اندوکتانس L_{my} از اندوکتانس L_{mx} بزرگ‌تر است. این حالت معمولا برای ماشین‌های آهنربای داخلی رخ می‌دهد اما در ماشـــین‌های قطب برجســـته معمولا L_{my} از L_{mx} کوچک‌تر اســـت. مدل بر پایه‌ی IRTF برای یک ماشین برجسته در شکل (۶-۱۲) نشان داده شده است؛ این مدل اندوکتانس مغناطیس‌کننده را در ســـمت روتور نشـــان می‌دهد. این اندوکتانس از دو مولفه‌ی L_{mx} و L_{my} تشکیل شده است که روی بخش‌های حقیقی و موهومی جریان اثر می‌گذارند. لازم به ذکر اســـت که به دلیل برجســـته بودن روتور، این اندوکتانس‌ها را نمی‌توان در ســـمت اســـتاتور IRTF نشـــان داد. انتقال اندوکتانس به سمت روتور باعث می‌شود که یک اندوکتانس وابسته به زاویه ایجاد شـــود (که با روتور می‌چرخد) و در نتیجه مدل پیچیده می‌گردد. لازم نیســـت که تغییرات دیگری در مدل IRTF غیر برجسته (نشان داده شده در شکل (۶-۲)) اعمال شود و مقاومت استاتور R_s و اندوکتانس نشتی استاتور $L_{\sigma s}$ در جای خود باقی می‌مانند.



شکل (۶-۱۱): ماشین سنکرون مغناطیس دائم برجسته

www.takbook.com



شکل (۶-۱۲): ماشین سنکرون با روتور برجسته

روابط حاکم بر این ماشین در مجموعه‌ی روابط (۶-۱۴) بیان شده است. رابطه‌ی (۶-۱۴) (ب) با تبدیل رابطه‌ی (۶-۱) (ب) به مختصات روتور با استفاده از $\vec{A} = \vec{A}^{xy} e^{j\theta}$ به دست آمده است:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \qquad \text{(۶-۱۴) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s^{xy} = L_{\sigma s} \vec{i}_s^{xy} + \vec{\psi}_m^{xy} \qquad \text{(۶-۱۴) (ب)}$$

$$\psi_{mx} = L_{mx} \left(i_{sx} + i_f \right) \qquad \text{(۶-۱۴) (پ)}$$

$$\psi_{my} = L_{my} i_{sy} \qquad \text{(۶-۱۴) (ت)}$$

همانند ماشین غیر برجسته، با استفاده از مرتب‌سازی دوباره‌ی اندوکتانس های $L_{\sigma s}$، L_{mx} و L_{my} و معرفی متغیر $\psi_f = L_{mx} i_f$ می‌توان مدل نمادین نشان داده شده در شکل (۶-۱۲) را ساده نمود. در این صورت روابط (۶-۱۴) (پ)، (۶-۱۴) (ت) و (۶-۱۴) (ب) به شکل زیر نوشته می‌شوند:

$$\psi_{sx} = \underbrace{\left(L_{mx} + L_{\sigma s} \right)}_{L_{sd}} i_{sx} + \psi_f \qquad \text{(۶-۱۵) (الف)}$$

$$\psi_{sy} = \underbrace{\left(L_{my} + L_{\sigma s} \right)}_{L_{sq}} i_{sy} \qquad \text{(۶-۱۵) (ب)}$$

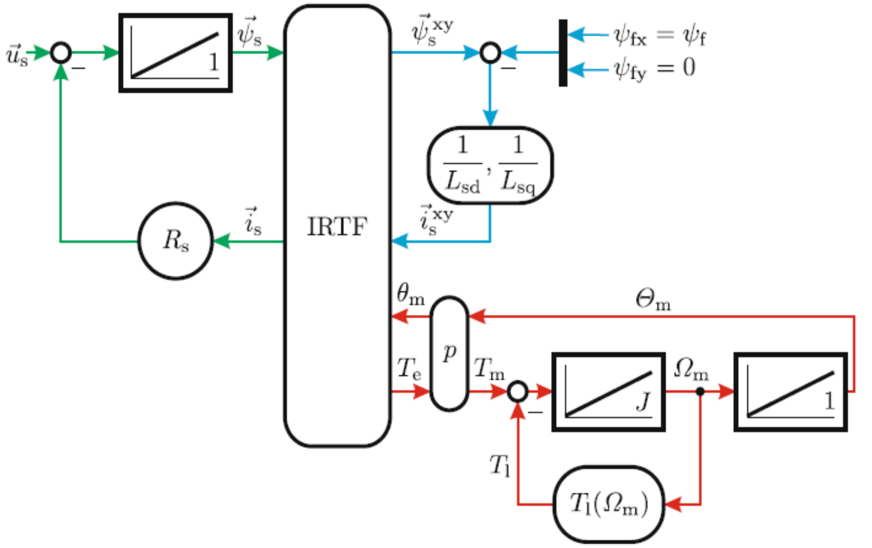
www.takbook.com

دو پارامتر L_{sd} و L_{sq} به ترتیب اندوکتانس‌های سنکرون محور مستقیم و متعامد را بیان می‌کنند. باید توجه کرد که از عبارت‌های محور مستقیم و متعامد برای نشان دادن صفحه‌ی مختلطی استفاده می شود که نسبت به یک بردار شار پیوندی جهت‌دهی شده است. برای ماشین‌های سنکرون معمولا از بردار شار میدان پیوندی یعنی $\psi_f = \vec{\psi}_f^{dq} = \vec{\psi}_f^{xy}$ برای جهت‌دهی این صفحه‌ی مختلط استفاده می‌شود. بنابراین برای ماشین سنکرون، صفحه‌ی مختلط متشکل از محورهای مستقیم و متعامد با صفحه‌ی مختلط xy بر پایه‌ی روتور جهت‌دهی می‌گردد.

۶-۲-۱- مدل کلی

مدل کلی ماشین سنکرون برجسته به طور مستقیم از مدل غیر برجسته‌ی نشان داده شده در شکل (۶-۳) تبعیت می‌کند. برای مدل برجسته، واحد بهره‌ی $1/L_s$ که در شکل (۶-۳) نشان داده شده است باید با یک بهره‌ی $1/L_{sd}, 1/L_{sq}$ مطابق شکل (۶-۱۳) جایگزین شود. بردارهای ورودی و خروجی این واحد بهره بدون تغییر باقی می‌مانند در حالی که متغیرهای بهره با استفاده از مجموعه روابط (۶-۱۵) تعریف می‌شوند. همانند مورد غیر برجسته، شار میدان پیوندی ψ_f توسط یک سیم‌پیچی تحریک که جریان i_f را حمل می‌کند و یا توسط آهنرباهای دائم (که در شکل (۶-۱۱) نشان داده شده است) تغذیه می‌شود.

www.takbook.com



شکل (۶-۱۳): مدل کلی ماشین سنکرون با روتور برجسته

۶-۲-۲- مدل جهت‌دار روتور برای ماشین سنکرون برجسته

فرایند تبدیل مختصات برای استخراج یک نمایش نمادین و کلی برای مدل جهت‌دار روتور یک ما شین برج سته، م شابه فرایند به کار رفته برای ما شین غیر برجسته در بخش (۶-۱-۳) ا ست. این فرایند به کمک روابط (۶-۱۴) (الف) و (۶-۱۵) آغاز می‌شود. برای یک مدل بر پایه‌ی شار روتور، قاب مرجع سنکرون با محورهای مستقیم و متعامد همانند شکل (۶-۱۴) به بردار شار پیوندی میدان یعنی ψ_f مرتبط می‌شود.

مجموعه روابط مربوط به مدل بر پایه‌ی شار روتور برجسته به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_s^{dq}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \quad \text{(۶-۱۶) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s^{dq} = L_{sd} i_{sd} + jL_{sq} i_{sq} + \psi_f \quad \text{(۶-۱۶) (ب)}$$

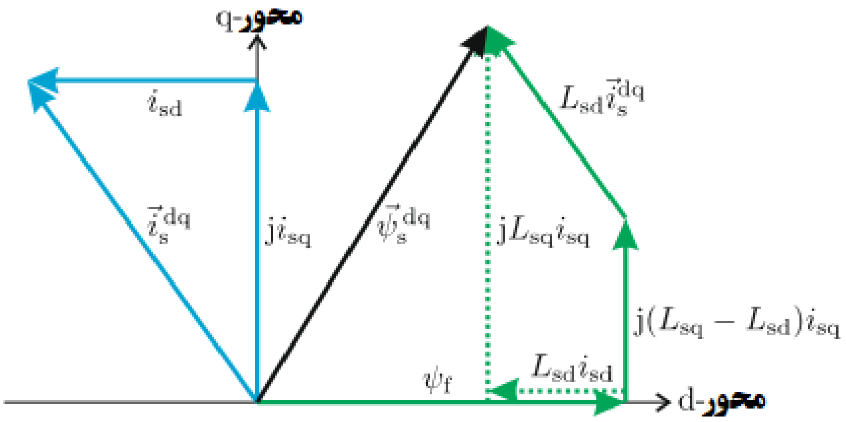
www.takbook.com

$$T_e = \underbrace{\psi_f i_{sq}}_{\text{electromagnetic torque}} + \underbrace{\left(L_{sd} - L_{sq}\right) i_{sd} i_{sq}}_{\text{reluctance torque}} \qquad \text{(۶-۱۶) (پ)}$$

ولتاژ اســـتاتور در رابطه‌ی (۶-۱۶) (الف) برای مدل بر پایه‌ی شـــار روتور برجسته در مختصات سنکرون با رابطه ی به د ست آمده برای مورد غیر برجسته یکسان ا ست (به رابطه‌ی (۶-۴) (الف) مراجعه شود). رابطه‌ی شار پیوندی که در (۶-۱۶) (ب) داده شده ا ست با مجموعه روابط (۶-۱۵) متفاوت ا ست؛ هرچند که قاب مرجع xy به طور کامل با قاب مرجع dq در یک را ستا قرار دارد. رابطه‌ی (۶-۱۶) (پ) با اســتفاده از رابطه‌ی کلی گشــتاور یعنی $\vec{T}_e = \vec{\psi} \times \vec{i}$ اســتخراج شـده است. رابطه‌ی (۶-۱۶) (ب) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\vec{\psi}_s^{dq} = L_{sd} \vec{i}_s^{dq} + j\left(L_{sq} - L_{sd}\right) i_{sq} + \psi_f \qquad \text{(۶-۱۷)}$$

از این رابطه برای نمایش گرافیکی فرایند ساخت بردار شار پیوندی ا ستاتور بر اساس یک جریان استاتور مشخص (یعنی $\vec{i}_s^{dq}$) استفاده می‌شود. در شکل (۶-۱۴) نمودار برداری شار پیوندی و جریان برای ماشین سنکرون برجسته نشان داده شده است.



شکل (۶-۱۴): نمودار برداری با محورهای مستقیم و متعامد برای ماشین برجسته

www.takbook.com

گشـــتاور بیان شـــده در رابطه‌ی (۶-۱۶) (پ) نشـــان می‌دهد که معرفی یک روتور برجسته منجر به تولید یک مولفه‌ی اضافی به صورت $(L_{sd}-L_{sq})i_{sd}i_{sq}$ در گ شتاور می شود. همان‌طور که گفته شد گ شتاور در یک ما شین تو سط ضرب خارجی شار پیوندی و جریان تولید می‌شود؛ شکل (۶-۱۴) نشان می‌دهد که برای گشتاور دو مولفه وجود دارد که یکی مولفه‌ی الکترومغناطیسی ناشی از اثر متقابل ψ_f و i_{sq} اســت (که یک گشــتاور مثبت را فراهم می‌کند) و دیگری یک مولفه‌ی رلوکتانسی ناشی از اثر متقابل $(L_{sq}-L_{sd})i_{sq}$ و i_{sd} است (که این نیز یک گشتاور مثبت فراهم می‌کند). مولفه‌ی شــار پیوندی $L_{sd}\vec{i}_s^{dq}$ با $\vec{i}_s^{dq}$ موازی اســت بنابراین گشـــتاوری تولید نمی‌کند. باید توجه کرد که $L_{sq}<L_{sd}$ اســـت و منجر به یک گشتاور رلوکتانسی منفی می‌شود (به شرطی که i_{sd} منفی باقی بماند).

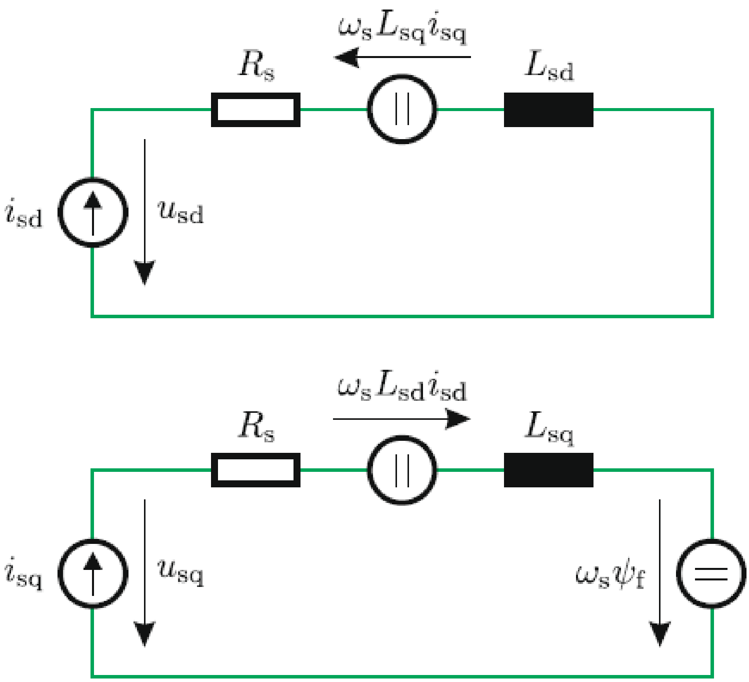
با اســـتفاده از (۶-۱۶) (الف) و (۶-۱۶) (ب) و مرتب کردن مولفه‌های حقیقی و موهومی می‌توان روابط مربوط به ولتاژ محورهای d و q را به صورت زیر ا ستخراج کرد:

$$u_{sd}=R_s i_{sd}-\omega_s L_{sq} i_{sq}+L_{sd}\frac{di_{sd}}{dt} \qquad \text{(۶-۱۸) (الف)}$$

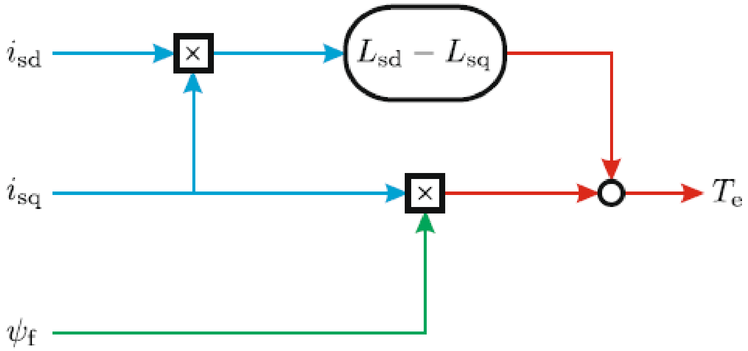
$$u_{sq}=R_s i_{sq}+\omega_s L_{sd} i_{sd}+L_{sq}\frac{di_{sq}}{dt}+\omega_s\psi_f \qquad \text{(۶-۱۸) (ب)}$$

نمایش نمادین مربوط به مدل جهت‌دار روتور که با مجموعه روابط (۶-۱۸) متناظر ا ست، در شکل (۶-۱۵) نشان داده شده ا ست. باید توجه کرد که با فرض $L_{sd}=L_{sq}=L_s$ مدل نشان داده شده برای ما شین برجسته به مدل ما شین غیر برج سته در شکل (۶-۵) کاهش پیدا می‌کند. مدل کلی متناظر در شکل (۶-۱۶) نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۶-۱۵): مدل نمادین جهت‌دار روتور: ماشین برجسته



شکل (۶-۱۶): مدل کلی جهت‌دار روتور بر پایه‌ی جریان برای ماشین سنکرون قطب برجسته

www.takbook.com

۶-۲-۳- تجزیه و تحلیل حالت پایدار

در این بخش رفتار ما شین قطب برج سته در حالت پایدار م شابه ما شین غیر برج سته تجزیه و تحلیل می شود. بنابراین فقط به مراحل لازم ا شاره شده ا ست. مفید است که یک ضریب برجستگی χ به صورت زیر تعریف شود:

$$\chi = \frac{L_{sq} - L_{sd}}{2L_{sd}} \tag{۶-۱۹}$$

با اســـتفاده از رابطه‌ی (۶-۱۹) به همراه رابطه‌ی (۶-۱۷) می‌توان بردار شـــار پیوندی استاتور یعنی $\vec{\psi}_s^{dq}$ را به صورت زیر نوشت:

$$\vec{\psi}_s^{dq} = L_{sd}\vec{i}_s^{dq} + j2\chi L_{sd} i_{sq} + \psi_f \tag{۶-۲۰}$$

این رابطه با فرض $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ به رابطه‌ی (۶-۲) که برای ماشـــین غیر برج سته بود، کاهش پیدا می‌کند که در این صورت ضریب χ برابر صفر خواهد شد. رابطه‌ی مربوط به گشتاور را نیز می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$T_e = \psi_f i_{sq} - 2\chi L_{sd} i_{sd} i_{sq} \tag{۶-۲۱}$$

اگر $\chi > 0$ باشـــد یک مولفه‌ی جریان تضـــعیف میدان ($i_{sd} < 0$) همانند ما شین‌های آهنربای داخلی منجر به یک مولفه‌ی رلوکتانسی در گشتاور می شود. در ماشین‌های قطب برجسته با تحریک میدان، ضریب برجستگی χ منفی است. مولفه‌ی جریان در رابطه‌ی (۶-۲۰) را می‌توان با $\vec{i}_s^{dq}$ و مزدوج مختلط آن یعنی $\left(\vec{i}_s^{dq}\right)^*$ جایگزین کرد که منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود.

$$\vec{\psi}_s^{dq} = (1+\chi)L_{sd}\vec{i}_s^{dq} - \chi L_{sd}\left(\vec{i}_s^{dq}\right)^* + \psi_f \tag{۶-۲۲}$$

www.takbook.com

نمودار بلوندل برای ماشین قطب برجسته با استفاده از رابطه‌ی ولتاژ در (۶-۱۶) (الف) و رابطه‌ی شار پیوندی در (۶-۲۲) به دست می‌آید. همانند ماشین غیر برجسته هر دو عبارت به شکل فازوری تبدیل می‌شوند که این کار بر اساس تبدیل کلی از مختصات استاتور به روتور با استفاده از $\vec{A}^{dq}=\vec{A}e^{-j\theta}$ و تبدیل از فازور به کمیت‌های بردار فضایی با استفاده از $\vec{A}=\underline{A}e^{j\omega_s t}$ صورت می‌پذیرد. باید توجه کرد که فازورها، توابع سینوسی در زمان را با استفاده از مقادیر قله نشان می‌دهند. استفاده از رابطه‌ی $\theta-\omega_s t=\rho_m-\pi/2$ (به شکل (۶-۷) مراجعه شود) منجر به رابطه‌ی $\vec{A}^{dq}=\underline{A}e^{-j\left(\rho_m-\frac{\pi}{2}\right)}$ می‌شود. با وارد کردن این رابطه در روابط (۶-۱۶) (الف) و (۶-۲۲) رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\underline{u}_s=R_s\underline{i}_s+j\omega_s\underline{\psi}_s \qquad \text{(۶-۲۳) (الف)}$$

$$\underline{\psi}_s=(1+\chi)L_{sd}\underline{i}_s+\chi L_{sd}\underline{i}_s^{*}e^{j2\rho_m}-j\psi_f e^{j\rho_m} \qquad \text{(۶-۲۳) (ب)}$$

با حذف فازور شار پیوندی $\underline{\psi}_s$ از مجموعه روابط (۶-۲۳) رابطه‌ی زیر برای فازور جریان به دست می‌آید:

$$\underline{i}_s+\underbrace{\left[\frac{j\omega_s L_{sd}\chi e^{j2\rho_m}}{R_s+j\omega_s(1+\chi)L_{sd}}\right]}_{\underline{K}}\underline{i}_s^{*}=\underbrace{\frac{\hat{u}_s-\omega_s\psi_f e^{j\rho_m}}{R_s+j\omega_s(1+\chi)L_{sd}}}_{\underline{i}_s^{o}} \qquad \text{(۶-۲۴)}$$

برای ماشین غیر برجسته با $\chi=0$، رابطه‌ی (۶-۲۴) به رابطه‌ی (۶-۹) کاهش پیدا می‌کند. معرفی فازورهای $\underline{K}$ و $\underline{i}_s^{o}$ در رابطه‌ی (۶-۲۴) می‌تواند مفید باشد چرا که رابطه‌ی فوق را می‌توان به صورت رابطه‌ی زیر خلاصه کرد:

$$\underline{i}_s+\underline{K}\,\underline{i}_s^{*}=\underline{i}_s^{o} \qquad \text{(۶-۲۵)}$$

www.takbook.com

فازور جریان $\underline{i}_s$ را می‌توان به صورت تابعی از زاویه‌ی بار ρ_m نوشت. برای این کار کافی است که ضریب مختلط $\underline{K}$ به صورت $\underline{K}=K_x+jK_y$ و فازور $\underline{i}_s^o$ به صورت $\underline{i}_s^o=i_{sx}^A+ji_{sy}^A$ نوشته شوند. استفاده از این رهیافت با رابطه‌ی (۶-۲۵) منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$\Re\{\underline{i}_s\}=\frac{(1-K_x)i_{sx}^A-K_yi_{sy}^A}{1-K_x^2-K_y^2} \quad (۶-۲۶)\ (\text{الف})$$

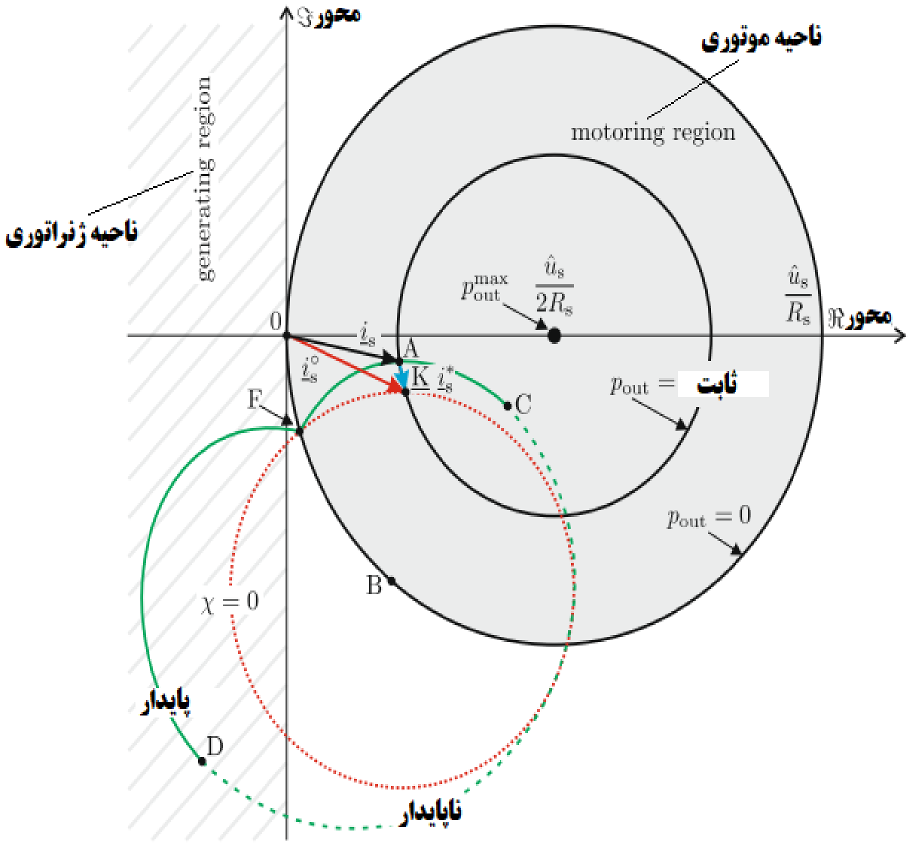
$$\Im\{\underline{i}_s\}=\frac{(1+K_x)i_{sy}^A-K_yi_{sx}^A}{1-K_x^2-K_y^2} \quad (۶-۲۶)\ (\text{ب})$$

نمایش گرافیکی رابطه‌ی (۶-۲۶) در شکل (۶-۱۷) نشان داده شده است. این شکل نمودار بلوندل ماشین برجسته (خط سبز رنگ) و ماشین غیر برجسته (خط قرمز رنگ) را نشان می‌دهد. برای ماشین برجسته، مقدار χ عمدا برابر ۰/۷۵ انتخاب شده است، با نسبت $L_{sq}/L_{sd}=2.5$ متناظر است. پارامترهای $\omega_s\psi_f/\hat{u}_s=0.7$ و $\omega_sL_{sd}/R_s=1.96$ برابر با مقایر استفاده شده در ماشین غیر برجسته انتخاب شده‌اند تا اثر برجستگی در نمودار بلوندل نشان داده شود. همانند نمودار بلوندل ماشین غیر برجسته، نمودار مکان هندسی جریان برای یک سرعت شفت مشخص نشان داده شده است در حالی که زاویه‌ی بار ρ_m از $-\pi$ تا π تغییر می‌کند.

در شکل (۶-۱۷) بردارهای $\underline{i}_s^o$ و $\underline{K}\,\underline{i}_s^o$ طبق رابطه‌ی (۶-۲۵) نشان داده شده‌اند. خط سیر نقطه‌ی انتهایی فازور $\underline{i}_s^o$ برای ماشین غیر برجسته برای زاویه‌ی بار بین $-\pi$ تا π به صورت دایره‌ای است. برای ماشین برجسته شعاع این دایره قدری بزرگ‌تر است که این موضوع را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۶-۲۴) نیز استنباط کرد. همچنین برای ماشین برجسته جریان $\underline{i}_s$ با استفاده از فازور $\underline{K}\,\underline{i}_s^*$ تعیین می‌شود. چرا که چرخش آن از عبارت $2\rho_m$ تبعیت می‌کند که منجر به

www.takbook.com

یـــک شـــکل مشابه قلب می‌شود که نمونه‌ی خاصی از منحنی حلزونی پاسکال است. یک ضریب برجستگی منفی منجر به یک فازور جریان استاتور با خط سیر نقطه‌ی انتهایی متفاوت می‌شود که این شکل نیز عضوی از خانواده‌ی منحنی‌های حلزونی است. به علاوه اگر فرکانس استاتور، ولتاژ استاتور و سرعت ماشین ثابت باشند، برجستگی قطب باعث افزایش حداکثر توان خروجی ماشین می شود چون مکان هندسی جریان به محدودیت تئوری توان یعنی p_{out}^{max} نزدیک‌تر می‌گردد.

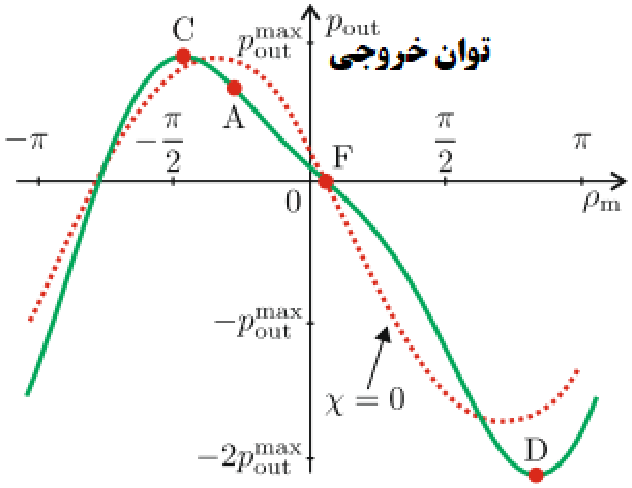


شکل (۶-۱۷): نمودار بلوندل ماشین سنکرون با $\omega_s \psi_f / \hat{u}_s = 0.7$ و $\omega_s L_{sd}/R_s = 1.96$ و $\chi = 0.75$

www.takbook.com

نمودار توان خروجی بر حســـب زاویه‌ی بار را می‌توان به کمک رابطه‌ی توان $p_{out} = \omega_s \Im\{\underline{\psi}_s^* \underline{i}_s^*\} = \Re\{\underline{u}_s \underline{i}_s^*\} - R_s \underline{i}_s \underline{i}_s^*$ و مجموعه روابط (۶-۲۶) و فازور ولتاژ استاتور $\underline{u}_s = \hat{u}_s$ به دست آورد. این نمودار همانند ماشین غیر برجسته با استفاده از نسبت $p_{out}^n = p_{out} / p_{out}^{max}$ نرمالیزه می شود؛ نمودار به دست آمده در شکل (۶-۱۸) نشـــان داده شـــده اســـت که در آن $\omega_s \psi_f / \hat{u}_s = 0.7$ و $\omega_s L_{sd} / R_s = 1.96$ هســـتند. باید توجه کرد که اســـتفاده از روتور برجســـته روی حداکثر توان خروجی تئوری (p_{out}^{max}) بی تاثیر اســـت چرا که دامنه‌ی ولتاژ تغذیه یعنی $\hat{u}_s$ و مقاومت اســـتاتور R_s یکســـان باقی می‌مانند. همان‌طور که در شـــکل (۶-۱۸) نیز مشـــخص اســـت، شـــیب توان خروجی در ناحیه‌ی پایدار (موتوری) کم‌تر اســـت. این اثر باعث می شود که سختی ماشین برجسته با $\chi > 0$ در مقایسه با ماشین غیر برجسته کاهش پیدا کند. به منظور افزایش سختی ماشین‌های تحریک‌شده‌ی الکتریکی که به شبکه متصل هستند، معمولا ماشین‌ها با یک ضریب برجستگی منفی طراحی می‌شـــوند. در کاربردهای مربوط به راه‌انداز با یک مبدل الکترونیک قدرت، معمولا از یک ضریب برجستگی مثبت استفاده می‌شود که این موضوع در فصل بعدی به طور واضح‌تر بیان خواهد شد. در مثال شبیه سازی داده شده در بخش (۶-۳-۵) اثر ضریب برجستگی روی سختی با جزییات بیش‌تری مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد.

www.takbook.com



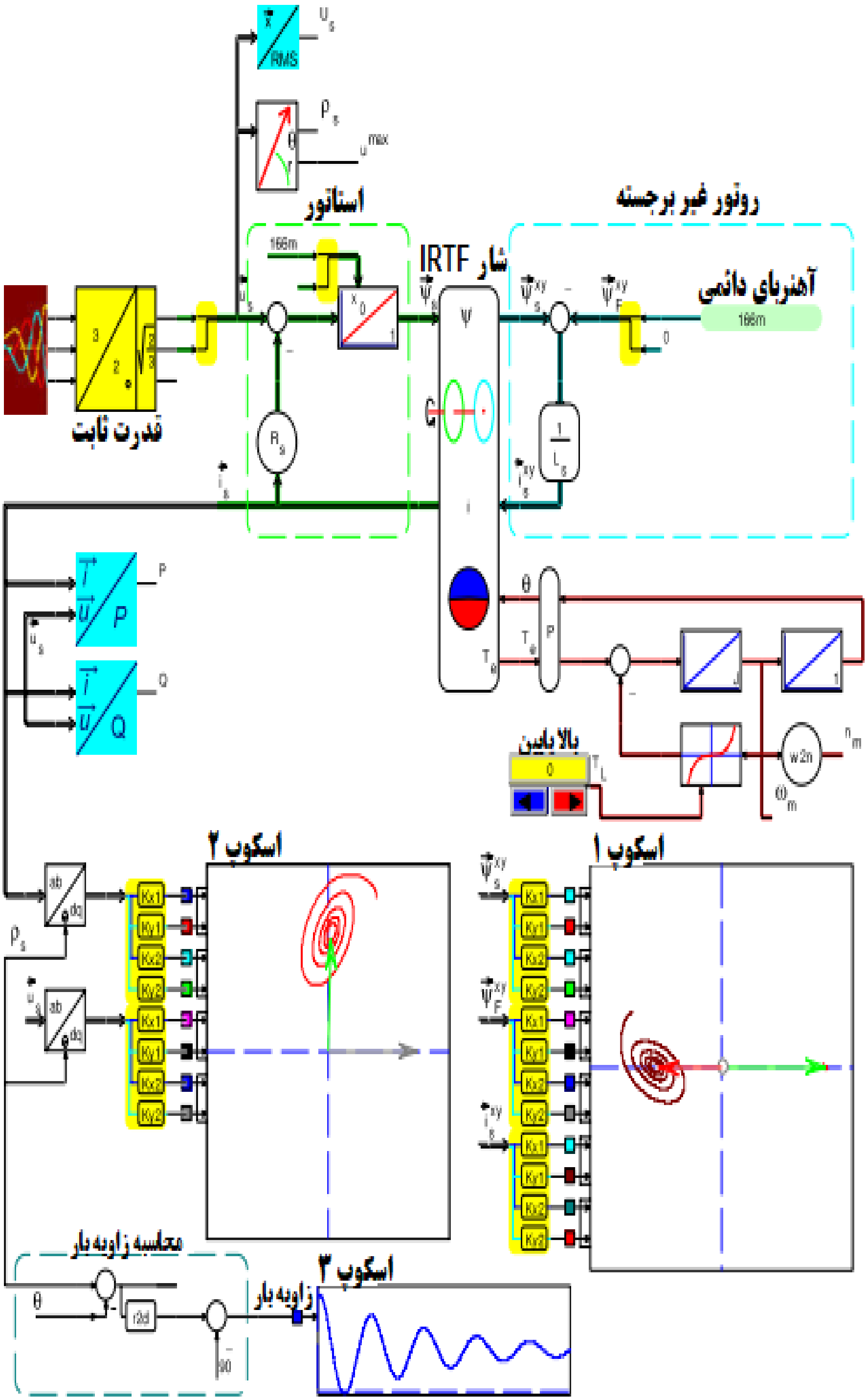
شکل (۶-۱۸): منحنی توان خروجی نرمالیزه شده بر حسب زاویه‌ی بار برای یک ماشین برجسته و غیر برجسته با $\omega_s\psi_f/\hat{u}_s = 0.7$ و $\omega_s L_{sd}/R_s = 1.96$ و $\chi = 0.75$

۶-۳- مثال‌های شبیه‌سازی

۶-۳-۱- مثال شبیه‌سازی۱: مدل دینامیکی یک ماشین سنکرون غیر برجسته

در این مثال شبیه سازی مدل دینامیکی یک ما شین سنکرون PM با چهار قطب در نظر گرفته می‌شود. پارامترهای تنظیم شده برای این مدل در جدول (۶-۱) آمده است. یک منبع ولتاژ سه‌فاز با فرکانس متغیر ($\vec{u}_s = \hat{u}_s e^{j2\pi f_s t}$) به مدل ماشین متصل شده است. در آغاز شبیه‌سازی، فرکانس f_s از ۰ تا ۶۰ هرتز و دامنه‌ی $\hat{u}_s$ از ۷ تا ۶۰ ولت در طول یک دوره‌ی زمانی برابر با t = ۰٫۱ s افزایش پیدا می‌کنند. برای سرعت بار یک مشخصه‌ی درجه‌ی دو در نظر گرفته شده است که در سرعت شفت سنکرون $n_m = 1800\,rpm$، گشتاور باری برابر با $T_۱$ = ۲۰ Nm فراهم می‌کند.

www.takbook.com

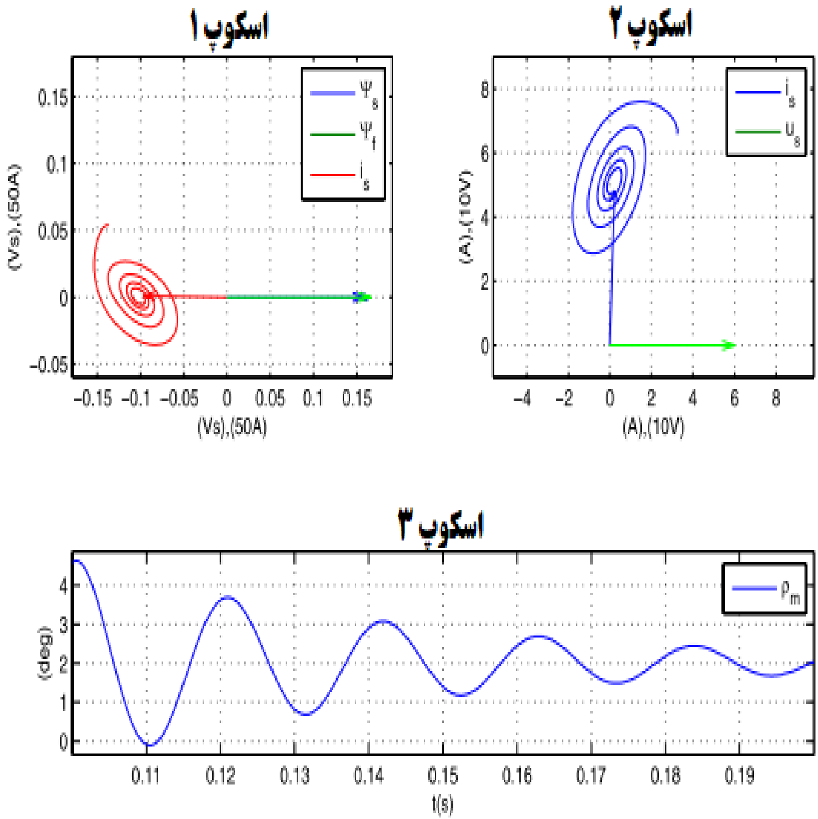


شکل (۶-۱۹): شبیه‌سازی ماشین سنکرون، مدل غیر برجسته

www.takbook.com

جدول (۶-۱): پارامترهای مربوط به ماشین سنکرون PM

پارامترها	مقدار
اندوکتانس استاتور L_s	۱,۳۶۵ میلی هانری
مقاومت استاتور R_s	۰,۴۱۶ اهم
دامنه پیوند شار PM ψ_f	۰,۱۶۶ وبر
اینرسی J	۳,۴ * $۱۰^{-۴}$ کیلوگرم در مترمربع
جفت قطب p	۲
سرعت اولیه روتور ω_m^A	صفر رادیان بر ثانیه



شکل (۶-۲۰): نتایج شبیه‌سازی ماشین سنکرون، مدل غیر برجسته

www.takbook.com

مدل شبیه سازی در شکل (۶-۱۹) نشان داده شده است. این شکل شامل مدل دینامیکی ماشین با یک واحد V/f است که بردار تحریک مورد نیاز یعنی $\vec{u}_s$ را تولید می‌کند. با استفاده از یک واحد تبدیل مختصات برداری به قطبی، زاویه‌ی لحظه‌ای ρ^s متعلق به بردار ولتاژ $\vec{u}_s$ تعیین می‌شود. از این زاویه‌ی مرجع برای تبدیل بردار جریان $\vec{i}_s$ و بردار ولتاژ $\vec{u}_s$ به قاب مرجع سنکرون استفاده می‌شود. به علاوه، زاویه‌ی بار (بر حسب درجه) با استفاده از بردار $\vec{u}_s/j\omega_s$ محاسبه می شود که این بردار به همراه زاویه‌ی الکتریکی شفت θ به عنوان ورودی واحد زاویه‌ی بار در نظر گرفته شده‌اند. نتایج به دست آمده از این شبیه‌سازی در شکل (۶-۲۰) به کمک سه واحد نوسان‌نما نشان داده شده است. در مدل شبیه‌سازی سطوح مربوط به توان حقیقی و راکتیو نیز نشان داده شده‌اند که با مقدار استفاده شده برای تحریک در این مثال شبیه سازی، توان راکتیو به صورت خازنی است. این موضوع را می‌توان در نوسان‌نمای ۲ نیز مشاهده کرد که در آن بردار جریان نسبت به بردار ولتاژ پیش‌فاز است.

۶-۳-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: تجزیه و تحلیل حالت پایدار یک ماشین سنکرون غیر برجسته

تجزیه و تحلیل حالت پایدار مربوط به مدل داده شده در شکل (۶-۱۹) با استفاده رهیافت مطرح شده در بخش (۶-۲-۳) انجام می شود. هدف رسم نمودار بلوندل برای ماشین تعریف شده در مثال شبیه سازی قبلی است وقتی که ماشین تحت شرایط پایدار با فازور ولتاژ $|\underline{u}_s| = \hat{u}_s = 60\,\text{V}$ و فرکانس f_s = ۶۰ هرتز بهره‌برداری می‌شود. این مقادیر در واقع مقادیر انتهایی استفاده شده در تولیدکننده‌ی بردار فضایی است (به شکل (۶-۱۹) مراجعه شود). در نمودار مورد

www.takbook.com

نظر باید دایره‌ی مربوط به توان خروجی صفر، نقطه‌ی حداکثر توان (به همراه مقدار توان متناظر) و فازورهای $\underline{i}_{s1}$ و $\underline{i}_{s2}$ (نشان داده شده در شکل (۶-۹)) و هم‌چنین مکان هندسی فازور جریان استاتور برای بهره‌برداری ماشین برای یک زاویه‌ی بار $\rho_m = 0 \rightarrow -\pi/2$ نشان داده شوند. مکان هندسی با استفاده از مدل داده شده در شکل (۶-۸) محاسبه می‌شود. به علاوه در نمودار بلوندل، دایره‌ی توان خروجی نیز باید نشان داده شود؛ این دایره با حداکثر سطح توان در دسترس ماشین ($p_{a,out}$) برای یک مقدار مشخص شار پیوندی تحریک متناظر است. در نهایت مختصات مربوط به نقطه‌ی انتهایی بردار جریان $\vec{i}_s e^{-j\rho_m}$ به نمودار حالت پایدار اضافه می‌شود که این کار با استفاده از مدل نشان داده شده در شکل (۶-۱۹) برای مجموعه‌ای از مقادیر گشتاور بار (با یک پله‌ی افزایشی به مقدار ۱ Nm) در محدوده‌ی $0 \rightarrow 10\,\text{Nm}$ صورت می‌پذیرد.

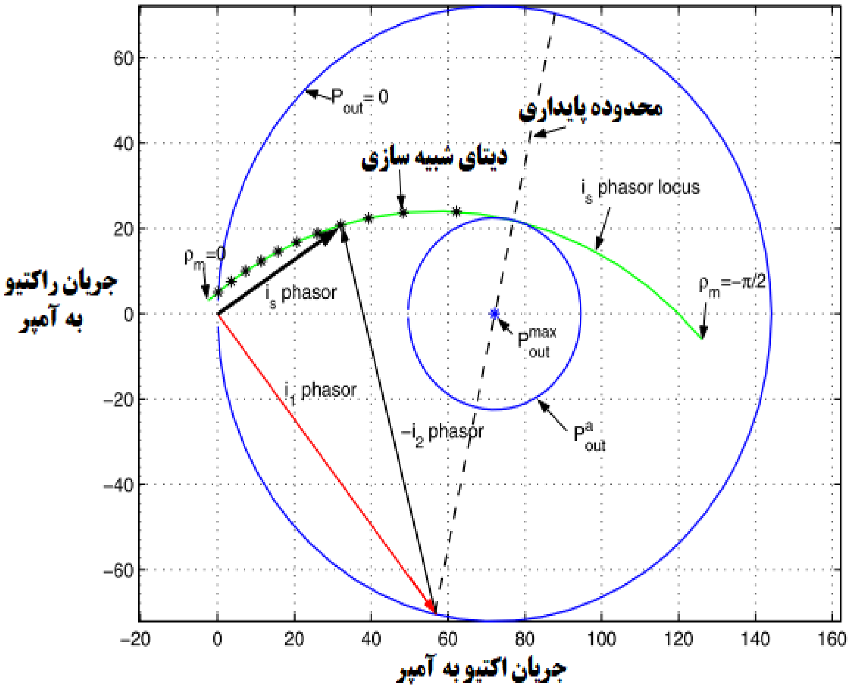
راه حل این مسأله با در نظر گرفتن دایره‌ی توان صفر آغاز می‌شود. این دایره مطابق مطالب مطرح‌شده در بخش (۶-۲-۳) دایره‌ای است که مرکز آن در نقطه‌ی ($\hat{u}_s/2R_s, 0$) قرار دارد و شعاع آن برابر $\hat{u}_s/2R_s$ است که در شکل (۶-۲۱) نیز نشان داده شده است. نقطه‌ی توان حداکثر ماشین (p_{out}^{max}) که در مرکز دایره‌های توان خروجی قرار دارد، با استفاده از رابطه‌ی (۶-۱۳) به دست می‌آید که مقدار آن برای پارامترها و تحریک داده شده برابر $p_{out}^{max} = 2.16\,\text{kW}$ است. سرعت سنکرون شفت برابر با $n_m = 1800\,\text{rpm}$ است که به این معنی است که حداکثر گشتاور شفت قابل دست‌یابی توسط این ماشین برابر ۱۱٫۴۸ Nm خواهد بود. باید توجه کرد که این مقادیر مربوط به محدودیت‌های تئوری هستند که معمولا به دلیل قیود حرارتی قابل دست‌یابی نیستند. فرض شده است که این قیود جریان را به مقدار حداکثر $i_s^{max} = 20\,\text{A}$ محدود می‌کنند. فازورهای جریان $\underline{i}_{s1}$ و $\underline{i}_{s2}$ و فازور جریان $\underline{i}_s$ را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۶-۱۰) به دست آورد. با تغییر

www.takbook.com

زاویه‌ی بار ρ_m در طول محدوده‌ی زاویه‌ی مورد نیاز، مکان هندسی فازور جریان مطابق شکل (۶-۲۱) به دست می‌آید.

با توجه به شکل (۶-۲۱) می‌توان مشاهده کرد که نقطه‌ی انتهایی فازور جریان برای $\rho_m = 0$ در خارج از دایره‌ی توان خروجی صفر قرار دارد بنابراین این نقطه برای بهره‌برداری موتوری امکان پذیر نیست. وقتی که یک گشتاور بار اعمال می‌شود، فازور جریان به سمت نقطه‌ای از مکان هندسی حرکت می‌کند که متناظر با سطح خروجی مورد نیاز است. هرچند با مشاهده‌ی شکل (۶-۲۱) می‌توان ثابت کرد که برای توان خروجی $p_{a,out}$ سطحی وجود دارد که با یک دایره‌ی توان متناظر است که این دایره نیز با مکان هندسی در یک نقطه‌ی بهره‌برداری منفرد منطبق است. هم‌چنین این محدودیت، محدوده‌ی پایداری ماشین را نیز تعریف می‌کند چرا که تنظیم زاویه‌ی بار کم‌تر از مقدار $\rho_m = -\arctan(\omega_s L_s / R_s)$ منجر به سطح توانی می‌شود که از $p_{a,out}$ کم‌تر است. رابطه‌ی بین شعاع r_p متعلق به دایره‌ی توان و توان خروجی به شکل $p_{out} = p_{out}^{max} - R_s r_p^2$ با $r_p = [0 \cdots \hat{u}/2R_s]$ است. در حداکثر سطح قابل دسترس برای توان، شعاع توان به صورت $r_p = \left| \omega_s \psi_f \Big/ \sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2} - \hat{u}/2R_s \right|$ به دست می‌آید که با توان خروجی $p_{a,out} = 1.95\,kW$ و گشتاور شفت ۱۰٫۳ Nm متناظر است. از مدل شبیه‌سازی داده شده در مثال شبیه‌سازی قبلی برای به دست آوردن بردار جریان $\vec{i}_s e^{-j\rho_m}$ در حالت پایدار برای یک محدوده‌ی از پیش تنظیم شده‌ی گشتاور بار استفاده شده است. همان‌طور که انتظار می‌رفت، نقاط انتهایی جریان (که با علامت ستاره در شکل (۶-۲۱) نشان داده شده‌اند) روی مکان هندسی جریان قرار می‌گیرند؛ این مکان هندسی با استفاده از مدل فازوری در حالت پایدار محاسبه شده است.

www.takbook.com



شکل (۶-۲۱): نمودار بلوندل مربوط به ماشین غیر برجسته‌ی متصل شده به منبع ولتاژ

۶-۳-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: مدل دینامیکی یک ماشین سنکرون تحریک شده با شار پیوندی استاتور برای اثبات مفهوم جهت‌دار شار روتور

هدف از این مثال شبیه سازی آ شنا کردن خواننده با مفاهیمی ا ست که به مدل جهت‌دار شار روتور (که در بخش ۶-۱-۳ مطرح شد) مرتبط هستند. مجددا از مدل ما شینی ا ستفاده می شود که در دو مثال شبیه سازی قبلی تو صیف شده ا ست. تنها تفاوت این مدل با مدل‌های قبلی این ا ست که در آن یک بردار فضایی شار پیوندی استاتور (که به صورت $\vec{\psi}_s = \hat{\psi}_s e^{j\omega_s t}$ تعریف می‌شود) به عنوان ورودی مدل بر پایه‌ی IRTF نشان داده شده در شکل (۶-۳) به کار رفته است. برای این مثال، دامنه‌ی شار پیوندی استاتور یعنی $\hat{\psi}_s$ و فرکانس تحریک f_s به ترتیب در

www.takbook.com

مقادیر Wb ۰٫۱۶۶ و Hz ۲۰۰ (که مقدار نامی است) تنظیم شده‌اند. از یک واحد گشتاور بار درجه‌ی دو (که پیش از این در مورد آن بحث شد) استفاده کنید و مرجع داخلی سرعت آن را در سرعت سنکرون ماشین تنظیم نمایید. محدوده‌ی گشتاور بار را برابر $5\,\mathrm{Nm} \to 0$ فرض کنید و آن را به عنوان ورودی این واحد در نظر بگیرید. بردار جریان $\vec{i}_s$ از مدل بر پایه‌ی IRTF نیز به عنوان ورودی برای مدل جهت‌دار شار روتور که در شکل (۶-۵) نشان داده شده است، استفاده می‌شود. برای این منظور، بردار جریان خروجی IRTF به یک قاب مرجع سنکرون (که به زاویه‌ی روتور θ گره خورده است) تبدیل می‌شود؛ در نتیجه‌ی این تبدیل بردار $\vec{i}_s^{dq}$ حاصل می‌گردد. برای این ماشین یک مدل جهت‌دار شار روتور به دست آورید؛ برای این کار از عناصر مداری استفاده کنید که در خروجی خود گشتاور T_e (که نیازمند استفاده از رابطه‌ی (۶-۴) (پ) است) و بردار ولتاژ $\vec{u}_s^{dq}$ را دارند. برای مقایسه‌ی بهره‌برداری مربوط به دو مدل ماشین، یک واحد نوسان‌نما اضافه کنید که این واحد باید بردار $\vec{u}_s^{dq}$ به دست آمده از مدل جهت‌دار شار روتور را نمایش دهد. به علاوه با استفاده از یک نوسان‌نمای مشابه بردار ولتاژ $\vec{u}_s$ را نشان دهید؛ این بردار برای مدل بر پایه‌ی IRTF استخراج می‌گردد. با استفاده از یک واحد تبدیل مختصات، تبدیل $\vec{u}_s e^{-j\theta}$ را به دست آورید و این بردار را نیز به واحد نوسان‌نما اضافه کنید.

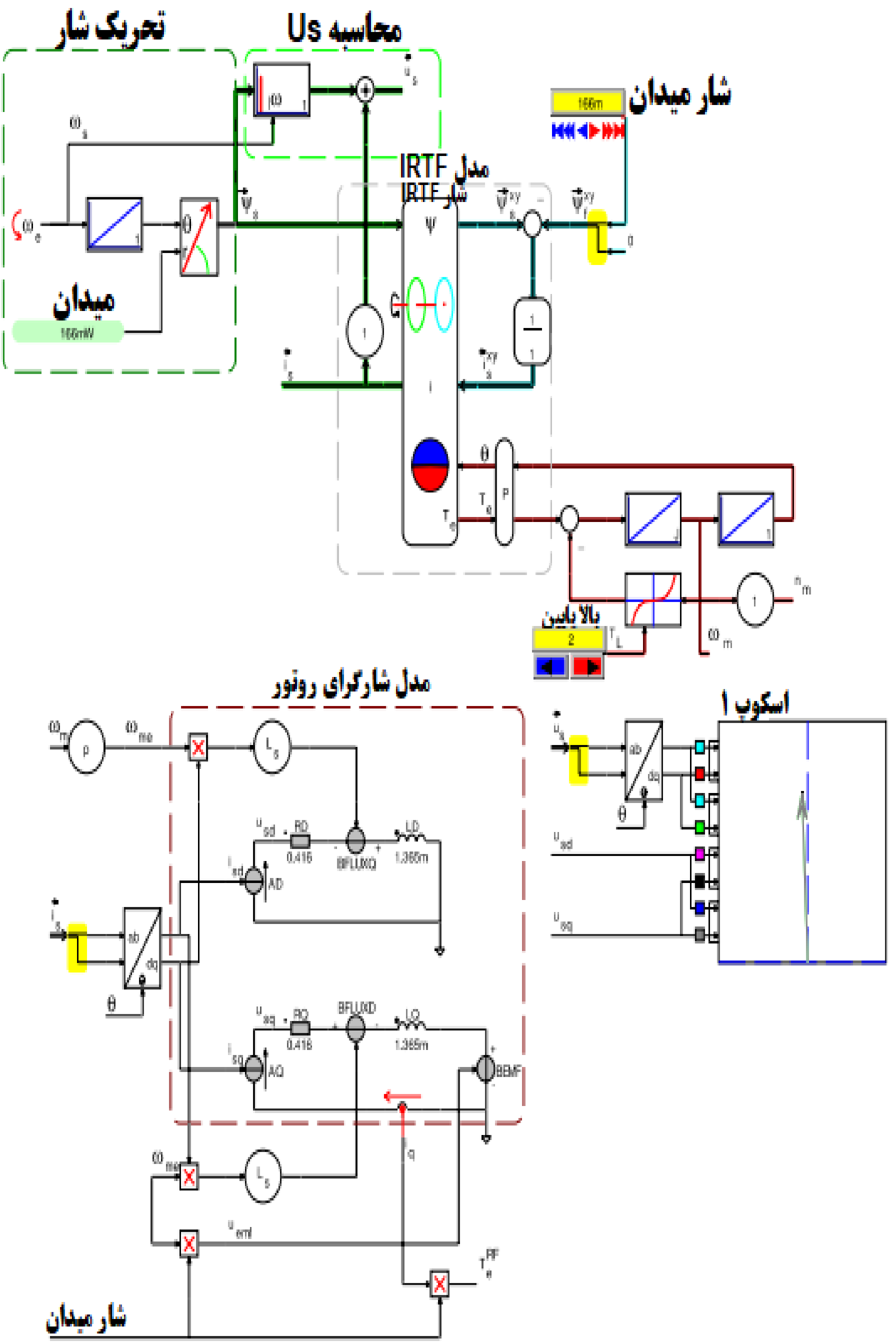
واحد نشان داده شده در شکل (۶-۲۲) ملاک‌های مربوط به این مثال شبیه‌سازی را برآورده می‌کند. در این شکل یک واحد نوسان‌نمای تنظیم شده در حالت xy نشان داده شده است که در ورودی‌های آن بردارهای $\vec{u}_s^{dq}$ و $\vec{u}_s e^{-j\theta}$ قرار دارند. بردار $\vec{u}_s$ با استفاده از رابطه‌ی (۶-۱) (الف) محاسبه می‌شود که تابع مشتق‌گیر آن به کمک واحد مشتق‌گیر جایگزین پیاده سازی می‌شود. از

www.takbook.com

مجموعه‌ای از واحدهای مداری و منابع ولتاژ/جریان کنترل‌پذیر استفاده شده است تا واحدهای منبع جریان و ولتاژ مدار برای مدل شار روتور تولید شوند.

مجموعه‌ای از تقویت‌کننده‌های ولتاژ (با بهره‌ی واحد) نیز به کار رفته‌اند تا متغیرهای u_{sd} و u_{sq} (که در نوسان‌نما نشان داده می‌شوند) به دست آیند. از یک واحد تبدیل مختصات ($\alpha\beta \rightarrow dq$) استفاده شده است تا تبدیل $\vec{u}_s e^{-j\theta}$ به دست آید ($\vec{u}_s$ بردار ولتاژ تولید شده توسط واحد ماشین بر پایه‌ی IRTF را نشان می‌دهد). مقدار اولیه‌ی گشتاور بار را در $T_1 = ۲$ Nm تنظیم کنید و مکان هندسی دو بردار را مشاهده نمایید. لازم به ذکر است که این دو مکان هندسی در حقیقت یکسان هستند. همچنین گشتاور تولید شده توسط مدل‌های بر پایه‌ی IRTF و شار روتور نیز باید یکسان باشند. باید توجه کرد که تغییرات پارامترهای بار به صورت نوسان‌های میرا شونده در دو بردار ظاهر می‌شود. با کاهش بار، میرایی نیز کاهش می‌یابد چرا که در این مدل میراکننده‌ی الکتریکی (ناشی از مقاومت استاتور) حضور ندارد؛ این به معنی است که میرایی فقط توسط بار مکانیکی تامین می‌شود.

www.takbook.com



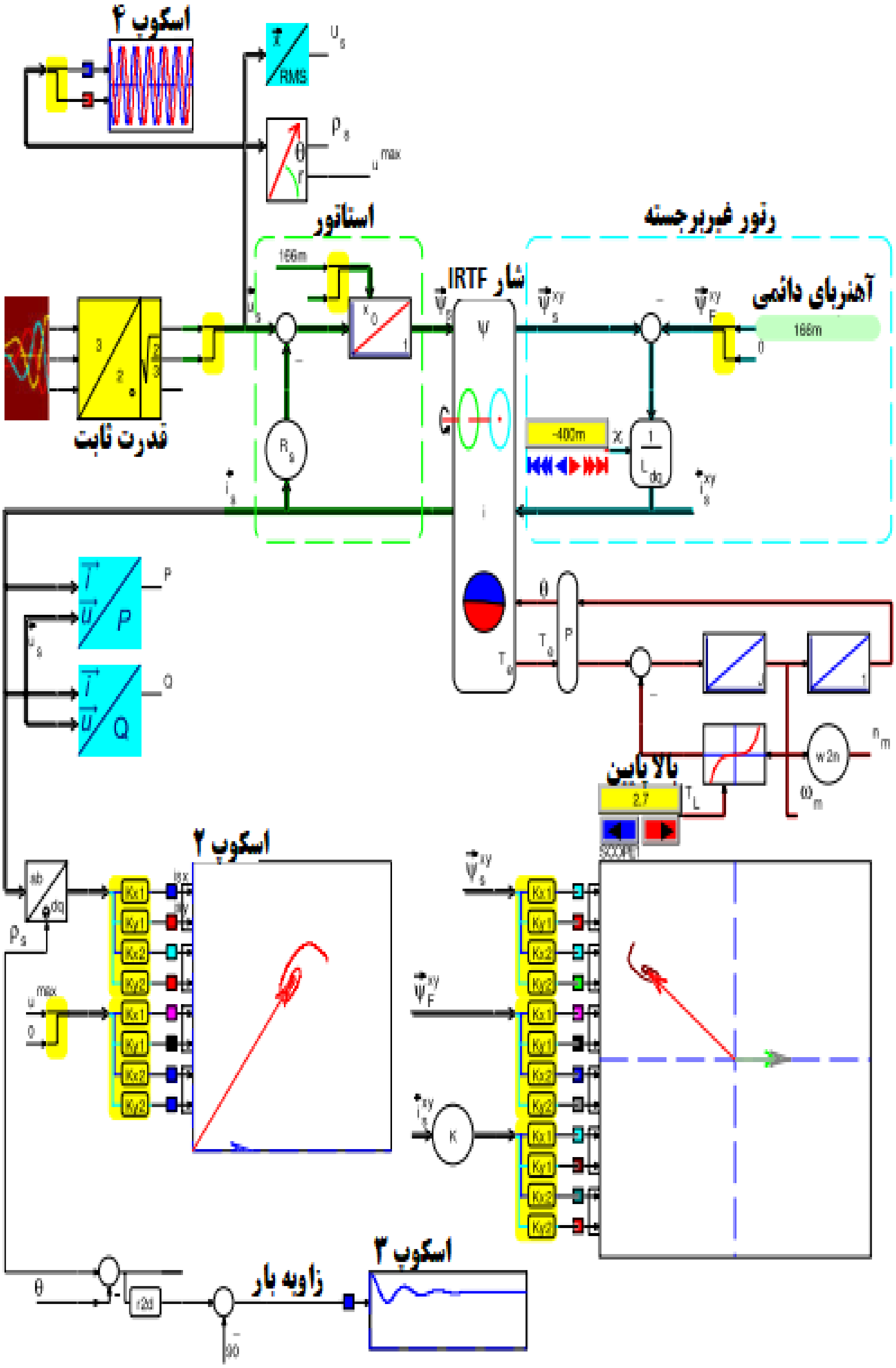
شکل (۶-۲۲): شبیه‌سازی ماشین سنکرون غیر برجسته با بردار فضایی شار پیوندی استاتور به عنوان ورودی

www.takbook.com

۶-۳-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدل دینامیکی یک ماشین سنکرون با برجستگی قابل تنظیم

در این بخش مدل غیر برجسته‌ی بحث شده در مثال شبیه‌سازی ۱ به گونه‌ای توسعه داده می‌شود که بتوان برجستگی روتور را در آن جای داد. بر اساس مدل کلی نشان داده شده در شکل (۶-۱۳)، این مدل غیر برجسته را (به شکل (۶-۱۹) مراجعه کنید) با استفاده از واحد برجستگی $1/L_{dq}$ اصلاح کنید که این واحد بهره های $1/L_{sd}$ و $1/(2\chi+1)L_{sd}$ را به ترتیب در محور های حقیقی و موهومی تعیین می‌کند. ضریب χ با نام ضریب برجستگی شناخته می شود و به یک واحد UPDOWN متصل شده است که باید در محدوده‌ی $-0.4\rightarrow 0.75$ تغییر کند. تحریک و پارامترهایی که در مثال شبیه سازی ۱ معرفی شده‌اند بدون تغییر باقی می‌مانند فقط باید توجه کرد که طبق جدول (۶-۱) اندوکتانس L_{sd} در مقدار L_s تنظیم شده است. هدف از این مثال شبیه‌سازی این است که خواننده با برجستگی روتور آشنا شود و هم‌چنین نشان داده شود که بردارهای فضایی ولتاژ/جریان و شار پیوندی (که در این مثال شبیه‌سازی از آن‌ها استفاده شده است) وقتی که گشتاور بار تنظیم می‌شود، چگونه تغییر می‌کنند. مدل شبیه‌سازی در شکل (۶-۲۳) نشان داده شده است. این مدل تغییرات لازم برای رسیدن به یک مدل کلی را نشان می‌دهد که در آن کاربر می‌تواند ضریب برجستگی ماشین را انتخاب کند.

www.takbook.com



شکل (۶-۲۳): شبیه‌سازی ماشین سنکرون، مدل کامل با ضریب برجستگی قابل تنظیم

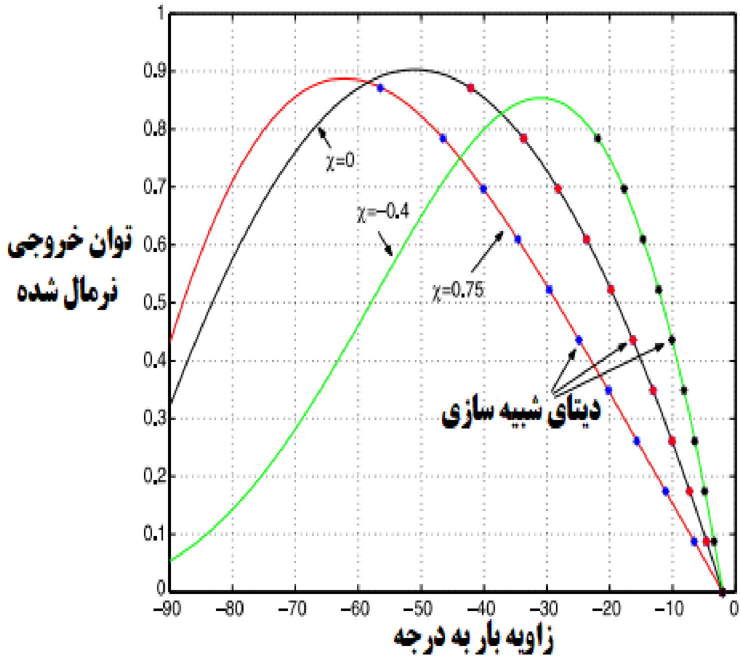
www.takbook.com

۶-۳-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: تجزیه و تحلیل حالت پایدار برای یک ماشین سنکرون قطب برجسته

در آخرین مثال شبیه‌سازی این بخش رفتار ماشینی که در مثال شبیه‌سازی قبلی معرفی شد، در حالت پایدار مورد آزمایش قرار می‌گیرد. رهیافت مشابهی در مثال شبیه سازی ۲ برای ماشین غیر برجسته استفاده شد که در آن خط سیر فازور جریان استاتور محاسبه شد و با بهره‌برداری مدل شبیه سازی تحت شرایط نیمه پایدار مقایسه گردید. در این مثال شبیه سازی مشخصه‌ی توان خروجی بر حسب زاویه‌ی بار در حالت پایدار برای ماشین محاسبه می‌شود که این کار با استفاده از تئوری مطرح‌شده در بخش (۶-۲-۳) صورت می‌پذیرد. برای رسیدن به هدف این تمرین، محدوده‌ی زاویه‌ی بار ρ_m را در $-\pi/2 \rightarrow 0\,\text{rad}$ نگه دارید و این کار را به ترتیب برای ضرایب برجستگی $\chi = -0.4$، ۰ و $\chi = 0.75$ انجام دهید. پارامترها و تحریک برابر مقادیر داده شده در مثال‌های شبیه سازی ۱ و ۴ هستند. علاوه بر موارد ذکر شده در بالا، از مدل داده شده در شکل (۶-۲۳) استفاده کنید و گشتاور بار را در محدوده‌ی $0 \rightarrow 10\,\text{Nm}$ با گام ۱ Nm تغییر دهید. در هر گام اجاره دهید که مدل به حالت پایدار خود برسد سپس زاویه‌ی بار را ثبت کنید. نتایج به دست آمده را به مشخصه‌های محاسبه شده‌ی گشتاور بر حسب زاویه‌ی بار برای ضرایب برجستگی ذکر شده اضافه کنید.

نتایج نشان داده شده در شکل (۶-۲۴) تایید می‌کنند که سختی ماشین (یعنی حساسیت آن به تغییرات زاویه‌ی بار وقتی که گشتاور بار تغییر می‌کند) با افزایش ضریب برجستگی کاهش پیدا می‌کند. هم‌چنین در شکل (۶-۲۴) نتایج شبیه سازی (با علامت ستاره) به دست آمده از بهره‌برداری مدل دینامیکی تحت شرایط نیمه‌پایدار نیز نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۶-۲۴): توان خروجی نرمالیزه شده بر حسب زاویه‌ی بار یک ماشین متصل شده به منبع ولتاژ با ضرایب برجستگی $\chi = -0.4$، ۰ و $\chi = 0.75$

www.takbook.com

www.takbook.com

فصل هفتم

کنترل راه‌اندازهای ماشین سنکرون

در این فصل به کنترل جهت‌دار میدان ماشین‌های سنکرون پرداخته می‌شود. کنترل جهت‌دار میدان تبدیل به یک انتخاب رایج برای خیلی از کاربردهای مربوط به راه‌اندازهای خودتنظیم شده است که این موضوع به علت در دسترس بودن و ارزان بودن پردازنده‌های سیگنال دیجیتال (DSP) رخ داده است. مطالب این فصل بر اساس مدل‌های ماشین معرفی شده در فصل قبلی است و در این فصل اصول کنترلی مربوط به گشتاور الکترومغناطیسی که در بخش (۴-۲-۲) معرفی شد، توسعه داده می‌شوند.

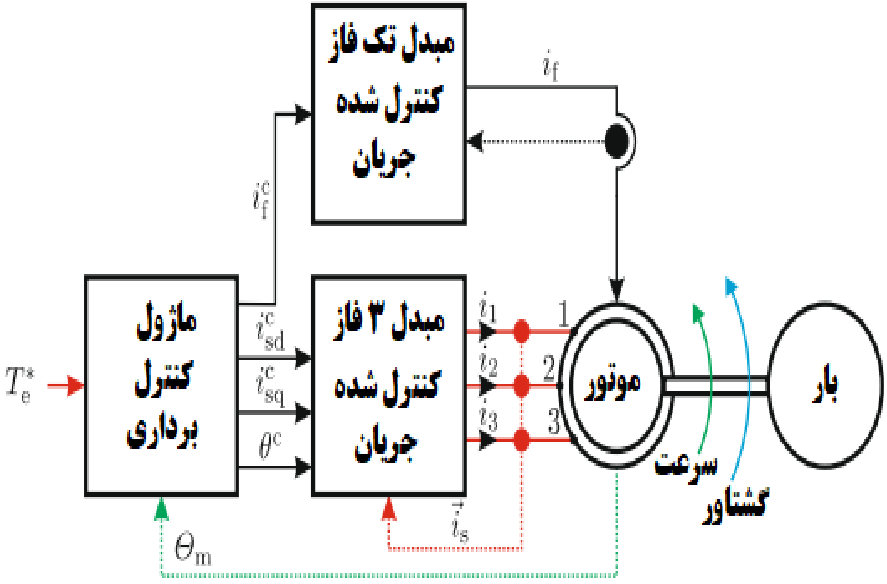
www.takbook.com

روش‌های کنترلی مربوط به هر دو ماشین سنکرون قطب برجسته و غیر برجسته استخراج می شوند. بهره‌برداری در حالت تضعیف میدان با شار پیوندی استاتور ثابت و با ضریب توان واحد تجریه و تحلیل می‌گردد. در انتهای این فصل، کنترل‌کننده‌ها به یک مبدل کنترل شده با ولتاژ و یک مبدل کنترل شده با جریان متصل می‌شوند. مجموعه‌ای از مثال‌های شبیه‌سازی نیز فراهم شده است تا مفاهیم و روش‌های کنترلی مطرح شده در این فصل را به تصویر بکشند.

۷–۱– اصول مربوط به کنترل‌کننده

ساختار راه‌انداز یک ماشین سنکرون با کنترل جهت‌دار میدان در شکل (۷-۱) نشان داده شده است. این ساختار شامل یک واحد کنترل جهت‌دار میدان، یک مبدل با یک واحد کنترل جریان و یک ماشین سنکرون است که به یک بار مکانیکی متصل گردیده است. در حالتی که ماشین با استفاده از آهنربای دائمی تحریک نمی‌شود، یک مبدل تکفاز اضافی نیز به سیم‌پیچی تحریک ماشین متصل می‌شود. برای کنترل جریان می‌توان از هریک از روش‌های مطرح شده در فصل ۳ استفاده کرد. ورودی واحد کنترل جهت‌دار میدان، گشتاور مرجع T_e^* است که یا توسط کاربر و یا توسط یک کنترل اضافی (مثل کنترل سرعت) تنظیم می شود. واحد کنترل جهت‌دار میدان با استفاده از گشتاور مرجع T_e^* و زاویه‌ی مکانیکی روتور (Θ_m)، جریان‌های فرمان i_{sd}^c، i_{sq}^c و i_f^c را تولید کرده و زاویه‌ی کنترل θ^c را محاسبه می‌کند. زاویه‌ی روتور یا شفت Θ_m توسط یک کدگذار شفت که به شفت ماشین متصل شده است، فراهم می‌شود. در شرایط ایده‌آل، زاویه‌ی کنترل با زاویه‌ی شفت برابر است یعنی $\theta^c = \theta_m = p\Theta_m$.

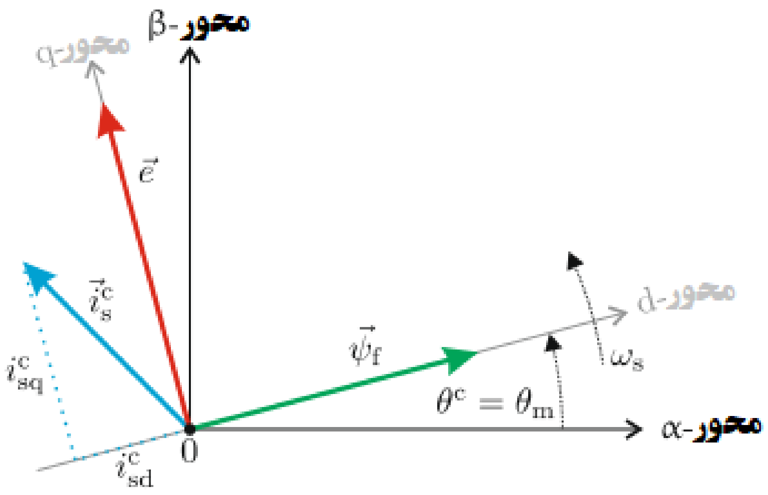
www.takbook.com



شکل (۷-۱): ساختار راه‌انداز یک ماشین سنکرون به همراه کنترل جهت‌دار میدان

واحد کنترل جهت‌دار میدان از یک مختصات کنترل متعامد استفاده می‌کند که این مختصات از محور مستقیم d و محور متعامد q طبق شکل (۷-۲) تشکیل شده است. همان‌طور که از نام این کنترل نیز مشخص است (کنترل جهت‌دار میدان)، محور d با بردار شار پیوندی $\vec{\Psi}_f$ هم‌جهت خواهد بود. در یک ماشین سنکرون، بردار شار پیوندی $\vec{\Psi}_f$ دارای یک جهت ثابت نسبت به روتور است به طوری که سیستم مرجع روتور (xy) با سیستم مرجع جهت‌دار روتور (dq) مطابقت دارد. کنترل جهت‌دار روتور برای راه‌اندازهای سنکرون مناسب‌تر است چرا که با استفاده از این کنترل می‌توان تزویج جریان‌های مستقیم و متعامد را در ماشین‌های غیر برجسته که در بخش (۶-۱-۳) بحث شد، از بین برد. بنابراین در این فصل کنترل جهت‌دار روتور در نظر گرفته می‌شود.

www.takbook.com



شکل (۷-۲): نمودار بردار فضایی برای کنترل جهت‌دار روتور

باید تضمین شود که زاویه‌ی کنترل θ^c با موقعیت روتور یعنی θ_m برابر گردد. برای رسیدن به این هدف دو روش وجود دارد که عبارتند از:

- ✓ کنترل جهت‌دار میدان غیر مستقیم (IFO) که در آن از یک حسگر مکانیکی برای اندازه‌گیری زاویه‌ی شفت Θ_m استفاده می‌شود.
- ✓ کنترل جهت‌دار میدان مستقیم (DFO) که در آن زاویه‌ی θ^c با استفاده از بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_f$ یا بردار نیروی ضد محرکه‌ی $\vec{e}$ تخمین زده می‌شود. بردار $\vec{e}$ را می‌توان با استفاده‌ی حسگرها در ماشین یا با استفاده از یک مشاهده‌گر (که از کمیت‌های اندازه‌گیری شده‌ی الکتریکی استفاده می‌کند) به دست آورد.

با توجه به این که روش IFO در صنعت دارای استفاده‌ی گسترده‌ی است در این فصل نیز همین روش در نظر گرفته می‌شود.

پرسش اساسی که در بخش‌های بعدی به آن پاسخ داده خواهد شد این است که مولفه‌های محور d و محور q جریان مرجع (i_{sd}^c و i_{sq}^c) چگونه باید انتخاب

www.takbook.com

شـــوند. در حالتی که از یک ماشـــین با تحریک الکتریکی اســـتفاده می‌شـــود، این پرسش چگونگی انتخاب جریان تحریک مرجع (i_f^c) را نیز شامل می‌شود. علاوه بر گشتاور مورد نظر، مواردی مثل تضعیف شار در سرعت بالا یا بهره‌برداری با شار پیوندی استاتور ثابت یا ضریب توان واحد (برای ماشین‌های با تحریک الکتریکی) نیز متغیرهای i_{sd}^c، i_{sq}^c و i_f^c را تعیین می‌کنند.

۷-۲- کنترل ماشین‌های سنکرون غیر برجسته

در این بخش کنترل مربوط به ماشـــین‌های ســـنکرون غیر برجســـته که به صورت الکتریکی یا با استفاده از آهنربای دائم تحریک می‌شوند، مورد بررسی قرار گرفته است. به طور ویژه، پیاده سازی کلی مربوط به واحد کنترل جهت‌دار میدان که در شکل (۷-۱) داده شده است، مورد بررسی قرار خواهد گرفت.
به دنبال مفهوم کلیدی این کتاب، کنترل ماشین سنکرون غیر برجسته را می‌توان با وارون‌سازی مدل استخراج کرد. با استفاده از مدل ماشین متصل شده به منبع جریان که در شـــکل (۶-۶) و رابطه‌ی (۶-۴) (پ) نشـــان داده شـــده اســـت، مدل مربوط به کنترل جهت‌دار روتور را می‌توان به صورت زیر استخراج کرد:

$$i_{sq}^* = \frac{T_e^*}{\psi_f^*} \qquad (۷-۱)$$

ساختار کنترل به دست آمده در شکل (۷-۳) نشان داده شده است. این کنترل با کنترل به دست آمده برای ماشین DC یکسان است (با شکل (۵-۸) مقایسه کنید). سادگی این کنترل نشان دهنده‌ی مزیت روش جهت‌دار شار روتور اســـت. جریان مرجع متعامد i_q^* به عنوان خروجی این مدل اســـت. از این جریان به

www.takbook.com

عنوان ورودی در واحد کنترل غیر برجسته استفاده می‌شود تا مقادیر مربوط به جریان‌های فرمان i_{sd}^{c} و i_{sq}^{c} برای کنترل‌کننده‌ی جریان مبدل تولید شود.

شکل (۷-۳): ساختار واحد کنترل جهت‌دار میدان برای یک ماشین غیر برجسته

هدف واحد کنترل غیر برجسته این است که مقادیر جریان مرجع i_d^c و i_q^c را متعادل کند. قوانین کنترلی استفاده شده در این واحد کنترل به نوع کنترل مورد استفاده بستگی دارد که در بخش‌های بعدی در مورد آن‌ها بحث خواهد شد. در این زمینه، بهره‌برداری در تضعیف میدان با شار پیوندی استاتور ثابت و با ضریب توان واحد (برای ماشین‌های تحریک شده به صورت الکتریکی) مورد آزمایش قرار خواهد گرفت.

۷-۲-۱- بهره‌برداری در حضور محدودیت‌های راه‌انداز

کنترل باید تضمین کند که مقادیر مرجع برای جریان‌های کنترل‌کننده به‌گونه‌ای انتخاب می‌شوند که از حداکثر جریان استاتور i_s^{max} و حداکثر ولتاژ استاتور u_s^{max} تجاوز نشود. به طور هم‌زمان باید مقادیر طوری انتخاب شوند که گشتاور مورد نیاز با بالاترین بازدهی تحویل داده شود. مطابق با رهیافت در نظر گرفته شده برای راه‌انداز DC، در این‌جا نیز از نمودار مکان هندسی جریان استفاده

www.takbook.com

می‌شـــود که در آن بردار جریان مرجع $\vec{i}_s^{dq}$ به همراه محدودیت‌های بهره‌برداری راه‌انداز نشان داده شده است (به شکل (۷-۴) مراجعه کنید).

خطوط مربوط به گشتاور ثابت

رابطه‌ی (۷-۱) نشان می‌دهد که گشتاور از جریان محور d یعنی i_{sd} مستقل است بنابراین انتخاب بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ برای یک مقدار گشتاور مرجع منحصر به فرد نخواهد بود.

$$i_{sq} = \frac{T_e}{\psi_f} \tag{۷-۲}$$

در نمودار مکان هندسی جریان، خطوط گشتاور ثابت خطوط افقی هستند. چهار خط گشـــتاور ثابت در شـــکل (۷-۴) در $i_{sq} = \pm i_s^{max}$ و $i_{sq} = \pm \frac{1}{2} i_s^{max}$ (خطوط نقطه چین مشـکی رنگ) به عنوان تابعی از حداکثر توان $T_e^{max} = i_s^{max} \psi_f$ نشـــان داده شـــده‌اند. با انتخاب نقاط کار وابســـته به جریان‌ها، کنترل‌کننده از محدودیت‌های زیر تبعیت می‌کند:

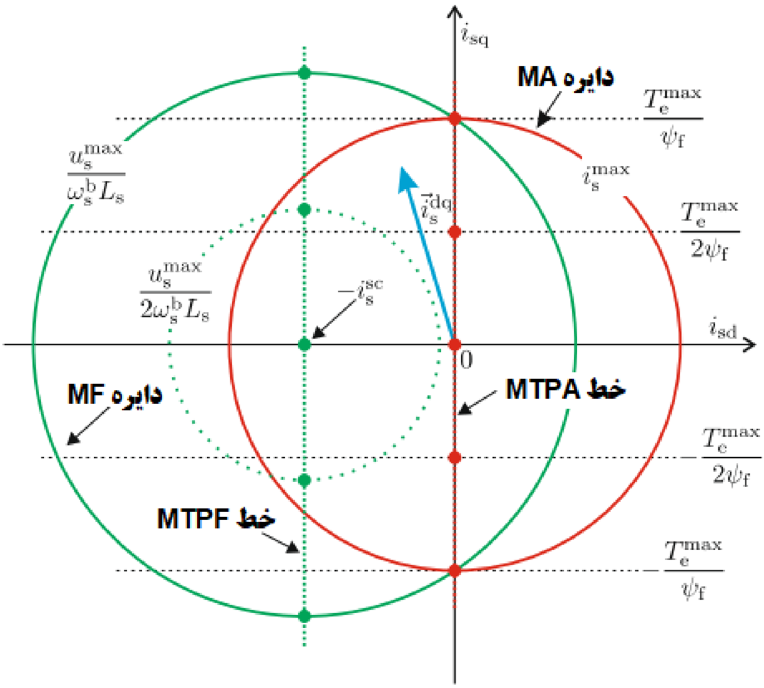
محدودیت جریان (حداکثر آمپر (MA))

اولین محدودیت توسط جریان حداکثر راه‌انداز تحمیل می‌شود. در این‌صورت ناحیه‌ی بهره‌برداری به مقدار زیر محدود می‌گردد:

$$\left|\vec{i}_s^{dq}\right| \le i_s^{max} \tag{۷-۳}$$

که این ناحیه به وسیله‌ی دایره‌ی حداکثر آمپر (MA) با رنگ قرمز در نمودار مکان هندسی جریان نشان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۷-۴): محدودیت‌های عملیاتی راه‌انداز برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته

محدودیت ولتاژ (حداکثر شار پیوندی (MF))

محدودیت دوم مربوط به حداکثر شار پیوندی استاتور در دسترس است که از قید ولتاژ u_s^{max} حاصل می‌شود. برای شرایط نیمه پایدار (یعنی در شرایطی که از مشتق‌های زمانی صرف نظر می شود) مجموعه روابط (۶-۴) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\vec{u}_s^{dq} \simeq \vec{i}_s^{dq} R_s + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \qquad \text{(۷-۴) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s^{dq} = \psi_f + L_s \vec{i}_s^{dq} \qquad \text{(۷-۴) (ب)}$$

www.takbook.com

با این فرض که عبارت غالب در رابطه‌ی (۷-۴) (الف) توسط ولتاژ القایی تعیین می‌شود می‌توان از مولفه‌ی مقاومتی صرف نظر نمود. بنابراین داریم:

$$\vec{u}_s^{dq} \cong j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \qquad (۷-۵)$$

با در نظر گرفتن رابطه‌ی $\left|\vec{u}_s^{dq}\right| = u_s^{max}$، حداکثر شار پیوندی استاتور را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\psi_s^{max} \cong \frac{u_s^{max}}{\omega_s} \qquad (۷-۶)$$

متغیر ψ_s^{max} بیان‌کننده‌ی حداکثر شار پیوندی استاتور است که می‌تواند توسط مبدل برای یک سرعت مشخص ω_s و حداکثر ولتاژ داده شده‌ی u_s^{max} تولید شود. ولتاژ u_s^{max} معمولا تو سط ولتاژ شین DC مبدل محدود می شود. با استفاده از رابطه‌ی $\left|\vec{\psi}_s^{dq}\right| = \psi_s^{max}$ و روابط (۷-۴) (ب) و (۷-۶) و با مساوی قرار دادن مولفه‌های حقیقی و موهومی $\vec{i}_s^{dq}$ رابطه‌ی زیر استخراج می‌شود:

$$\left(i_{sd} + i_s^{sc}\right)^2 + i_{sq}^2 = \left(\frac{\psi_s^{max}}{L_s}\right)^2 \qquad (۷-۷)$$

که در رابطه‌ی فوق i_s^{sc} برابر ψ_f / L_s است و جریان اتصال کوتاه ماشین (اگر از R_s صرف نظر شود) را نشان می‌دهد. رابطه‌ی (۷-۷) محدودیت جریان استاتور ناشی از حداکثر شار پیوندی را توصیف می‌کند. این محدودیت را می‌توان با استفاده از یک دایره نشان داد که مرکز آن در مختصات $(-i_s^{sc}, 0)$ قرار دارد و شعاع آن برابر $(\psi_s^{max}/L_s = u_s^{max}/\omega_s L_s)$ است؛ این دایره در شکل (۷-۴) با رنگ سبز نشان داده شده است.

www.takbook.com

وقتی که سرعت شفت کاهش پیدا می‌کند، شعاع دایره‌های مربوط به حداکثر شار پیوندی (در د سترس) ا ستاتور افزایش می‌یابد. در نتیجه سرعت بهره‌برداری در جایی اتفاق می‌افتد که دایره‌ی MF (به نمودار (۷-۴) مراجعه شـــود) به طور کامل دایره‌ی MA را احاطه کند. در این صورت مقدار جریان محور مستقیم برای کنترل‌کننده به طور آزادانه در ناحیه‌ای انتخاب می‌شود که توسط دایره‌ی i_s^{max} در بر گرفته شده است.

برای ساده‌تر کردن روابطی که در ادامه به دست می‌آیند می‌توان نسبت بین جریان اتصـــال کوتاه i_s^{sc} و جریان حداکثر i_s^{max} و هم‌چنین مولفه‌های نرمالیزه شده‌ی جریان استاتور (i_{sd}^n و i_{sq}^n) را به صورت زیر تعریف کرد:

$$\kappa = \frac{i_s^{sc}}{i_s^{max}} \quad \text{(۷-۸) (الف)}$$

$$i_{sd}^n = \frac{i_{sd}}{i_s^{max}} \quad \text{(۷-۸) (ب)}$$

$$i_{sq}^n = \frac{i_{sq}}{i_s^{max}} \quad \text{(۷-۸) (پ)}$$

مقدار مربوط به κ با استفاده از مقادیر جریان ماشین و مبدل تعیین می‌شود در حالی که جریان اتصـــال کوتاه i_s^{sc} یکی از پارامترهای ماشـــین اســـت و معمولا مبدل جریان حداکثر i_s^{max} را محدود می‌کند. مقدار $\kappa < 1$ به این معنی اســـت که بهره‌برداری جریان اتصـــال کوتاه در داخل محدودیت‌های ماشـــین و مبدل اتفاق می‌افتد. در مثال نشان داده شده برای κ مقدار ۰/۶۶ فرض شده است. با نرمالیزه کردن رابطه‌ی (۷-۷) تو سط حداکثر جریان ا ستاتور (i_s^{max}) رابطه‌ی زیر به د ست می‌آید:

$$\left(i_{sd}^n + \kappa\right)^2 + \left(i_{sq}^n\right)^2 = \left(\frac{\Psi_s^{max}}{L_s i_s^{max}}\right)^2 \quad \text{(۷-۹)}$$

www.takbook.com

رابطه‌ی (۷-۱) (برای ماشین سنکرون غیر برجسته) نشان داد که قانون کنترلی برای حداکثر گشتاور در هر آمپر به طور قابل ملاحظه‌ای ساده است: همیشه بالاترین جریان در دسترس را برای محور q انتخاب کنید. با در نظر گرفتن محدودیت جریان و ولتاژ که در بالا به آن‌ها ا شاره شد، در ادامه نقاط بهره‌برداری وابسته به خط سیر استخراج می‌شوند:

خط مربوط به حداکثر گشتاور در هر آمپر (MTPA)

بهره‌برداری ما شین با کم‌ترین تلفات اهمی با انتخاب یک نقطه‌ی بهره‌برداری به د ست می‌آید که در آن گ شتاور مورد نیاز با کم‌ترین دامنه‌ی بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ تحویل داده شود. برای یک ماشین غیر برجسته، این حالت زمانی به دست می‌آید که یک خط سیر بهره‌برداری در امتداد محور موهومی نمودار مکان هندسی جریان انتخاب شود؛ این خطوط با نام خطوط بهره‌برداری با حداکثر گشتاور در هر آمپر (MTPA) شناخته می‌شوند که در شکل (۷-۴) نیز نشان داده شده‌اند. بهره‌برداری در امتداد این خط با قانون کنترلی زیر متناظر است:

$$i_{sd}^{n} = 0 \quad \text{(۷-۱۰) (الف)}$$

$$-1 < i_{sq}^{n} < 1 \quad \text{(۷-۱۰) (ب)}$$

حداکثر سرعتی که در آن گشتاور نامی می‌تواند تولید شود (یعنی قبل از اینکه به محدودیت ولتاژ برسد) سرعت پایه‌ای نامیده می‌شود. این سرعت را می‌توان با استفاده از روابط (۷-۹) و (۷-۱۰) (الف) به صورت زیر اسخراج کرد:

$$\omega_s^{b} = \frac{u_s^{max}}{L_s\sqrt{\kappa^2+1}} \quad \text{(۷-۱۱)}$$

www.takbook.com

خط حداکثر گشتاور در هر شار پیوندی (MTPF)

حداکثر گشتاور در سرعت‌های بالاتر از سرعت پایه‌ای در جایی اتفاق می‌افتد که دایره‌های MA و MF یکدیگر را قطع می‌کنند. برای ترکیب‌های ماشین-مبدل با $\kappa < 1$ وقتی که سرعت بیش‌تر افزایش پیدا کند، حداکثر گشتاور در نهایت فقط توسط حداکثر شار پیوندی استاتور محدود می‌شود. در نتیجه نقاط بهره‌برداری روی دایره‌ی MF با شعاع $u_s^{max}/2\omega_s L_s$ به دست می‌آیند. این نقاط خط حداکثر گشتاور در هر شار پیوندی (MTPF) را تشکیل می‌دهند (با شکل (۴-۷) مقایسه کنید). نقاط بهره‌برداری روی این خط نقاطی هستند که بیش‌ترین مقدار ممکن را برای جریان متعامد دارند. بنابراین قانون کنترلی زیر به دست می‌آید:

$$i_{sd} = -i_s^{sc} \qquad (۷-۱۲)\ (الف)$$

$$i_{sq} = \frac{u_s^{max}}{\omega_s L_s} \qquad (۷-۱۲)\ (ب)$$

بهره‌برداری در امتداد خط MTPF به این معنی است که راه‌انداز با بالاترین سطح گشتاور ممکن در سرعتی خیلی بالاتر از سرعت پایه‌ای بهره‌برداری می‌شود. بهره‌برداری روی خط MTPF توسط قید مربوط به جریان حداکثر محدود می‌شود. در این صورت بهره‌برداری در امتداد خط MTPF برای آن بخش از خط سیر ممکن است که در داخل دایره‌ی MA باشد. بدیهی است که برای راه‌اندازهایی که جریان اتصال کوتاه آن ها از مقدار حداکثر جریان تجاوز می‌کند ($\kappa > 1$)، بهره‌برداری روی خط MTPF امکان پذیر نیست. معمولا این حالت زمانی رخ می‌دهد که توان مبدل تقریبا برابر با مقدار مورد نظر گرفته شود (به عبارت دیگر توان آن بیش‌تر از مقدار واقعی ارزیابی نشده باشد).

www.takbook.com

در سه بخش بعدی، در مورد روش‌های بهره‌برداری ویژه بحث خواهد شد که معمولا برای ماشین‌های تحریک‌شده به صورت الکتریکی یا PM مورد استفاده قرار می‌گیرند. برای توسعه‌ی روش‌های کنترلی از توالی راه‌اندازی استفاده شده است که در آن فرمان گشتاور تا $0.5T_e^{max}$ افزایش پیدا می‌کند در حالی که شتاب از حالت سکون تا نصف سرعت نامی زیاد می‌شود. سپس فرمان گشتاور ثابت می‌ماند و سرعت فراتر از سرعت پایه‌ای ماشین افزایش پیدا می‌کند. یک بهره‌برداری نیمه‌پایدار برای راه‌انداز در نظر گرفته شده است.

۷-۲-۲- بهره‌برداری تضعیف میدان برای راه‌اندازهای غیر برجسته‌ی PM

برای ماشین‌هایی که به صورت الکتریکی تحریک می‌شوند، تضعیف میدان به سادگی با کاهش جریان میدان (همانند ماشین‌های DC) صورت می‌پذیرد. تضعیف میدان در ماشین‌های مغناطیس دائم با استفاده از جریان محور مستقیم انجام می‌شود؛ به این صورت که این جریان مولفه‌ای از شار پیوندی تولید می‌کند که با شار مغناطیسی آهن‌ربای دائم مخالف است و در نتیجه‌ی نیروی ضد محرکه کاهش پیدا می‌کند. در ادامه مشخصه‌ی مکان هندسی جریان و جریان مستقیم و متعامد متناظر بر حسب سرعت مورد آزمایش قرار خواهد گرفت. دو حالت $\kappa < 1$ و $\kappa > 1$ در نظر گرفته شده‌اند که با ماشین‌های با یک جریان اتصال کوتاه کم‌تر و بزرگ‌تر از مقدار حداکثر جریان استاتور (i_s^{max}) متناظر هستند.

www.takbook.com

ماشین‌های با $\kappa < 1$ ($i_s^{sc} < i_s^{max}$)

مکان هندسی بردار فضایی جریان که با حالت $\kappa < 1$ متناظر است در شکل (۷-۵) نشان داده شده است. این مکان هندسی سه خط سیر بهره‌برداری مشخص را نشان می‌دهد:

خط سیر اول، $0 \rightarrow A$، MTPA

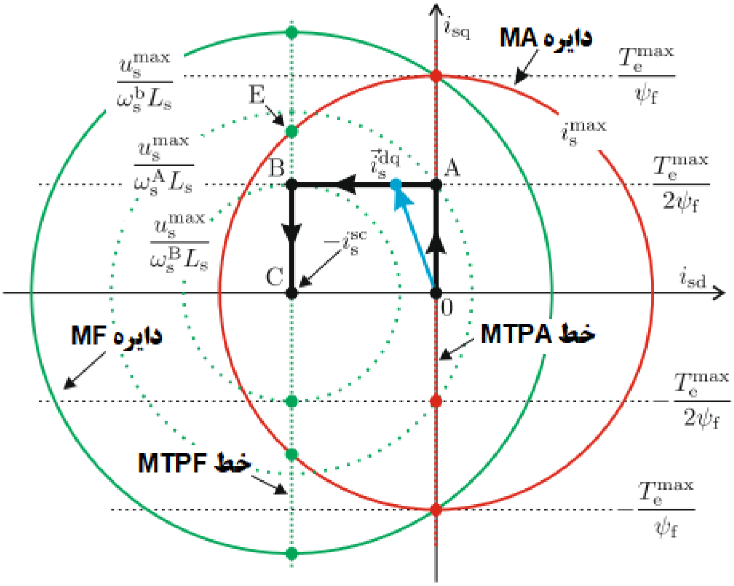
خط سیر اول از $0 \rightarrow A$ با افزایش گشتاور تا مقدار ۵۰ درصد گشتاور حداکثر متناظر ا ست در حالی که ما شین از حالت سکون تا ن صف سرعت نامی شتاب می‌گیرد. این خط سیر بهره‌برداری روی خط MTPA قرار دارد. با افزایش سرعت، شعاع دایره‌ی حداکثر شار پیوندی کاهش پیدا می‌کند. بهره‌برداری در نقطه‌ی A تا زمانی امکان‌پذیر است که سرعت ماشین به ω_s^A برسد؛ در این سرعت دایره‌ی MF و نقطه‌ی بهره‌برداری مذکور یکدیگر را قطع می‌کنند. سرعت نرمالیزه شده‌ی ω_s^A را می‌توان به کمک روابط (۷-۶)، (۷-۷)، (۷-۱۰) (الف) و (۷-۱۱) به صورت زیر بیان کرد:

$$\frac{\omega_s^A}{\omega_s^b} = \sqrt{\frac{\kappa^2 + 1}{\kappa^2 + \left(i_{sq}^n\right)^2}} \qquad (۷-۱۳)$$

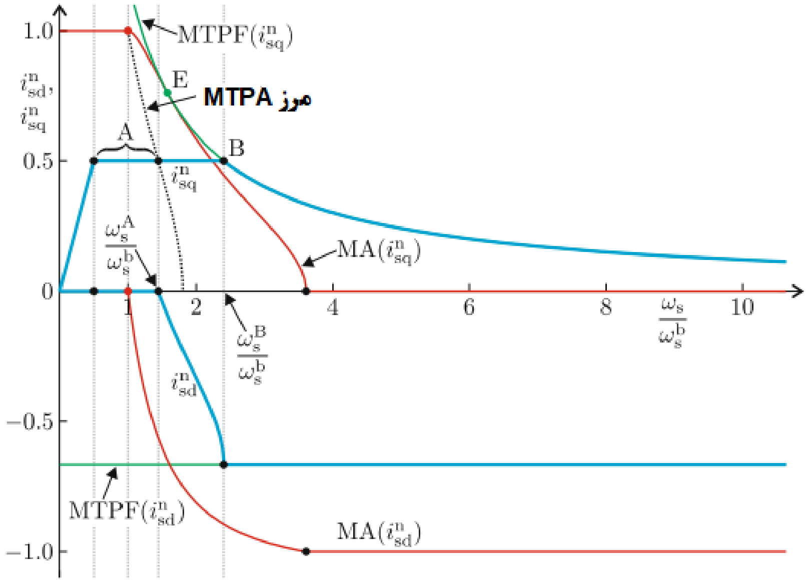
خط سیر دوم، $A \rightarrow B$، تضعیف شار پایه‌ای

برای سرعت‌های شفت بزرگ‌تر از ω_s^A باید تضعیف میدان صورت پذیرد چون باید تضمین گردد که بردار فضایی جریان داخل یا روی دایره‌ی MF قرار می‌گیرد. باید توجه کرد سرعت شفتی که در آن تضعیف میدان باید آغاز شود به i_{sq}^n بستگی دارد که می‌تواند در محدوده‌ی $1 \rightarrow -1$ تغییر کند.

www.takbook.com



شکل (۷-۵): نمودار مکان هندسی جریان: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \rightarrow 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با $i_s^{sc} < i_s^{max}$



شکل (۷-۶): نمودار جریان-سرعت: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \rightarrow 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با $i_s^{sc} < i_s^{max}$

www.takbook.com

در طول خط سیر بهره‌برداری $A \rightarrow B$، بردار فضایی جریان روی دایره‌ی حداکثر شار پیوندی نگه داشته می‌شود و به طور هم‌زمان مرجع جریان متعامد یعنی i_{sq}^{n} در مقدار ۰/۵ (برای سناریویی که به عنوان مثال انتخاب شده است) حفظ می‌گردد. با به کار بردن قوانین مربوط به زاویه‌یابی به دایره‌ی شار پیوندی MF و خط توان ثابت می‌توان خط سیر را به صورت زیر بیان کرد:

$$i_{sd}^{n} = -\kappa + \sqrt{\kappa^2 \left(\frac{\omega_s^A}{\omega_s}\right)^2 + \left[\left(\frac{\omega_s^A}{\omega_s}\right)^2 - 1\right]\left(i_{sq}^{n}\right)^2} \quad \text{(۷-۱۴) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n} = \text{const.} \quad \text{(۷-۱۴) (ب)}$$

خط سیر سوم، $B \rightarrow C$، MTPF

آخرین خط سیر از $B \rightarrow C$ زمانی اتفاق می‌افتد که سرعت شفت به مقدار ω_s^B برسد. در این حالت دیگر نمی‌توان به بهره‌برداری در خط سیر تضعیف میدان پایه‌ای ادامه داد. برای بهره‌برداری در فراتر از سرعت شفت ω_s^B، نقطه‌ی بهره‌برداری روی خط MTPF قرار می‌گیرد. در این حالت از بهره‌برداری، جریان‌ها با استفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شوند.

$$i_{sd}^{n} = -\kappa \quad \text{(۷-۱۵) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n} = \frac{\omega_s^b}{\omega_s}\sqrt{\kappa^2 + 1} \quad \text{(۷-۱۵) (ب)}$$

لازم به یادآوری است که گشتاور به طور مستقیم با جریان محور q متناسب است؛ در این صورت حداکثر گشتاور قابل دستیابی به کم‌تر از مقدار تنظیمی $0.5T_e^{max}$ افت پیدا می‌کند. گشتاور را می‌توان به سادگی با جایگذاری رابطه‌ی (۷-۱۵) (ب) در رابطه‌ی گشتاور (۷-۱) محاسبه کرد. از نظر تئوری سرعت

www.takbook.com

می‌تواند تا بی‌نهایت افزایش پیدا کند در حالی که گشتاور با نسبت $1/\omega_s$ کاهش می‌یابد (با فرض $R = 0$). بنابراین توان خروجی ثابت باقی می‌ماند. لازم به ذکر است که بهره‌برداری تحت شرایط تضعیف میدان این امکان را برای راه‌انداز فراهم می‌کند که خیلی فراتر از سرعت پایه‌ای در داخل محدودیت‌های مربوط به ولتاژ بهره‌برداری شود. این شرایط با استفاده از یک جریان سینوسی در محور مستقیم در ماشین قابل دستیابی است. اگر بنا به دلایلی (یعنی به دلیل بروز نقص در راه‌انداز) این جریان حذف شود، یک اضافه ولتاژ اتفاق می‌افتد که می‌تواند برای مبدل مخرب باشد.

نمودار جریان–سرعت

یک رهیافت جایگزین برای استفاده از نمودار مکان هندسی جریان، در نظر گرفتن مولفه‌های نرمالیزه‌شده‌ی جریان محورهای مستقیم و متعامد به عنوان تابعی از سرعت شفت نرمالیزه شده (نسبت به سرعت پایه‌ای) است. چنین نمودار جریان-سرعتی در شکل (۷-۶) نشان داده شده است. در این نمودار، منحنی‌های سبز رنگ و قرمز رنگ با حداکثر جریان محورهای مستقیم و متعامد در یک سرعت مشخص متناظر هستند. در نمودار مکان هندسی جریان، این منحنی‌ها خط MTPA (فقط در حالت موتوری) را تا نقطه‌ی گشتاور حداکثر احاطه می‌کنند و سپس در امتداد دایره‌ی MA ادامه می یابند. منحنی نقطه‌چین قرمز رنگ سرعت پایه‌ای را طبق رابطه‌ی (۷-۱۳) نشان می‌دهد. تقاطع این خط با مقدار مشخص‌شده برای جریان متعامد (i_{sq}^{n}) در سرعت ω_s^A اتفاق می‌افتد که در سرعت‌های بالاتر از آن باید از تضعیف میدان استفاده شود. منحنی خط‌چین سبز رنگ مولفه‌ی متعامد مربوط به خط MTPF را نشان می‌دهد. خطوط به رنگ آبی جریان مستقیم نرمالیزه شده (i_{sd}^{n}) و جریان متعامد نرمالیزه شده (i_{sq}^{n}) را برای

www.takbook.com

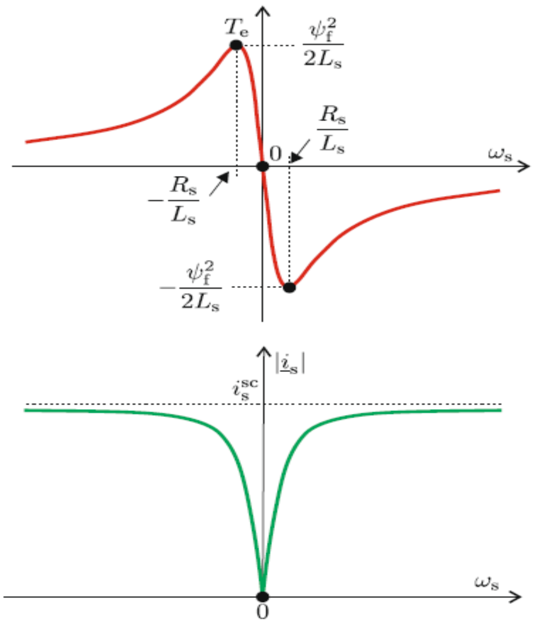
جریان‌هایی نشـــان می‌دهند که با بهره‌برداری در نصـــف گشـــتاور حداکثر متناظر هستند. این خطوط در نمودار مکان هندسی جریان با خط سیر $0 \to A \to B$ و بخشی از خط سیر $B \to C$ (نقطه‌ی C زمانی حاصل می‌شود که ω_s به بی‌نهایت میل کند) متناظر هســـتند. در شـــکل (۷-۶) نقطه‌ای به نام E نیز در نظر گرفته شده است که این نقطه‌ی بهره‌برداری سرعتی را مشخص می‌کند که از آن به بعد، بهره‌برداری در امتداد خط سیر MTPF امکان‌پذیر است. این نمودار نشان می‌دهد که جریان محور d برای $\omega_s \geq \omega_s^B$ با جریان اتصال کوتاه برابر است. همچنین این نمودار نشان می‌دهد که منحنی جریان متعامد (i_{sq}^n) بر مولفه‌ی q مربوط به خط سیر MTPF (همان‌طور که در نمودار مکان هندسی جریان برای $\omega_s \geq \omega_s^B$ تعریف شد) منطبق است.

بهره‌برداری در حالت اتصال کوتاه

در آخرین قســـمت مربوط به این بخش، به بهره‌برداری تحت شـــرایط اتصـــال کوتاه پرداخته می‌شود (یعنی وقتی که نقطه‌ی بهره‌برداری به نقطه‌ی C می‌رسد). این مورد فقط در سرعت‌های خیلی بالا تحت بهره‌برداری تضعیف شار رخ نمی‌دهد بلکه در شرایطی که ولتاژ تغذیه صفر شود نیز اتفاق می‌افتد چرا که شعاع دایره‌ی حداکثر شار پیوندی توسط نسبت u_s^{max}/ω_s تعیین می‌شود. در این صورت با توجه به نمودار مکان هندســـی جریان می‌توان مشـــاهده کرد که ماشـــین تحت شرایط گشتاور صفر بهره‌برداری می‌شود. این مورد در عمل اتفاق نمی‌افتد چرا که مقاومت سیم‌پیچی صفر نیست. در نتیجه در سرعت‌های بالا یک گشتاور نسبتا کوچک (اما غیر صفر) در ماشین وجود خواهد داشت. با استفاده از مدل ماشین سنکرون بر پایه‌ی فازور (که در شکل (۶-۸) نشان داده شده است) و با تنظیم $|\underline{u}_s|$ در صـــفر می‌توان یک تجزیه و تحلیل مختصـــر برای بهره‌برداری حالت

www.takbook.com

نیمه‌پایدار تحت شرایط اتصال کوتاه انجام داد. اگر شار پیوندی روتور با استفاده از فازور $\underline{\Psi}_f = \Psi_f$ بیان گردد، دامنه‌ی جریان $|\underline{i}_s|$ و گشتاور ماشین (T_e) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:



شکل (۷-۷): بهره‌برداری اتصال کوتاه در ماشین‌های سنکرون غیر برجسته

$$|\underline{i}_s| = \frac{\omega_s \frac{\Psi_f}{R_s}}{\sqrt{1+\left(\omega_s \frac{L_s}{R_s}\right)^2}} \quad \text{(۷-۱۶) (الف)}$$

$$T_e = -\frac{\omega_s \frac{\Psi_f^2}{R_s}}{1+\left(\omega_s \frac{L_s}{R_s}\right)^2} \quad \text{(۷-۱۶) (ب)}$$

www.takbook.com

یک مثال تصویری بر اساس استفاده از مجموعه روابط (۷-۱۶) در شکل (۷-۷) نشان داده شده است. با توجه به این شکل و رابطه‌ی بالا می‌توان مشاهده کرد که مشخصه‌ی گشتاور بر حسب سرعت خیلی شبیه به مشخصه‌ی یک ماشین القایی است که تحت شرایط ترمزی با تزریق DC بهره‌برداری می شود (با رابطه‌ی (۴-۹) مقایسه شود). سرعتی که با سطح گشتاور حداکثر $\left|\psi_f^2/2L_s\right|$ متناظر است با استفاده از نسبت R_s/L_s تعریف می شود که این موضوع را می‌توان در شکل (۷-۷) نیز مشاهده کرد. در این شرایط انرژی ترمزی به طور کامل در ماشین تلف می‌شود. همچنین این مثال نشان می‌دهد که جریان اتصال کوتاه همان‌طور که انتظار می‌رفت برابر i_s^{sc} است.

ماشین‌های با $\kappa > 1$ ($i_s^{sc} > i_s^{max}$)

حالت دومی که در این بخش به آن پرداخته می‌شود مربوط به ماشینی می‌گردد که در آن $\kappa > 1$ است. این مورد زمانی اتفاق می‌افتد که جریان اتصال کوتاه ماشین از حداکثر جریان مبدل بیش‌تر باشد. در نمودار مربوط به شکل (۷-۸)، مکان هندسی جریان برای توالی کنترل $0 \to A \to B \to C$ نشان داده شده است.

خط سیر اول و دوم، $0 \to A \to B$

خط سیر اول و دوم دقیقا مشابه حالتی است که در آن $\kappa < 1$ بود.

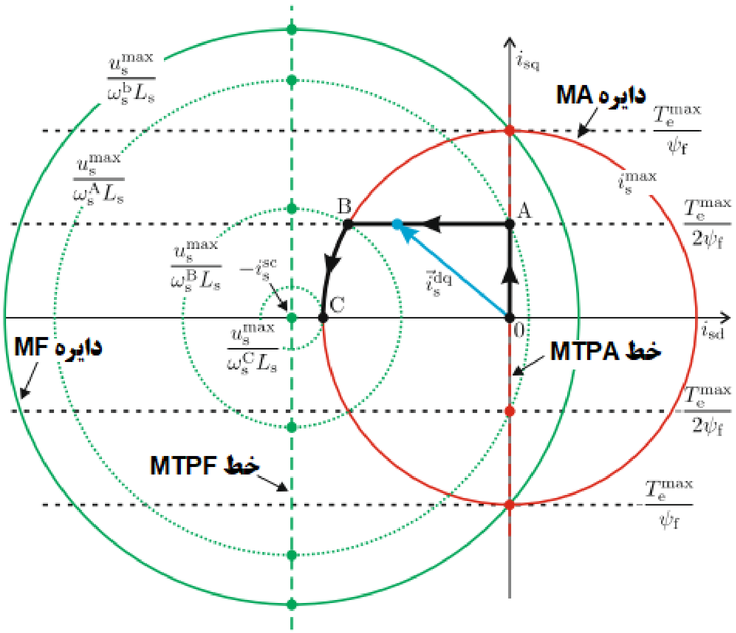
www.takbook.com

خط سیر سوم، $B \rightarrow C$، حداکثر جریان (MA)

آخرین خط سیر یعنی $B \rightarrow C$ زمانی اتفاق می‌افتد که سرعت شفت به مقدار ω_s^B برسد. در این حالت، بهره‌برداری به یک مکان هندسی محدود می‌شود که بخشی از دایره‌ی جریان حداکثر است. بهره‌برداری در امتداد خط MTPF امکان‌پذیر نیست چرا که این خط سیر خارج از دایره‌ی جریان حداکثر یعنی $\kappa > 1$ است. خط سیر را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی زیر تعریف کرد:

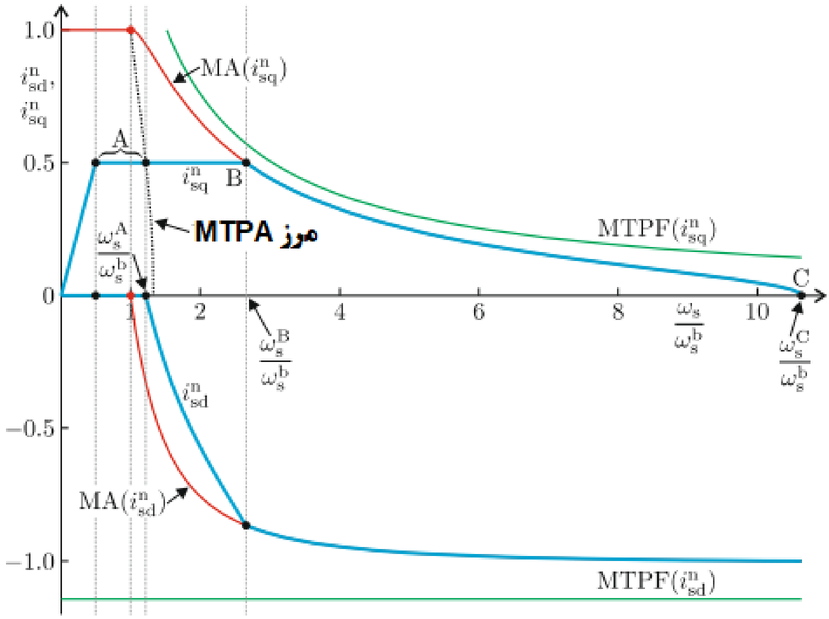
$$i_{sd}^n = \frac{\kappa^2 + 1}{2\kappa}\left[\left(\frac{\omega_s^b}{\omega_s}\right)^2 - 1\right] \quad \text{(۷-۱۷) (الف)}$$

$$i_{sq}^n = \sqrt{1 - \left(i_{sd}^n\right)^2} \quad \text{(۷-۱۷) (ب)}$$



شکل (۷-۸): نمودار مکان هندسی جریان: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $0 \rightarrow \omega_s^C$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با $i_s^{sc} > i_s^{max}$

www.takbook.com



شکل (۷-۹): نمودار جریان-سرعت: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \rightarrow 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با $i_s^{sc} > i_s^{max}$

بالاترین سرعت بهره‌برداری راه‌انداز (ω_s^C) زمانی حا صل می شود که دایره‌ی شار پیوندی حداکثر و دایره‌ی جریان حداکثر در نقطه‌ی بهره‌برداری منفرد C با هم منطبق شوند که این موضوع را می‌توان در شکل (۷-۸) نیز مشاهده کرد. لازم به ذکر به است که در این شرایط، تولید گشتاور فقط تا سرعت حداکثر ω_s^C ادامه پیدا می‌کند که در مقایسه با حالت $\kappa < 1$ بسیار متفاوت است.

نمودار جریان–سرعت

نمودار جریان-سرعت متناظر در شکل (۷-۹) نشان داده شده است. رنگ‌های استفاده شده در این نمودار با رنگ‌های به کار رفته در حالت قبلی یکسان هستند. می‌توان مشاهده کرد که به محض رسیدن به نقطه‌ی B، بهره‌برداری برای $\omega_s \geq \omega_s^B$ در امتداد دایره‌ی MA اتفاق می‌افتد. بهره‌برداری در امتداد خط MTPF

www.takbook.com

(منحنی خط‌چین سبز رنگ) امکان‌پذیر نیست چون این خط در بیرون دایره‌ی جریان حداکثر قرار گرفته است. در نهایت حداکثر سرعت ω_s^C حاصل می‌شود.

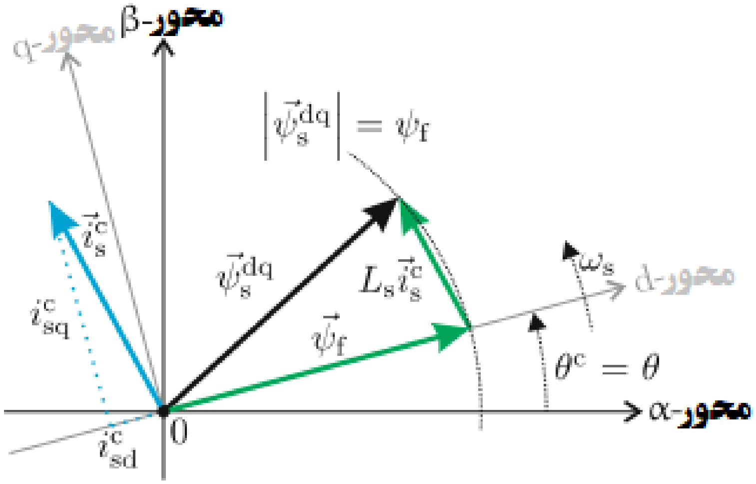
یک مثال شبیه‌سازی در بخش (۷-۶-۱) داده شده است خواننده می‌تواند با استفاده از آن بهره‌برداری راه‌انداز را در هر دو حالت بحث شده در بالا مورد آزمایش قرار دهد.

۷-۲-۳- تضعیف میدان برای راه‌اندازهای غیر برجسته‌ی PM با کنترل شار پیوندی استاتور ثابت

همان‌طور که در بخش قبلی نیز بحث شد، وقتی ماشین تحت شرایط MTPA مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد با افزایش مقدار گشتاور مرجع، شار پیوندی استاتور نیز افزایش پیدا می‌کند. این موضوع برای بعضی از ماشین‌ها ممکن است منجر به اشباع یوک استاتور شود که مطلوب نیست. برای جلوگیری از این مسأله یک روش کنترلی در این بخش معرفی می‌شود که شار پیوندی استاتور را ثابت و برابر با شار پیوندی میدان ψ_f نگه می‌دارد. تصویری از روش کنترلی پیشنهاد شده در شکل (۷-۱۰) نشان داده شده است. جریان محور مستقیم i_{sd}^c به گونه‌ای دستکاری می شود که دامنه‌ی شار پیوندی استاتور برای یک مقدار مشخص جریان محور متعامد (i_{sq}^c) ثابت باقی بماند. شکل (۷-۱۰) رابطه‌ی بین شار پیوندی استاتور، شار پیوندی میدان و مولفه‌های i_{sd}^c و i_{sq}^c مربوط به جریان استاتور را نشان می‌دهد که می‌توان آن را به صورت زیر نوشت:

$$\psi_s = \sqrt{\left(\psi_f + L_s i_{sd}^c\right)^2 + \left(L_s i_{sq}^c\right)^2} \quad (۱۸-۷)$$

www.takbook.com



شکل (۷-۱۰): کنترل جهت‌دار روتور با شار پیوندی استاتور ثابت

اندازه‌ی شار پیوندی استاتور در مقدار $\vec{\psi}_s = \psi_f$ تنظیم می شود که برابر با مقداری است که باید در حالت $i_{sd} = ۰$ و $i_{sq} = ۰$ به دست آید. رابطه‌ی (۷-۱۸) را می‌توان به شکل نرمالیزه‌شده به صورت زیر بیان کرد:

$$i_{sd}^n = -\kappa \pm \sqrt{\kappa^2 - \left(i_{sq}^n\right)^2} \qquad (۷-۱۹)$$

که در آن $\kappa = i_s^{sc} / i_s^{max}$ و $i_s^c = \psi_f / L_s$ است. نمودار مکان هندسی جریان که در شکل (۷-۱۱) داده شده است، مکان هندسی بردار فضایی جریان بهره‌برداری را نشان می‌دهد. در این شکل سه خط سیر مشخص وجود دارد. خط سیر اول یعنی $A \rightarrow 0$ نشان‌دهنده‌ی نوعی از بهره‌برداری است که توسط قانون کنترلی مطابق با رابطه‌ی (۷-۱۹) تعریف می‌شود. جریان متعامد i_{sd}^n از صفر تا ۰/۵ افزایش پیدا می‌کند و سپس ثابت باقی می‌ماند.

شکل (۷-۱۱) نشان می‌دهد که برای سرعت‌های شفت پایین‌تر از مقدار ω_s^{bS}، برای گستره‌ای از جریان که به نقطه‌ی D محدود می‌شود، مقدار ثابتی برای شار پیوندی استاتور حاصل می‌گردد. جریان‌های نرمالیزه شده‌ی متناظر با استفاده از

www.takbook.com

مجموعه روابط (۷-۲۰) به دســت می‌آیند. این روابط نشــان می‌دهند که حداکثر گ شتاور قابل د ستیابی تو سط راه‌انداز در نتیجه‌ی ا ستفاده از روش کنترلی شار پیوندی اســتاتور ثابت، کاهش پیدا می‌کند. مقدار این محدودیت به مقدار κ بستگی دارد که می‌توان آن را در رابطه‌ی (۷-۲۰) (ب) مشاهده کرد (با این فرض که $\kappa > 0.5$ است).

$$i_{sd}^{n} = -\frac{1}{2\kappa} \qquad \text{(۷-۲۰) (الف)}$$

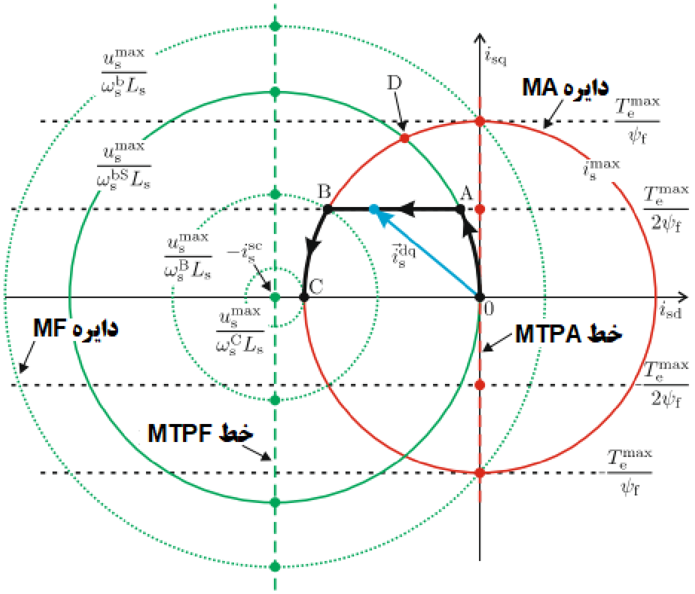
$$i_{sq}^{n} = \sqrt{1-\frac{1}{4\kappa^2}} \qquad \text{(۷-۲۰) (ب)}$$

بهره‌برداری تحت شــرایط شــار پیوندی اســتاتور ثابت می‌تواند حفظ شــود به شرطی که دایره‌ی حداکثر شار پیوندی خارج از دایره‌ای قرار بگیرد که با خط سیر $A \to 0$ منطبق اســت. با افزایش ســرعت، شــعاع دایره‌ی حداکثر شــار پیوندی تا زمانی کاهش پیدا می‌کند که سرعت ω_s^{bS} حاصل شود.

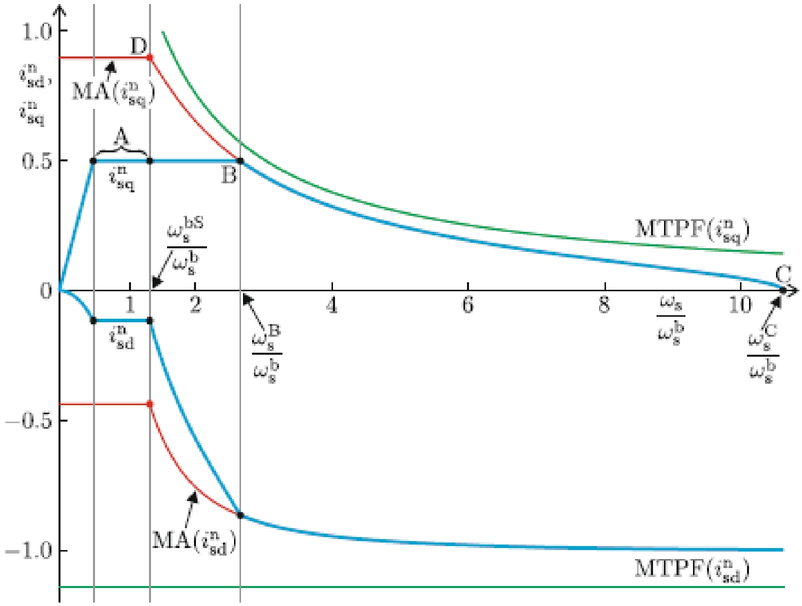
$$\frac{\omega_s^{bS}}{\omega_s^{b}} = \sqrt{\frac{\kappa^2+1}{\kappa^2}} \qquad \text{(۷-۲۱)}$$

لازم به ذکر اســـت که (همان‌طور که انتظار می‌رفت) ســـرعت از مقدار ω_s^{bS} تجاوز می‌کند چرا که بهره‌برداری در امتداد خط MTPA ω_s^{b} نیســـت. برای ســـرعت‌های بزرگ‌تر از مقدار ω_s^{bS}، بهره‌برداری تضـــعیف میدان برای خط ســـیر $A \to B \to C$ (همان‌طور که در بخش قبلی بحث شد) اتفاق می‌افتد.

www.takbook.com



شکل (۷-۱۱): نمودار مکان هندسی جریان: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \to 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با $i_s^{sc} > i_s^{max}$ و کنترل شار پیوندی استاتور ثابت



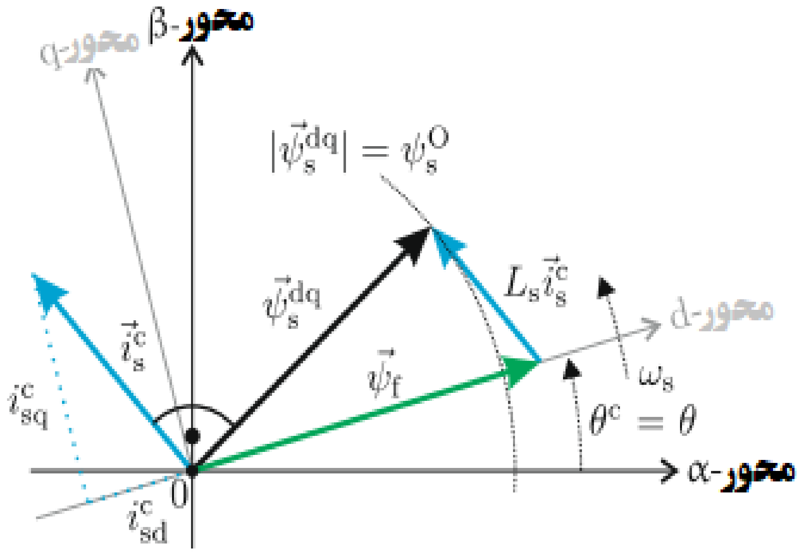
شکل (۷-۱۲): نمودار جریان سرعت: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \to 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با $i_s^{sc} > i_s^{max}$ و کنترل شار پیوندی استاتور ثابت

www.takbook.com

نمودار جریان-سرعت داده شده در شکل (۷-۱۲) نشان می‌دهد که برای $\omega_s > \omega_s^{bS}$ لازم است که بهره‌برداری تضعیف میدان صورت پذیرد. هم‌چنین در این شکل مشخص است که محدودیت گشتاور توسط به هم پیوستن جریان‌های مستقیم و متعامد ایجاد می‌شود تا شار پیوندی استاتور در گستره‌ی سرعت $\omega_s \le \omega_s^{bS}$ ثابت باقی بماند. مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۷-۶-۲) مربوط به شبیه‌سازی راه‌اندازی است که در آن از روش کنترلی شار پیوندی استاتور ثابت استفاده شده است.

۷-۲-۴- تضعیف شار برای راه‌انداز غیربرجسته‌ی تحریک شده به صورت الکتریکی با کنترل شار استاتور ثابت و ضریب توان واحد

ماشین‌هایی که از سیم‌پیچی میدان استفاده می‌کنند دارای درجه‌ی بیش‌تری از آزادی هستند به طوری که می‌توان از آن‌ها در ضریب توان واحد بهره‌برداری کرد. به عنوان یک نتیجه دیگر مبدل لازم نیست که توان راکتیوی فراهم کند. به علاوه، دستیابی به بهره‌برداری شار پیوندی استاتور ثابت ($\psi_s = \psi_f$) طبق مباحث مطرح شده در بخش قبلی امکان‌پذیر است. روش کنترلی پایه‌ای را می‌توان با در نظر گرفتن این نکته که ولتاژ $\vec{u}_s^{dq}$ تقریبا با $\vec{u}_s^{dq} \simeq j\omega_s\vec{\psi}_s^{dq}$ برابر است، استخراج کرد چرا که افت ولتاژ در دو سر مقاومت استاتور کوچک فرض شده است. در نتیجه ضریب توان واحد با هم‌فاز نگه‌داشتن بردار ولتاژ $\vec{u}_s^{dq}$ و بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ به دست می‌آید. این شرط نشان می‌دهد که بردار جریان باید نسبت به بردار شار پیوندی استاتور ($\vec{\psi}_s^{dq}$) طبق شکل (۷-۳) متعامد باشد. در این صورت دامنه‌ی شار پیوندی میدان (ψ_f) باید برای یک مقدار مشخص جریان متعامد i_{sq} (که توسط کاربر تعریف می‌شود) تغییر کند.



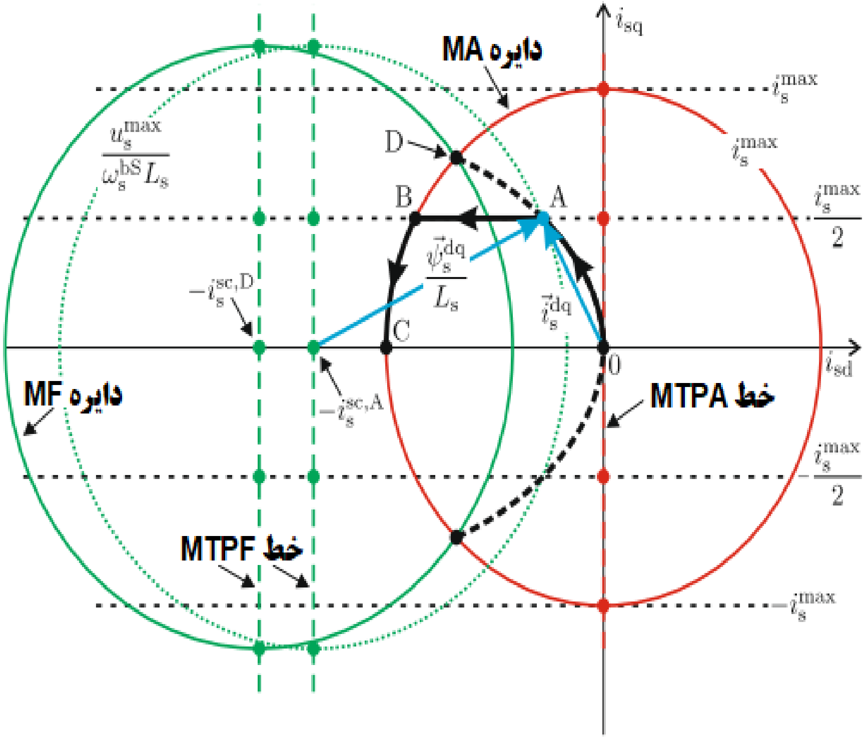
شکل (۷-۱۳): کنترل جهت‌دار روتور با شار پیوندی استاتور ثابت و ضریب توان واحد

مفهوم دستکاری شار پیوندی میدان (ψ_f) و بنابراین جریان اتصال کوتاه i_s^{sc} در زیر سرعت ω_s^{bS} نشان می‌دهد که متغیر $\kappa = i_s^{sc}/i_s^{max}$ دیگر ثابت نیست. به منظور مقایسه با مورد قبلی، یک متغیر جریان اتصال کوتاه نرمالیزه شده با نام κ^O معرفی می شود که برابر است با مقدار ثابت نسبت جریان اتصال کوتاه نامی (که در بالا استفاده شد). سطح شار پیوندی ψ_s^O که در شکل (۷-۱۳) نشان داده شده است، به گونه‌ای انتخاب می شود که با مقدار فرض شده در بخش قبلی برابر گردد. در نتیجه سرعت پایه‌ای تعریف شده برای راه‌انداز بدون تغییر باقی می‌ماند.

فرایند چگونگی تعیین شار پیوندی میدان ψ_f و جریان اتصال کوتاه متناظر با آن (i_s^{sc}) به گونه‌ای که ضریب توان بهره‌برداری ثابت باقی بماند، به کمک نمودار مکان هندسی جریان نشان داده شده در شکل (۷-۱۴) صورت می‌پذیرد. در این شکل خط سیر $0 \rightarrow A$ نشان داده شده است که با بهره‌برداری در زیر سرعت پایه‌ای متناظر است. بخشی از این خط سیر با مکان هندسی $0 \rightarrow A \rightarrow D$ (که با خطچین مشخص شده است) منطبق است که دیگر مثل مورد قبلی به صورت

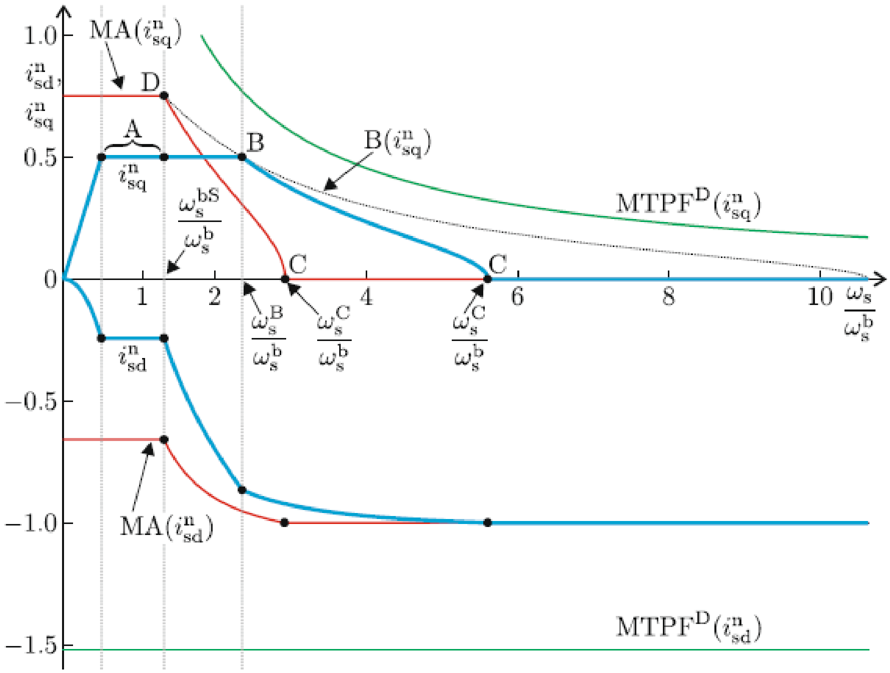
www.takbook.com

دایره‌ای نیست (به شکل (۷-۱۱) مراجعه شود). علت این موضوع این است که سطح شار پیوندی میدان باید به صورت تابعی از مقدار گشتاور مرجع تعریف شده توسط کاربر به گونه‌ای تنظیم شود که بردار شار پیوندی استاتور ($\vec{\psi}_s^{dq}$) نسبت به بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ متعامد باقی بماند.



شکل (۷-۱۴): خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \to 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با کنترل شار پیوندی استاتور ثابت و ضریب توان واحد

www.takbook.com



شکل (۷-۱۵): نمودار جریان سرعت برای راه‌اندازهای سنکرون غیر برجسته با کنترل شار پیوندی استاتور ثابت و ضریب توان واحد

لازم به ذکر ا ست که این هدف در ازای کاهش محدوده‌ی بهره‌برداری جریان متعامد حاصل می‌شود که این موضوع را می‌توان با مقایسه‌ی موقعیت نقطه‌ی بهره‌برداری D روی منحنی جریان حداکثر نسبت به مورد قبلی (به شکل (۷-۱۱) مراجعه شود) مشاهده کرد. با استفاده از قوانین مربوط به زاویه‌یابی می‌توان نشان داد که این نطقه با مقادیر جریان نرمالیزه شده‌ی زیر ارتباط دارد:

$$i_{sd}^{n,D} = -\frac{1}{\sqrt{\left(\kappa^O\right)^2 + 1}} \quad \text{(۷-۲۲) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n,D} = \frac{\kappa^O}{\sqrt{\left(\kappa^O\right)^2 + 1}} \quad \text{(۷-۲۲) (ب)}$$

$$i_s^{sc,n,max} = i_s^{sc,n,D} = \kappa^D = \sqrt{\left(\kappa^O\right)^2 + 1} \quad \text{(۷-۲۲) (پ)}$$

www.takbook.com

میزان کاهش جریان متعامد را می‌توان با مقایسه‌ی مقادیر i_{sq}^{n} مطابق با روابط (۷-۲۰) و (۷-۲۲) اندازه‌گیری کرد که رابطه‌ی (۷-۲۲) مربوط به کنترل شار پیوندی استاتور بدون کنترل ضریب توان است. با تجزیه و تحلیل دقیق شکل (۷-۱۴) می‌توان رابطه‌ی مربوط به مکان هندسی $0 \to A \to D$ (منحنی نشان داده شده با خطچین) را به صورت زیر بیان کرد:

$$i_{sd}^{n} = -\frac{\left(i_{sq}^{n}\right)^2}{\sqrt{\left(\kappa^{O}\right)^2 - \left(i_{sq}^{n}\right)^2}} \qquad \text{(۷-۲۳) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n} \propto T^{*} \qquad \text{(۷-۲۳) (ب)}$$

$$i_{s}^{sc,n} = \kappa = \frac{\left(\kappa^{O}\right)^2}{\sqrt{\left(\kappa^{O}\right)^2 - \left(i_{sq}^{n}\right)^2}} \qquad \text{(۷-۲۳) (پ)}$$

که i_{sq}^{n} با جریان مرجع نرمالیزه شده متناظر است که مقدار آن توسط کاربر تعریف می‌شود. متغیر $i_{s}^{sc,n}$ نشان‌دهنده‌ی شار پیوندی نرمالیزه شده‌ی اتصال کوتاه است (که در کاربردهای PM همان κ است) و مقدار آن باید با افزایش جریان مرجع متعامد، زیاد شود. جریان اتصال کوتاه در شکل (۷-۱۴) به وسیله‌ی تغییر مکان دایره‌های شار پیوندی استاتور ثابت تغییر می‌کند که مقدار آن قابل توجه است؛ تغییر مکان این دایره‌ها به دلیل حفظ ترکیب شار پیوندی استاتور ثابت و ضریب توان واحد در زیر سرعت پایه‌ای لازم است. برای بهره‌برداری در سرعت‌های بالاتر از سرعت پایه‌ای (که بخش باقی‌مانده‌ی خط سیر تحریک $A \to B \to C$ است) تضعیف میدان فعال می‌شود. به دلیل تغییر جریان اتصال کوتاه نرمالیزه شده، رابطه‌ی مربوط به خط سیر $A \to B$ به مقدار جزیی از رابطه‌ی (۷-۱۴) منحرف می‌شود که آن را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

www.takbook.com

$$i_{sd}^{n} = -\kappa + \sqrt{\left(\frac{\omega_s^b}{\omega_s}\right)^2 \left(1+\left(K^O\right)^2\right) - \left(i_{sq}^{n}\right)^2} \quad \text{(۲۴-۷) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n} = \text{const.} \quad \text{(۲۴-۷) (ب)}$$

در این مورد نیز خط سیر $B \to C$ بر اساس رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

$$i_{sd}^{n} = \frac{1}{2\kappa}\left[\left(\frac{\omega_s^b}{\omega_s}\right)^2 \left(1+\left(\kappa^O\right)^2\right) - \left(1+\kappa^2\right)\right] \quad \text{(۲۵-۷) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n} = \sqrt{1-\left(i_{sd}^{n}\right)^2} \quad \text{(۲۵-۷) (ب)}$$

که این رابطه با مجموعه روابط (۷-۱۷) متفاوت است. همان‌طور که می‌توان در شکل (۷-۱۵) و مجموعه روابط (۷-۲۵) مشاهده کرد، حداکثر سرعت نرمالیزه شده‌ی راه‌انداز در بهره‌برداری با کنترل شار پیوندی ا ستاتور ثابت و ضریب توان واحد تغییر می‌کند که این تغییر به مقدار واقعی جریان اتصال کوتاه نرمالیزه شده (κ) بستگی دارد:

$$\frac{\omega_s^C}{\omega_s^b} = \sqrt{\frac{1+\left(\kappa^O\right)^2}{\left(1-\kappa\right)^2}} \quad \text{(۲۶-۷)}$$

لازم به ذکر است که در این روش کنترلی، رابطه‌ی بین گشتاور و جریان متعامد دیگر خطی نیست چرا که شار پیوندی میدان ψ_f از جریان متعامد تبعیت می‌کند. در رهیافت استفاده شده در این‌جا، مقدار اولیه‌ی شار پیوندی میدان (برای $i_{sq} = 0$) برابر با مقدار استفاده شده در بخش قبلی انتخاب شده است. در نتیجه سطح شار پیوندی میدان (ψ_f) با افزایش جریان متعامد، زیاد می شود. معمولا شار پیوندی میدان ψ_f نباید از مقدار نامی خود تجاوز کند؛ مقدار نامی شار پیوندی میدان زمانی به دست می‌آید که ماشین تحت شرایط حداکثر گشتاور

www.takbook.com

(یعنی نقطه‌ی D در شکل (۷-۱۴)) بهره‌برداری می شود. نتیجه‌ی ا ستفاده از این رهیافت کنترلی این است که مقدار اولیه‌ی شار پیوندی میدان (ψ_f) باید کم‌تر از مقدار نامی انتخاب شود. این موضوع در مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۷-۶-۳) مشخص خواهد شد.

۷-۳- کنترل ماشین‌های سنکرون برجسته

هدف عمده در ا صول بهره‌برداری بحث شده برای ما شین غیر برج سته این بود که یک خط سیر بهینه برای بردار جر یان کنترل‌کننده یعنی $\vec{i}_s^{dq}$ برای بهره‌برداری راه‌انداز در گستره‌ی مشخصی از سرعت شفت تعیین شود. برای این منظور، خط سیرهای مشخصی برای بهره‌برداری (مثل MTPA و MTPF) به همراه ناحیه‌های گذار بین این دو معرفی شدند. با وجود اینکه گشتاور یک ماشین برجسته با ا ستفاده از جریان مستقیم و متعامد تعیین می شود (که در بخش (۶-۲) بحث شد)، روش‌های کنترلی مشابهی را نیز می‌توان برای این ماشین‌ها تعریف کرد. در نتیجه فرایند تعیین جر یان های مرجع لازم برای یک الگوریتم کنترل جریان جهت‌دار روتور (یعنی i_d^c و i_q^c) پیچیده‌تر است.

خط گشتاور ثابت

یک نقطه‌ی آغاز مناسب برای این تجزیه و تحلیل، استفاده از مدل برجسته‌ی جهت‌دار میدان ا ست که در بخش (۶-۲-۲) بحث شد. گشتاور به د ست آمده در رابطه‌ی (۶-۲۱) را می‌توان با ا ستفاده از ضریب برجستگی χ (که از رابطه‌ی (۶-۱۹) به دست می‌آید) به شکل نرمالیزه شده بازنویسی کرد:

www.takbook.com

$$T_e^n = \frac{T_e}{\psi_f i_s^{max}} = i_{sq}^n \left(1 - \frac{2\chi}{\kappa} i_{sd}^n\right) \quad (۲۷-۷)$$

باید توجه کرد که رابطه‌ی بالا نسبت به حداکثر گشتاور یک ماشین غیر برجسته نرمالیزه شده است. متغیر χ برای $L_{sd} < L_{sq}$ کم‌تر از صفر است. به علاوه جریان اتصال کوتاه نرمالیزه شده‌ی κ ثابت فرض شده است (یعنی تحریک توسط آهن‌رباهای دائم فراهم می‌شود). رابطه‌ی (۷-۲۷) نشان می‌دهد که گشتاور تابعی از هر دو جریان است. در نتیجه خطوط گشتاور ثابت در نمودار مکان هندسی جریان متعلق به یک ما شین سنکرون برج سته (که در شکل (۷-۴) نشان داده شده است) دیگر به صورت خطوط افقی نخواهد بود. مسیرهای گشتاور ثابت (خطوط نشان داده شده با خط‌چین مشکی) که در نمودار مکان هند سی جریان متعلق به ماشین سنکرون برجسته نشان داده می‌شوند، با استفاده از رابطه‌ی (۷-۲۷) تعریف می‌گردند. تجزیه و تحلیل انجام شده در این بخش روی بهره‌برداری موتوری در ربع دوم نمودار مکان هند سی جریان (یعنی برای $\chi > 0$) تمرکز دارد. خط سیرهای مربوط به ربع سوم را می‌توان با استفاده از بازتاب خط سیرهای نشان داده شده نسبت به محور d به دست آورد.

محدودیت جریان (حداکثر آمپر، MA)

دایره‌ی MA همانند ماشین غیر برجسته بوده و در شکل (۷-۱۶) نشان داده شده است.

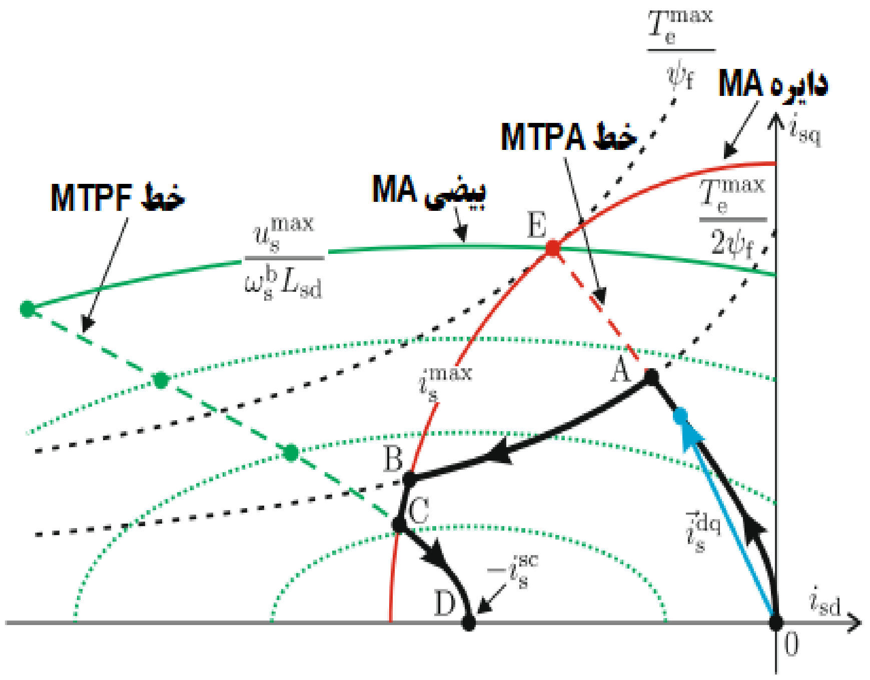
خط مربوط به حداکثر گشتاور در هر آمپر (MTPA)

حداکثر گشتاور T_e^{max} در جایی به دست می‌آید که دایره‌ی MA خطوط گشتاور ثابت را در یک نقطه قطع می‌کند. در این نقطه‌ی بهره‌برداری حداکثر

www.takbook.com

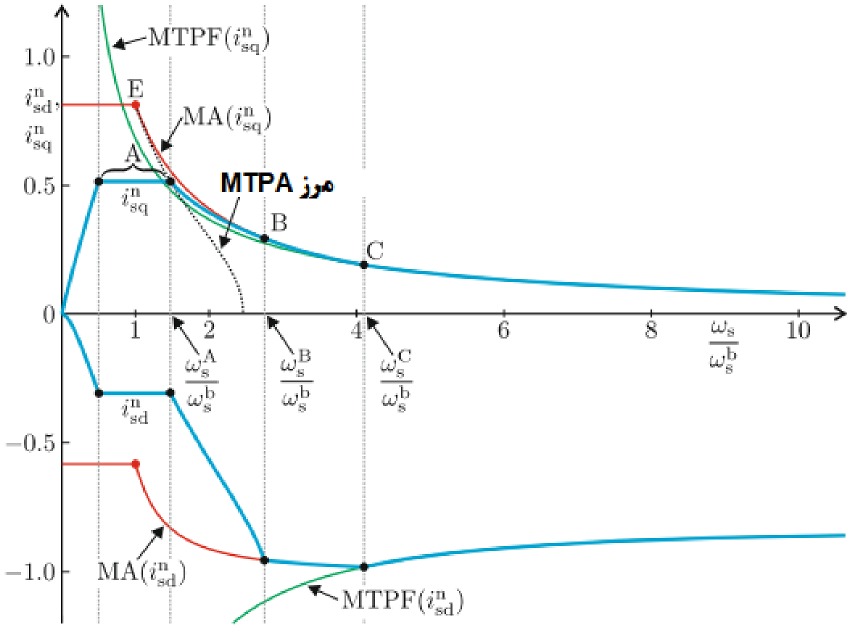
گشتاور متناظر با مقدار انتخاب شده‌ی i_s^{max} تولید می شود. به این نقطه، نقطه‌ی حداکثر گشتاور گفته می شود که بخشی از خط سیر MTPA متعلق به ماشین برجسته است. کل خط سیر MTPA با استفاده از مجموعه‌ای از دایره‌های هم‌مرکز با شعاع $i_s^{max} \rightarrow 0$ به دست می‌آید. برای یک مقدار مشخص i_s نقطه‌ی MTPA نقطه‌ای است که در آن، دایره‌ی MA یک خط گشتاور ثابت را در یک نقطه قطع می‌کند:

$$\left(i_{sd}^{n}\right)^{2}+\left(i_{sq}^{n}\right)^{2}=\left(i_{s}^{n}\right)^{2} \qquad (۷-۲۸)$$



شکل (۷-۱۶): نمودار مکان هندسی جریان: خط سیر عملیاتی راه‌انداز از $\omega_s^C \rightarrow 0$ برای راه‌اندازهای سنکرون برجسته با $i_s^{sc} < i_s^{max}$

www.takbook.com



شکل (۷-۱۷): نمودار جریان-سرعت: خط سیر عملیاتی جریان نرمالیزه شده‌ی راه‌انداز بر حسب سرعت برای راه‌اندازهای سنکرون برجسته با $i_s^{sc} < i_s^{max}$

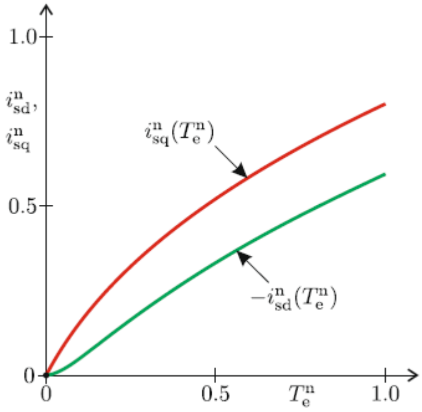
که در رابطه‌ی (۷-۲۸) i_s^n برابر i_s/i_s^{max} است. با استفاده از روابط (۷-۲۸) و (۷-۲۷) یک رابطه برای گشتاور به صورت تابعی از جریان نرمالیزه شده‌ی محور مستقیم (یعنی i_{sd}^n) به دست می‌آید. با استفاده از مشتق‌گیری می‌توان مقدار MTPA مربوط به i_{sd}^n را به عنوان تابعی از i_s^n به دست آورد که با استفاده از آن مقدار متناظر i_{sq}^n قابل محاسبه خواهد بود. مجموعه‌ای از مختصات که خط سیر MTPA را تعریف می‌کنند، در رابطه‌ی زیر داده شده است:

$$i_{sd}^n = \frac{\kappa}{8\chi} - \sqrt{\frac{\left(i_s^n\right)^2}{2} + \left(\frac{\kappa}{8\chi}\right)^2} \qquad \text{(۷-۲۹) (الف)}$$

$$i_{sq}^n = \sqrt{\left(i_s^n\right)^2 - \left(i_{sd}^n\right)^2} \qquad \text{(۷-۲۹) (ب)}$$

www.takbook.com

از نقطه نظر کنترلی بهتر است که متغیر i_s^n به عنوان تابعی از گشتاور $T_e^n = T_e / T_e^{max}$ مجددا با استفاده از روابط (۷-۲۹) و (۷-۲۷) رسم شود (T_e^{max} برابر با مقدار گشتاور در نقطه‌ی گشتاور حداکثر است). مقادیر به دست آمده برای مرجع‌های مستقیم و متعامد در شکل (۷-۱۸) برای بهره‌برداری در زیر سرعت پایه‌ای نشان داده شده است. از این مقادیر می‌توان به عنوان ورودی در کنترل‌کننده‌ی جریان برای MTPA استفاده کرد.



شکل (۷-۱۸): جریان مستقیم و متعامد به عنوان تابعی از گشتاور در حالت MPTA و بهره‌برداری در زیر سرعت پایه‌ای برای یک راه‌انداز سنکرون برجسته

محدودیت ولتاژ (حداکثر شار پیوندی، MF)

خطوط مربوط به حداکثر شار پیوندی (MF) را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۶-۱۶) و با روش مشابهی که برای ماشین غیر برجسته انجام شد، به دست آورد:

$$\left(i_{sd}^n + \kappa\right)^2 + \left(i_{sq}^n\right)^2 (2\chi + 1)^2 = i_O^2 \qquad (۷-۳۰)$$

متغیر $i_O = \psi_s^{max} / L_{sd} i_s^{max}$ به طور مستقیم با حداکثر شار پیوندی $\psi_s^{max} = u_s^{max} / \omega_s$ رابطه دارد. رابطه‌ی (۷-۳۰) در حالت برجستگی صفر ($\chi = 0$)

www.takbook.com

و با فرض $L_{sd} = L_s$ به رابطه‌ی (۷-۹) کاهش پیدا می‌کند. برای یک ماشـــین برجسته، خطوط MF طبق رابطه‌ی (۷-۳۰) به شکل بیضی هستند. محور بزرگ‌تر بر محور d منطبق است در حالی که محور کوچک‌تر با محور q موازی است. محل تقاطع دو محور طبق شکل (۷-۱۶) در نقطه‌ی جریان اتصال کوتاه یعنی نقطه‌ی D اتفاق می‌افتد. با افزایش سرعت شفت، اندازه‌ی مربوط به بیضی شار پیوندی حداکثر کاهش می‌یابد چرا که متغیر i_O با ســـرعت ω_s نســـبت عکس دارد. این موضوع نشان می‌دهد که با افزایش سرعت، ناحیه‌ی قابل استفاده برای بهره‌برداری راه‌انداز توســـط ســـطحی در داخل بیضـــی محدود می‌شـــود. این رفتار مشـــابه ماشـــین‌های غیر برجســـته اســـت. یک ضـریب برجســـتگی منفی ($\chi < 0$) منجر به بهره‌برداری در زیر سرعت پایه‌ای در ربع اول نمودار مکان هندسی جریان می‌شود. در این صـــورت، بهره‌برداری در ســـرعت بالا به شـــدت خطرناک اســـت چرا که دایره‌های شار پیوندی حداکثر باید به سمت ربع اول گسترش پیدا کنند.

سرعت پایه‌ای با بیضی حداکثر شاری متناظر است که بر نقطه‌ی گشتاور حداکثر منطبق باشد. بهره‌برداری در امتداد مسیر MTPA برای سرعت‌های شفت بالاتر از سرعت پایه‌ای امکان‌پذیر است. برای محاسبه‌ی سرعت پایه‌ای می‌توان از رابطه‌ی (۷-۲۹) با $i_s^n = 1$ استفاده کرد که مختصات نرمالیزه شده‌ی اشباع راه‌انداز را برای بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ فراهم می‌کند. اســـتفاده از این مختصـــات با رابطه‌ی (۷-۳۰) منجر به سرعت پایه‌ای ω_s^b می‌شود.

خطوط مربوط به حداکثر گشتاور در هر شار پیوندی (MTPF)

از خط ســـیر MTPF برای اســـتخراج یک روش برای تضـعیف شـــار اســـتفاده می‌شود. خط سیر MTPF با استفاده از نقاطی از بهره‌برداری به دست می‌آید که در آن‌ها بیضی‌های MF و منحنی‌های گشتاور ثابت یکدیگر را در یک نقطه قطع

www.takbook.com

می‌کنند. به عبارت دیگر، آن‌ها نقاطی روی بیضی‌های MF هستند که حداکثر گشتاور را نشان می‌دهند. یک رابطه‌ی ریاضیاتی را می‌توان با استفاده از روابط (۷-۳۰) و (۷-۲۷) و مشتق‌گیری به دست آورد که منجر به یک رابطه برای i_{sd}^{n} به عنوان تابعی از i_O می‌شود. از این رابطه نیز می‌توان برای به دست آوردن مقدار متناظر i_{sq}^{n} استفاده کرد. روابط به دست آمده که خط سیر MTPF را تعریف می‌کنند در رابطه‌ی زیر داده شده است:

$$i_{sd}^{n} = -\kappa + (1+2\chi)\frac{\kappa}{8\chi} - \sqrt{\frac{i_O^2}{2} + \left((1+2\chi)\frac{\kappa}{8\chi}\right)^2} \qquad \text{(۷-۳۱) (الف)}$$

$$i_{sq}^{n} = \frac{1}{2\chi+1}\sqrt{i_O^2 - \left(\kappa + i_{sd}^{n}\right)^2} \qquad \text{(۷-۳۱) (ب)}$$

خط سیر MTPF برای $\kappa = 0.6$ و $\chi = 0.75$ در شکل (۷-۱۶) نشان داده شده است. بخشی از این خط سیر در داخل دایره‌ی MA قرار می‌گیرد چون در این مثال مقدار جریان اتصال کوتاه از i_s^{max} کم‌تر است.

توالی بهره‌برداری

در آخرین قسمت این بخش، روش کنترل تحت شرایط تضعیف شار مورد بررسی قرار می‌گیرد که این کار با استفاده از روش تحریک معرفی شده برای مثال‌های قبلی صورت خواهد پذیرفت. گشتاور از صفر تا $0.5T_e^{max}$ افزایش پیدا می‌کند در حالی که ماشین از حالت سکون شتاب می‌گیرد. این حالت متناظر با خط سیر $0 \rightarrow A$ در نمودار مکان هندسی جریان است. بهره‌برداری تحت شرایط MTPA تا زمان رسیدن به سرعت شفت ω_s^A ادامه پیدا می‌کند. این سرعت زمانی به دست می‌آید که مسیر MF نقطه‌ی A را قطع کند. بالاتر از سرعت ω_s^A بهره‌برداری در حالت گشتاور ثابت اتفاق می‌افتد که این کار به وسیله‌ی نگه‌داشتن

www.takbook.com

بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ روی بیضی حداکثر شار پیوندی و روی منحنی گشتاور انتخاب شده‌ی $A \to B$ صورت می‌پذیرد. از این روش می‌توان تا زمانی استفاده کرد که جریان‌ها داخل دایره‌ی MA و روی سمت راست خط MTPF باشند. این حالت تا سرعت ω_s^B (وقتی که به دایره‌ی MA برسد) ادامه پیدا می‌کند. بهره‌برداری در سرعت‌های بالاتر از سرعت ω_s^B در امتداد دایره‌ی MA صورت می‌پذیرد و این حالت تا زمان رسیدن خط MTPF به نقطه‌ی C ادامه پیدا می‌کند. برای سرعت‌های بالاتر، بهره‌برداری در امتداد خط سیر MTPF از نقطه‌ی C تا D انجام می‌شود.

توالی بهره‌برداری توصیف شده در بالا را می‌توان به کمک یک نمودار جریان-سرعت طبق شکل (۷-۱۷) نیز نشان داد؛ در این شکل منحنی‌های آبی متعلق به جریان‌های i_{sq}^n و i_{sd}^n هستند. هم‌چنین منحنی‌های سبز و قرمز در این شکل، منحنی‌های جریان مستقیم و متعامد را برای بهره‌برداری در امتداد مسیر MA و خط سیر MTPA نشان می‌دهند. برای بهره‌برداری در سرعت‌های کم‌تر از سرعت پایه‌ای، مرجع جریان با استفاده از شکل (۷-۱۸) برای گشتاور مرجع انتخاب شده تعریف می‌شود. در سرعت‌های بالاتر از ω_s^A، جریان‌های نرمالیزه شده باید با استفاده از روابط (۷-۲۷) و (۷-۳۰) به دست آیند که این مقادیر به دست آمده تا زمان رسیدن به سرعت ω_s^B معتبر هستند. برای سرعت‌های بالاتر از ω_s^B این جریان‌ها با استفاده از رابطه‌ی (۷-۲۸) با $i_s^n = 1$ و رابطه‌ی (۷-۳۰) تعریف می‌شوند که مقادیر به دست آمده تا زمان رسیدن به خط MTPF صادق هستند و پس از آن باید از مجموعه روابط (۷-۳۱) استفاده کرد. برای پیاده‌سازی این روش‌های کنترلی از جستجوی جدولی استفاده می شود که در آن مقادیر مربوط به جریان مرجع مورد نیاز بر اساس گشتاور مرجع و حداکثر شار پیوندی استاتور (ψ_s^c) داده شده است. علت این کار این است که اشباع روی مقادیر L_{sd} و L_{sq} اثر

www.takbook.com

می‌گذارد و در نتیجه یافتن روابط ریاضیاتی مشکل می‌گردد. در این صورت جداول جستجو از طریق اندازه‌گیری یا تجزیه و تحلیل المان محدود استخراج می‌شوند. با این وجود، استفاده از چنین روابطی منجر می‌شود که خواننده رابطه‌ی بین متغیرهایی را که مقادیر جریان مرجع را کنترل می‌کنند، بهتر درک کند.

یک مثال شبیه‌سازی در بخش (۷-۶-۴) داده شده است که روش‌های کنترلی بحث شده در بخش را به تصویر می‌کشد. برای این منظور یک مدل منبع جریان برای ماشین برجسته معرفی شده است. از این مدل به همراه یک کنترل‌کننده استفاده می‌شود که وظیفه‌ی این کنترل‌کننده تحویل دادن مقادیر مناسب جریان مرجع به عنوان تابعی از سرعت شفت و مقدار گشتاور مرجع تعریف شده توسط کاربر است.

۷-۴- پیاده‌سازی واحد کنترل جهت‌دار میدان برای یک ماشین سنکرون کنترل شده با جریان

در این بخش، فرایند یکپارچه‌سازی کنترل‌کننده با ماشین مورد بررسی قرار گرفته است. برای این کار از یک مدل بر پایه‌ی منبع جریان برای ماشین استفاده شده است چرا که این مدل را می‌توان بدون در نظر گرفتن دینامیک‌های کنترل‌کننده‌ی جریان، به سادگی مورد آزمایش قرار داد. این فرایند را به شرطی می‌توان انجام داد که ثابت‌های زمانی مرتبط با کنترل‌کننده‌های جریان در مقایسه با ثابت‌های زمانی ماشین کوچک باشند. در شکل (۷-۱۹) مدل مربوط به یک ماشین برجسته نشان داده شده است هرچند که فرایند بحث شده در این‌جا را می‌توان برای ماشین‌های غیر برجسته نیز (با تنظیم $L_{sd} = L_{sq} = L_s$) به کار برد.
شار پیوندی میدان ψ_f می‌تواند توسط آهن‌رباهای دائم یا یک سیم‌پیچی میدان

www.takbook.com

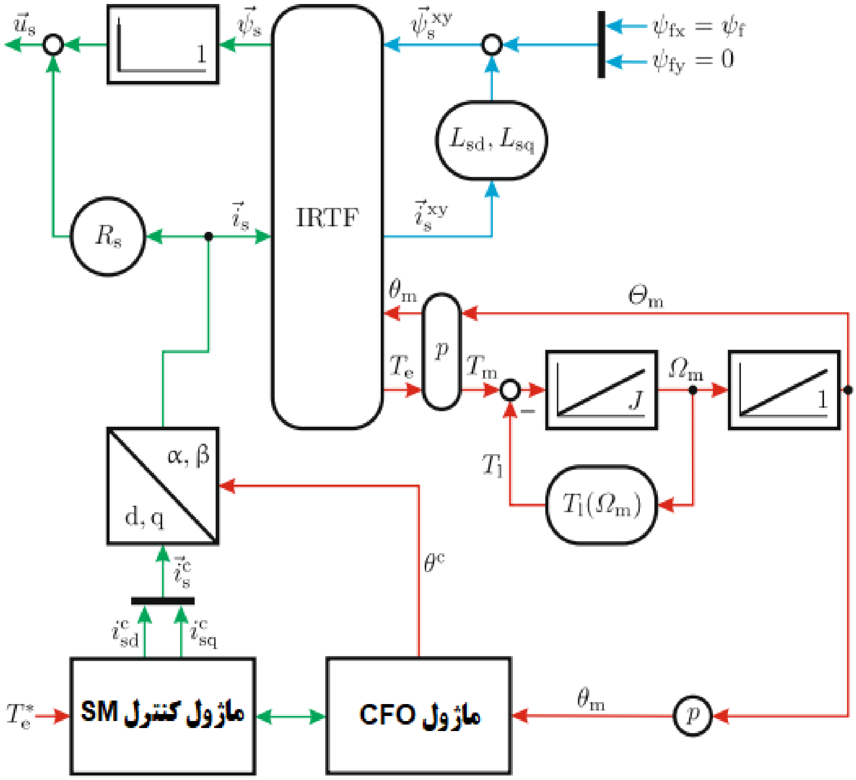
تولید شود. اگر برای تولید شار پیوندی از یک سیم‌پیچی میدان استفاده شود، واحد کنترل ماشین سنکرون می‌تواند شار پیوندی میدان را به گونه‌ای تنظیم کند تا ضریب توان نیز کنترل گردد؛ این موضوع در بخش (۷-۲-۴) توضیح داده شده است.

هدف اصلی واحد کنترل ماشین سنکرون این است که جریان‌های مرجع سنکرون لازم (یعنی i_{sd}^{c} و i_{aq}^{c}) را بر اساس مقدار گشتاور مرجع (که توسط کاربر تعریف شده است) تولید کند. در بخش قبلی، تعدادی از روش‌های کنترلی مربوط به تضعیف میدان برای هر دو ماشین برجسته و غیر برجسته معرفی شد؛ این روش‌ها تضمین می‌کردند که ماشین در داخل محدوده‌ای که طراحی شده است بهره‌برداری شود. در شکل (۷-۱۹) یک واحد CFO (محاسبه‌گر مختصات برای تعیین جهت میدان) نیز نشان داده شده است که این واحد، زاویه‌ی روتور مرجع (θ^{c}) را برای کنترل‌کننده‌ی جریان (یعنی برای واحد تبدیل مختصات $dq \rightarrow \alpha\beta$) فراهم می‌کند. در خروجی واحد تبدیل مختصات $dq \rightarrow \alpha\beta$ بردار جریان $\vec{i}_{s}$ تولید می شود که به عنوان ورودی در ماشین (در این شکل) و یا کنترل‌کننده‌ی جریان استفاده می‌گردد. در کاربردهای بدون حسگر موقعیت (یعنی در مواردی که یک حسگر مکانیکی برای شفت وجود ندارد)، از متغیرهای الکتریکی به عنوان ورودی در واحد CFO استفاده می شود. در اکثر موارد یک کدگذار (همان‌طور که در شکل نشان داده شده است) به کار می‌رود که موقعیت زاویه‌ی شفت را برای کنترل‌کننده فراهم می‌کند.

پیاده سازی یک کنترل‌کننده برای ماشین غیر برجسته با پارامترهای معلوم نسبتاً آسان است. این فرایند برای ماشین سنکرون برجسته دشوارتر است چون

www.takbook.com

لازم اســـت که جداول جســـتجو تولید شـــوند؛ این فرایند با راه‌انداز رلوکتانســـی سوئیچ‌شونده مشابه است که در فصل ۱۰ در مورد آن بحث خواهد شد.



شکل (۷-۱۹): کنترل جهت‌دار میدان به همراه مدل منبع جریان برای ماشین سنکرون

۷-۵- پیاده‌سازی واحد کنترل جهت‌دار میدان برای یک ماشین سنکرون متصل‌شده به منبع ولتاژ

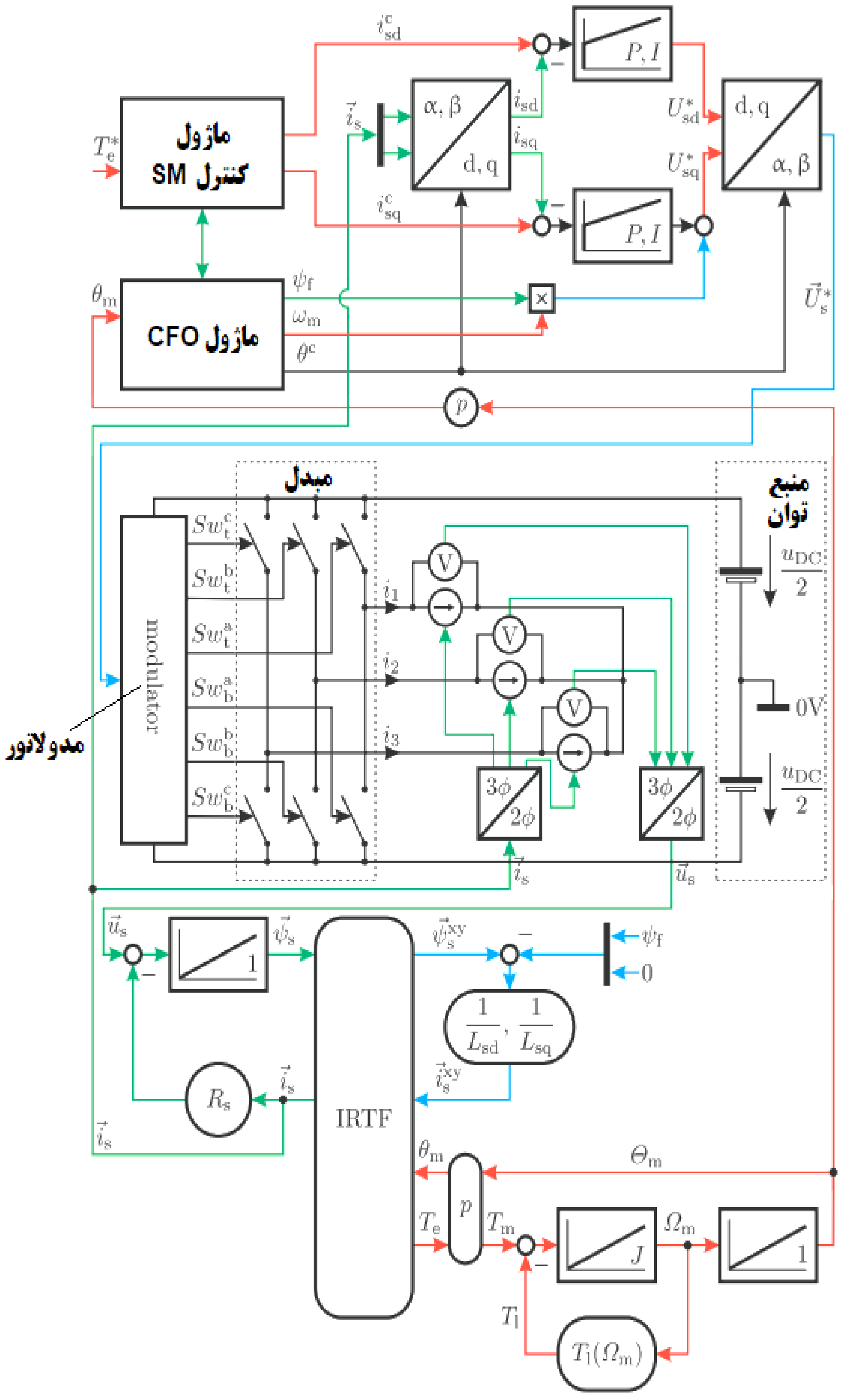
برای پیاده سازی عملی ما شین کنترل شده با جریان که در بخش قبلی بحث شد، لازم ا ست که از یک مبدل منبع ولتاژ ا ستفاده شود. در نتیجه باید رهیافت کنترل جریان ســـه‌فاز که در بخش (۳-۲) مورد بررســـی قرار گرفت، برای راه‌انداز

www.takbook.com

پیاده‌سازی شود. در این بخش از یک کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل سه‌فاز استفاده شده است چرا که استفاده از این نوع کنترل‌کننده در کاربردهای عملی مربوط به راه‌اندازها رایج است. نمایش کلی مربوط به این کنترل‌کننده‌ی جریان در شکل (۳-۱۹) نشان داده شده است؛ این کنترل‌کننده به یک بار کلی متصل است و این بار کلی، پارامترها را برای کنترل‌کننده‌ی جریان سنکرون بر پایه‌ی مدل گسسته (که به بردار شار $\vec{\psi}$ گره خورده است) تعریف می‌کند.

برای راه‌انداز سنکرون، بردار شار $\vec{\psi}$ باید با بردار شار پیوندی میدان یعنی $\vec{\psi}_f = \psi_f e^{j\theta}$ جایگزین شود. به علاوه لازم است که پارامترهای استفاده شده برای کنترل‌کننده مجددا تعریف شوند چرا که در این حالت بار، یک ماشین سنکرون است. برای تعیین پارامترها می‌توان مدل‌های نمادین مربوط به محورهای مستقیم و متعامد سنکرون را برای ماشین برجسته که در شکل (۶-۱۵) نشان داده شده است، در نظر گرفت. برای کنترل‌کننده‌ی جریان محور مستقیم، مرجع ولتاژ متوسط نمونه‌برداری شده ($U_s^*(t_k)$) به کمک رابطه‌ی (۳-۲۱) (الف) محاسبه می‌شود که پارامترهای R و L در این رابطه باید با متغیرهای R_s و L_{sd} جایگزین گردند. در کنترل‌کننده‌ی محور متعامد نیز برای محاسبه‌ی مرجع ولتاژ متوسط نمونه‌برداری شده ($U_s^*(t_k)$) از رهیافت مشابهی باید استفاده کرد که در آن رابطه‌ی (۳-۲۱) (ب) به کار می‌رود؛ پارامترهای R و L در رابطه نیز باید با پارامترهای ماشین یعنی R_s و L_{sq} جایگزین شوند. به علاوه در این رابطه یک عبارت اغتشاش نیز به صورت $u_e = \omega_e \psi_e$ وجود دارد که با عبارت $\omega_m \psi_f$ در راه‌انداز سنکرون متناظر است. لازم به ذکر است که در مباحث مطرح شده در بالا، عمداً از یک مدل سنکرون برجسته استفاده شده است چرا که مدل ماشین غیر برجسته با یکسان در نظر گرفتن اندوکتانس محورهای مستقیم و متعامد به سادگی قابل دست‌یابی است.

www.takbook.com



شکل (۷-۲۰): کنترل جهت‌دار میدان به همراه مدل منبع ولتاژ برای ماشین سنکرون

www.takbook.com

ساختار مربوط به این راه‌انداز در شکل (۷-۲۰) نشان داده شده است. در این ساختار برخی از مفاهیم کلیدی مانند مدولاسیون و کنترل جریان که در فصل‌های قبلی این کتاب معرفی شده‌اند، در کنار هم قرار گرفته‌اند. کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل پیش‌گویانه به سادگی در شکل (۷-۲۰) مشخص است و این کنترل‌کننده از مقادیری برای جریان مرجع استفاده می‌کند که توسط واحد کنترل SM تولید می شود که در بخش قبلی درباره‌ی این موضوع بحث شد. باید توجه کرد که فقط عبارت‌های اغتشاشی $\omega_m \psi_f$ (که عبارت‌های غالب هستند) در واحد کنترل‌کننده‌ی جریان نشان داده است. عبارت‌های $\omega_m L_{sd}$ و $-\omega_m L_{sq}$ به منظور خوانایی بهتر نشان داده نشده‌اند. هرچند که این عبارت‌ها در مثال شبیه سازی بخش (۷-۶-۵) در نظر گرفته شده‌اند؛ در این مثال یک مبدل منبع ولتاژ در شرایطی شبیه سازی می شود که به یک ماشین سنکرون برجسته‌ی در حال بهره‌برداری با کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل متصل شده است. هم‌چنین در شکل (۷-۲۰) مدل کلی مربوط به ماشین سنکرون برجسته بر پایه‌ی IRTF مطابق با شکل (۶-۱۳) نیز نشان داده شده است. از نقطه نظر شبیه‌سازی اغلب از یک واحد جایگزین به جای ساختار مبدل منبع ولتاژ/مدوله‌کننده استفاده می‌شود؛ این واحد جایگزین، بردار تغذیه‌ی لازم را به طور مستقیم از مرجع‌های ولتاژ متوسط تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی جریان، محاسبه می‌کند. همان‌طور که در بخش (۳-۳-۵) نیز اشاره شد، این رهیافت زمان اجرای شبیه‌سازی را کاهش می‌دهد چرا که با استفاده از آن می‌توان گام محاسباتی را بزرگ‌تر در نظر گرفت. لازم به ذکر است که این مدل را می‌توان عیناً برای ماشین غیر برجسته نیز به کار برد به شرطی که در واحدهای کنترلی SM و CFO از الگوریتم‌های کنترلی مناسبی استفاده شود. به علاوه باید از مدل کلی نشان داده شده در شکل (۶-۳)

www.takbook.com

به جای مدل برج سته برای ما شین ا ستفاده گردد و در نتیجه لازم ا ست که یک اندوکتانس استاتور مشترک (L_s) تعریف شود.

۷-۶- مثال‌های شبیه‌سازی

۷-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: راه‌انداز سنکرون غیر برجسته

در این مثال شبیه‌سازی راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۷-۱۹) با استفاده از ماشین غیربرجسته‌ی بحث شده در بخش (۶-۳-۱) مورد آزمایش قرار می‌گیرد. به منظور رسم بهتر نمودار بلوندل، مقدار اندوکتانس نشان داده شده در جدول (۶-۱) با ضریب چهار افزایش پیدا می‌کند. محدودیت‌های مربوط به ولتاژ و جریان راه‌انداز به ترتیب در مقادیر $u_s^{max} = 60\,V$ و $i_s^{max} = 20\,A$ تنظیم شده‌اند. مدل مربوط به شبیه‌سازی با استفاده از راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۷-۱۹) توسعه داده شده است. به علاوه، استراتژی کنترلی مربوط به واحد کنترل‌کننده‌ی SM مطابق با رهیافت مطرح شده در بخش‌های (۷-۲-۱) و (۷-۲-۲) در نظر گرفته شده است.

برای رسیدن به هدفی که برای این شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است، جریان متعامد مربوط به کنترل‌کننده و سرعت مکانیکی شفت به عنوان متغیرهای تعریف شده توسط کاربر فرض شده‌اند. مقاومت استاتور یعنی R_s در مقدار صفر تنظیم شده است چرا که افت ولتاژ مربوط به این پارامتر در مقایسه با عبارت نیروی ضد محرکه معمولا کم است. به علاوه از نظر آموزشی بهتر است که دامنه‌ی ولتاژ استاتور بدون در نظر گرفتن اثر مقاومت مورد بررسی قرار بگیرد. سرعت پایه‌ای راه‌انداز را بر حسب دور در دقیقه محاسبه کرده و نمودار بلوندل سنکرون مربوط به راه‌انداز را نیز تعیین کنید؛ در این نمودار باید دایره‌ی جریان حداکثر و

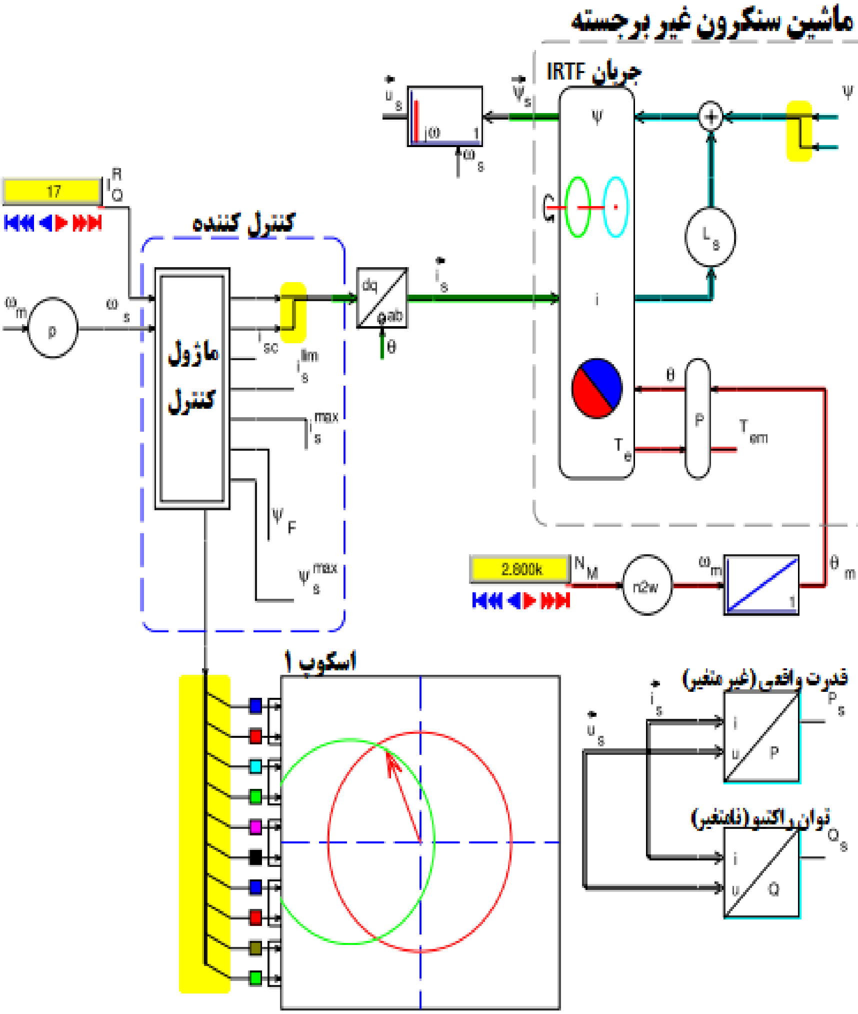
www.takbook.com

دایره‌ی شار حداکثر در سرعت پایه‌ای (طبق شکل (۷-۸)) نشان داده شوند. به علاوه، جریان متعامد ورودی را برای کنترل‌کننده در مقدار $i_{sq} = 10A$ تنظیم کنید و سرعت شفت را از سرعت پایه‌ای در ده مرحله با گام های ۳۰۰ rpm افزایش دهید. مختصات مربوط به بردار جریان (که توسط کنترل‌کننده تولید شده است) را در نمودار بلوندل ثبت کنید. هم‌چنین سرعت شفت n_m^B را نیز ثبت نمایید؛ n_m^B سرعتی است که در آن دیگر نمی‌توان گشتاور خروجی درخواست شده را حفظ کرد.

مدل مربوط به این مثال شبیه سازی در شکل (۷-۲۱) نشان داده شده است. این شکل، ماشین بر پایه‌ی IRTF و واحد کنترل را نشان می‌دهد که با نیازمندی‌های مربوط به استراتژی کنترلی مطلوب برای این راه‌انداز تطابق دارند. دو واحد UP-DOWN در مدل مربوط به شبیه سازی نشان داده شده است که مقدار جریان متعامد مطلوب و سرعت مکانیکی انتخاب شده برای شفت (بر حسب rpm) را نمایش می‌دهد. دایره‌ی شار حداکثر و هم‌چنین دایره‌ی جریان حداکثر برای سرعت انتخاب شده با استفاده از یک نوسان‌نمای xy نشان داده شده‌اند. به علاوه، بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ نیز که توسط کنترل‌کننده تولید می شود، در این نمودار حضور دارد. باید توجه کرد که دایره‌های شار حداکثر به محض این‌که دایره‌ی جریان حداکثر را به طور کامل احاطه کنند، محدود می‌شوند. سرعت پایه‌ای را می‌توان به کمک رابطه‌ی (۵-۱۱) و اطلاعات داده شده در این بخش محاسبه نمود که در این صورت سرعت مکانیکی شفت برابر با $n_m^b = 1442 \, rpm$ به دست خواهد آمد. با مشاهده‌ی بردار جریان تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی SM در محدوده‌ی سرعتی که راه‌انداز برای آن طراحی شده است، خط سیر جریان گسسته برای راه‌انداز به دست می‌آید که در شکل (۷-۲۲) نشان داده شده است.

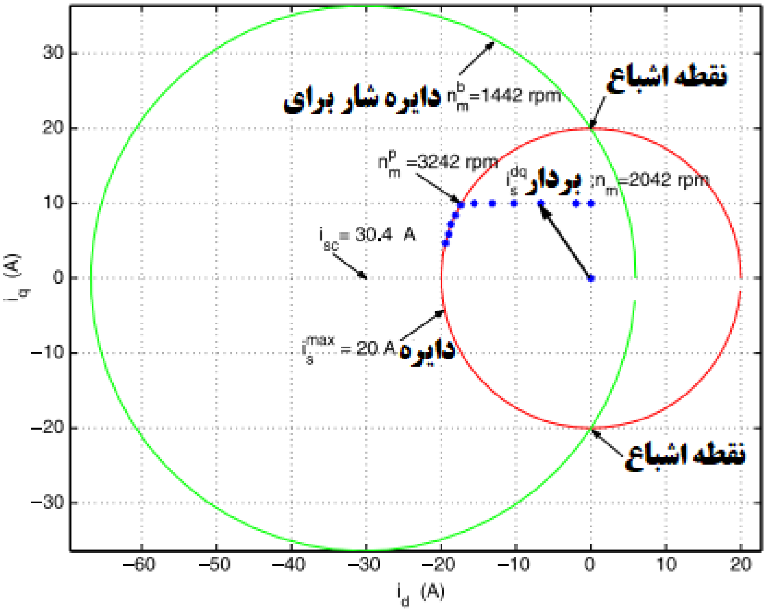
www.takbook.com

هم‌چنین سرعت $n_m^B = 3242\,\text{rpm}$ نیز در شکل (۷-۲۲) نشان داده شده است که با نقطه‌ی بهره‌برداری P در نمودار سرعت-جریان (به شکل (۷-۹) مراجعه شود) متناظر است؛ نقطه‌ی بهره‌برداری P نقطه‌ای است که در آن دیگر نمی‌توان گشتاور خروجی لازم را حفظ کرد. لازم به ذکر است که وقتی که سرعت افزایش پیدا می‌کند، تضعیف شار اعمال شده و دامنه‌ی ولتاژ تغذیه در مقدار $u_s^{max} = 60\,\text{V}$ نگه داشته می‌شود.



شکل (۷-۲۱): شبیه‌سازی راه‌انداز سنکرون غیر برجسته

www.takbook.com



شکل (۷-۲۲): نمودار بلوندل مربوط به ماشین غیر برجسته‌ی متصل به منبع جریان

توصـــیه می‌شـــود که خواننده مثال بحث شـــده در این بخش را مجددا برای حالتی در نظر بگیرد که در آن شـــار تحریک ψ_f نصـف شـده اسـت؛ این مورد با حالتی متناظر اســـت که در آن نقطه‌ی مربوط به جریان اتصـــال کوتاه در داخل دایره‌ی جریان حداکثر قرار دارد (به شکل (۷-۵) مراجعه شود). در نمودار بلوندل، نقطه‌ی مربوط به جریان اتصال کوتاه و نقاط اشباع راه‌انداز را لحاظ کنید.

۷-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: راه‌انداز سنکرون غیر برجسته، بهره‌برداری با شار استاتور ثابت

در این بخش مثال شبیه‌سازی بخش قبلی توسعه داده می‌شود به این صورت که بهره‌برداری راه‌انداز با شار استاتور ثابت (همان‌طور که در بخش (۷-۲-۳) بحث شـد) در نظر گرفته شـده اسـت. مفاهیم مربوط به راه‌انداز و پارامترها بدون تغییر

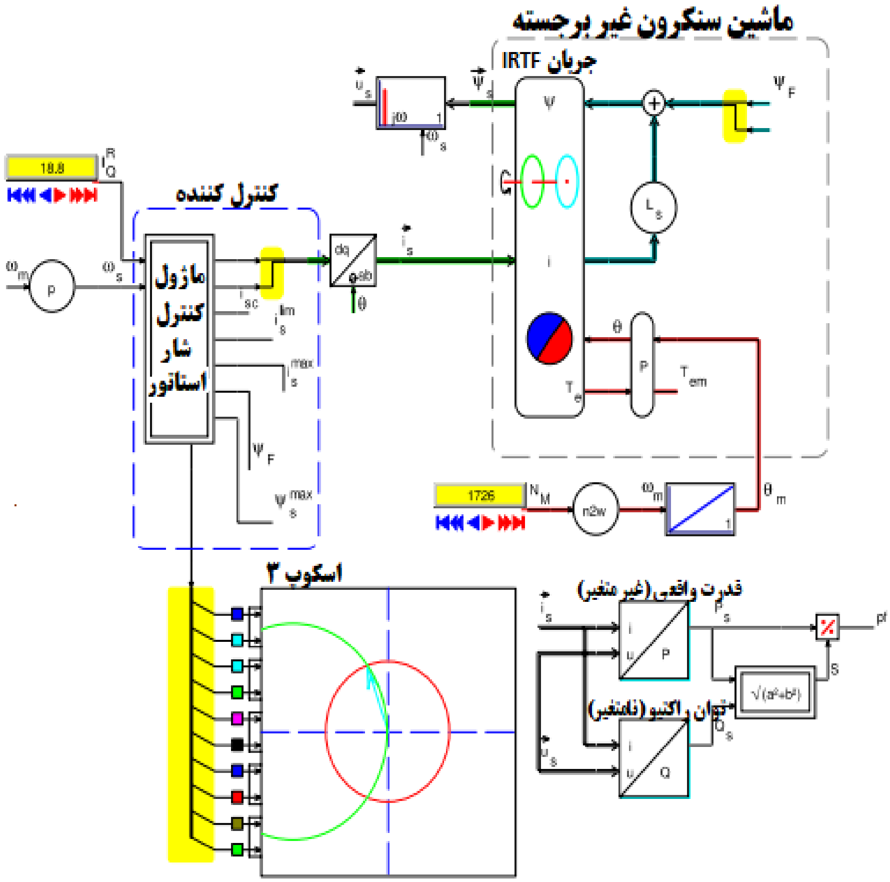
www.takbook.com

باقی مانده‌اند و فقط از یک کنترل‌کننده‌ی جدید استفاده شده است تا نیازمندی‌های مربوط به حفظ شرایط $|\vec{\psi}_s| = \psi_f$ را در سرعت‌های کم‌تر از سرعت پایه‌ای ω_m^{bS} برطرف سازد. سرعت مکانیکی شفت را بر حسب rpm محاسبه کنید (که با سرعت ω_m^{bS} متناظر است) و درصد کاهش گشتاور تولیدی را تعیین نمایید. این کاهش در ازای ر سیدن به بهره‌برداری در شار ثابت رخ می‌دهد. به علاوه یک نمودار بلوندل فراهم کنید که دایره‌ی شار حداکثر و دایره‌ی جریان حداکثر را در این سرعت پایه‌ای جدید نشان می‌دهد. سرعت شفت را در مدل شبیه‌سازی برابر ω_m^{bS} در نظر بگیرید و جریان ورودی متعامد (برای کنترل‌کننده) را با گام‌های دو آمپری تغییر دهید تا مکان هندسی جریان گسسته به دست آید؛ این مکان هندسی خط سیری را نشان می‌دهد که از نقطه‌ی اشباع واقع در ربع دوم به نقطه‌ی اشباع واقع در ربع سوم عبور می‌کند.

سرعت پایه‌ای ω_m^{bS} جدید را می‌توان به کمک رابطه‌ی (۷-۲۱) محاسبه نمود. در این صورت یک مقدار جدید برای سرعت پایه‌ای (در مقایسه با مقدار به دست آمده در مثال شبیه سازی قبلی) به د ست می‌آید. با انجام محا سبات ریا ضیاتی، سرعت پایه‌ای جدید برابر با $n_m^{bS} = 1725\,\text{rpm}$ محاسبه می‌شود که این مقدار، بیش‌ترین سرعتی ا ست که راه‌انداز می‌تواند تحت شرایط شار ا ستاتور ثابت (در یک سطح شار مطلوب) بهره‌برداری شود. حداکثر گ شتاور قابل د ستیابی تو سط این راه‌انداز را می‌توان با تعیین بیش‌ترین جریان متعامد (که در رابطه‌ی (۷-۲۰) تعریف شده ا ست) به د ست آورد. سطح مربوط به شار میدان بدون تغییر باقی می‌ماند. بنابراین کاهش گ شتاور را می‌توان با ا ستفاده از پارامترهای داده شده به سادگی محا سبه کرد. در این صورت جریان متعامد حداکثر برابر با $i_{sq} = 18.8\,\text{A}$ به د ست می‌آید که با یک کاهش ۵/۵ در صدی در گ شتاور متناظر ا ست. در مدل شبیه سازی ن شان داده شده در شکل (۷-۲۳) از یک واحد کنترل شار ا ستاتور

www.takbook.com

استفاده شده است که سرعت شفت $n_m^{bS} = 1725\,rpm$ و متغیر جریان متعامد به عنوان ورودی‌های آن هستند؛ متغیر جریان متعامد برای این مثال شبیه‌سازی در محدوده‌ی $i_q^* = 18.8 \rightarrow -18.8\,A$ تغییر می‌کند.

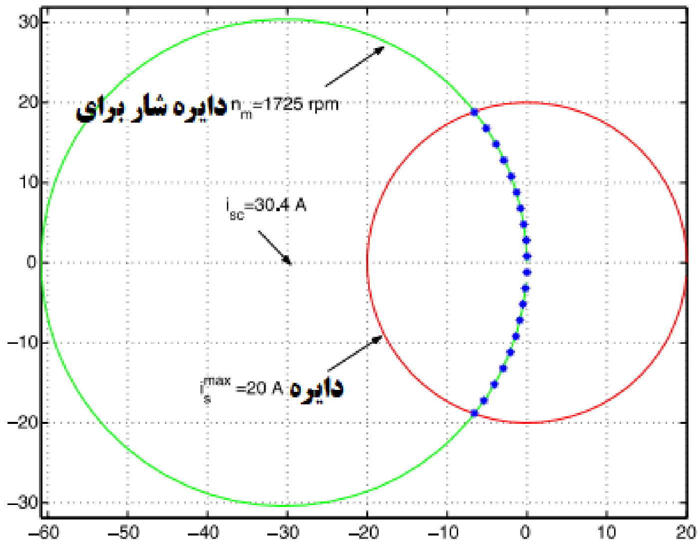


شکل (۷-۲۳): شبیه‌سازی راه‌انداز سنکرون غیر برجسته، بهره‌برداری تحت شرایط شار استاتور ثابت

خط سیر مربوط به مکان هندسی جریان گسسته با تغییر مرجع جریان متعامد و ثبت مولفه‌های جریان به دست می‌آید. در این فرایند ثابت می‌شود که دامنه‌ی شار استاتور در مقدار ثابت $|\vec{\psi}_s| = 0.166\,Wb$ حفظ شده است. نمودار

www.takbook.com

بلوندل داده شـــده در شـــکل (۷-۲۴) دایره‌های مربوط به شـــار حداکثر و جریان حداکثر را به همراه خط سـیر مربوط به مکان هندســی جریان گســـسـته نشـان می‌دهد.



شکل (۷-۲۴): نمودار بلوندل مربوط به ماشین غیر برجسته‌ی متصل به منبع جریان، بهره‌برداری با شار استاتور ثابت و $n_m^{bS} = 1725\,\text{rpm}$

۷-۶-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: راه‌انداز سنکرون غیر برجسته، بهره‌برداری با ضریب توان واحد

راه‌انداز بحث شده در بخش قبلی به گونه‌ای اصلاح می‌شود که بتوان آن را با ضـریب توان واحد (همان‌طور که در بخش (۷-۲-۴) بحث شـد) مورد بهره‌برداری قرار داد. برای این منظور در مدل شبیه‌سازی یک کنترل‌کننده‌ی جایگزین در نظر گرفته شده است تا بتواند نیازمندی‌های مربوط به این مثال شبیه‌سازی را برطرف ســازد. حال شــار میدان به عنوان یک متغیر فرض می‌شــود و به گونه‌ای انتخاب

www.takbook.com

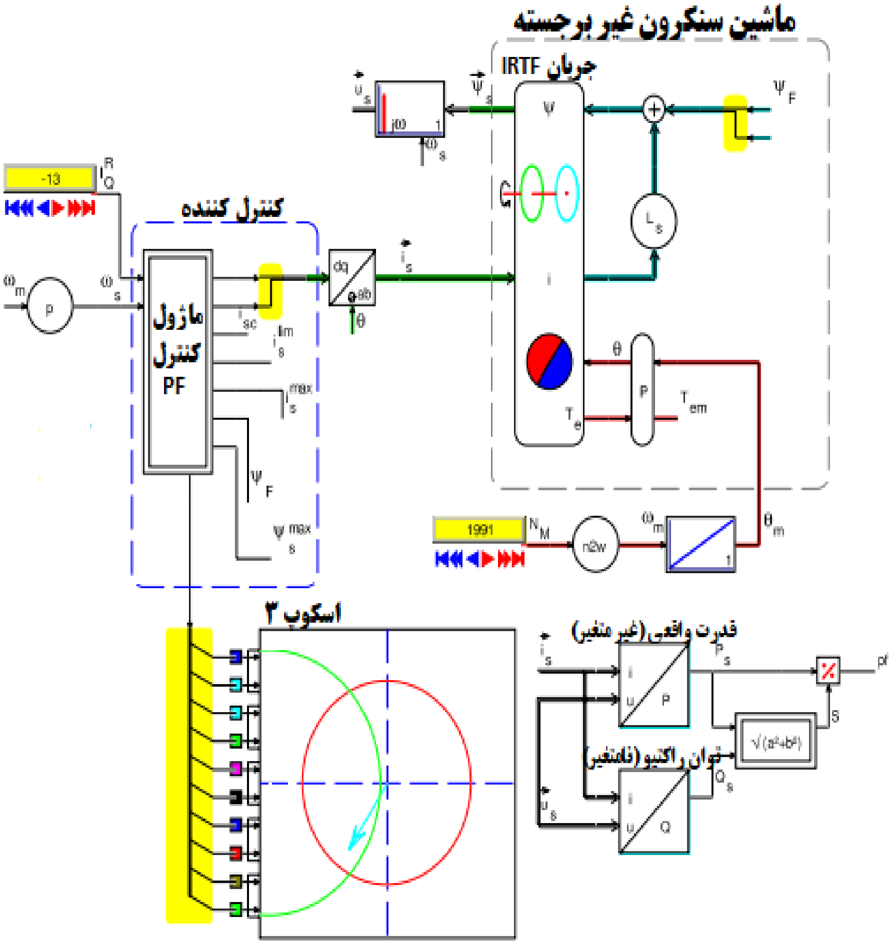
می‌گردد که مقدار شار نامی $\psi_f = 0.166\,\text{Wb}$ با بیش‌ترین جریان متعامد مجاز (i_{sq}^{max}) تحقق یابد (در حالی که بهره‌برداری تحت شرایط ضریب توان واحد صورت می‌پذیرد).

مقدار مربوط به این جریان و سطح شار استاتور را که باید در راه‌انداز استفاده شود، محاسبه کنید. به علاوه، سرعت پایه‌ای متناظر (ω_m^{bS}) را با استفاده از پارامترهای داده شده در بخش (۷-۶-۱) محا سبه کرده و در صد کاهش گ شتاور حداکثر راه‌انداز را در مقایسه با بهره‌برداری در امتداد منحنی MTPA (همان‌طور که در بخش (۷-۶-۱) بحث شد) تعیین کنید. به علاوه، نمودار بلوندل را به دست آورید و در آن دایره‌های مربوط به شار حداکثر و جریان حداکثر را در سرعت پایه‌ای جدید نشان دهید. سرعت شفت در شبیه سازی را در ω_m^{bS} تنظیم کنید و جریان ورودی متعامد (برای کنترل‌کننده) را با گام‌های دو آمپری تغییر دهید تا مکان هندسی جریان گسسته به دست آید؛ این مکان هندسی خط سیری را نشان می‌دهد که از نقطه‌ی اشباع واقع در ربع دوم به نقطه‌ی اشباع واقع در ربع سوم عبور می‌کند.

برای محا سبه‌ی سطح شار ψ_{fA} (که سطح شار میدان لازم برای $i_{sq} = 0$ است و برای کنترل‌کننده‌ی جدید استفاده می‌شود) لازم است که متغیر $\kappa^A = \psi_{fA}/L_s i_s^{max}$ در دسترس با شد که در آن از متغیر $i_s^{sc,max} = \psi_f/L_s i_s^{max}$ با $\psi_f = 0.166\,\text{Wb}$ استفاده شده است. با استفاده از رابطه‌ی (۷-۲۲) (پ) می‌توان اثبات کرد که مقدار شار لازم برابر $\psi_{fA} = 0.125\,\text{Wb}$ است و با توجه به دلایل مطرح شده در بخش (۷-۲-۳) از این مقدار باید برای شار استاتور نیز استفاده کرد. سرعت پایه‌ای متناظر را می‌توان با ا ستفاده از روابط (۵-۱۱) و (۷-۲۱) و با در نظر گرفتن $\kappa = \kappa^A$ به صورت $n_m^{bs} = 2291\text{rpm}$ به دست آورد. حداکثر جریان متعامد نیز به کمک رابطه‌ی (۷-۲۲) (ب) محاسبه می‌شود که مقدار آن

www.takbook.com

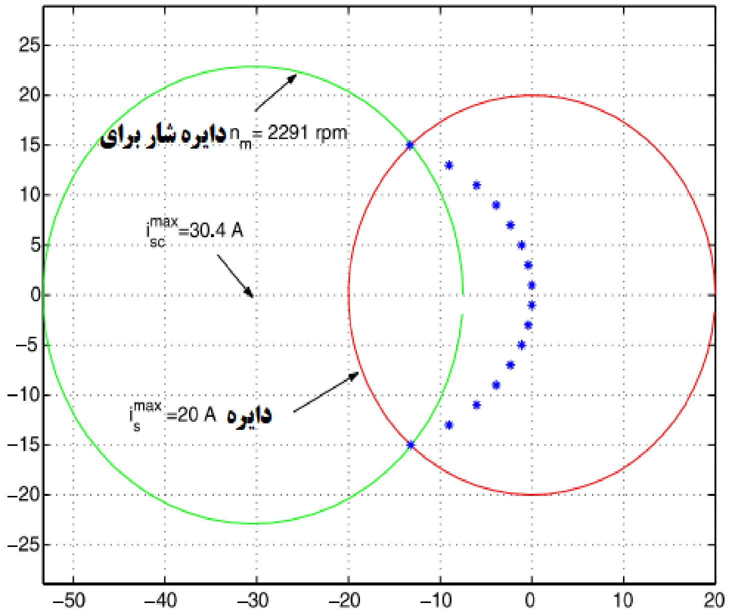
برابر با $\left(i_{sq}\right)^{max}=15.0\,A$ به دست می‌آید. اگر از این جریان استفاده شود، شار میدان در مقدار نامی خود یعنی $\psi_f=0.166\,Wb$ خواهد بود که از این مقدار برای بهره‌برداری تحت شرایط MTPA نیز استفاده شد. بنابراین حداکثر گشتاور به مقدار ۲۵ درصد کاهش پیدا می‌کند که برای بهره‌برداری تحت شرایط توان راکتیو ورودی صفر باید پذیرفته شود.



شکل (۷-۲۵): شبیه‌سازی راه‌انداز سنکرون غیر برجسته، بهره‌برداری با ضریب توان واحد

www.takbook.com

در مدل شبیه سازی نشان داده شده در شکل (۷-۲۵) از یک واحد کنترل ضریب توان استفاده شده است که اجازه می‌دهد راه‌انداز تحت شرایط ضریب توان واحد بهره‌برداری شود. ضریب توان به کمک یک واحد توان حقیقی و راکتیو محاسبه می‌شود و خواننده می‌تواند ثابت کند که ضریب توان با تغییر مرجع جریان متعامد در محدوده‌ی $i_q^* = 15.0 \rightarrow -15.0\,A$، در مقدار مورد نیاز (با در نظر گرفتن یک خطای قابل قبول) باقی می ماند. سرعت شفت برای این شبیه‌سازی باید در مقدار سرعت پایه‌ای یعنی $n_m^{bS} = 2291\text{rpm}$ تنظیم شود.



شکل (۷-۲۶): نمودار بلوندل مربوط به ماشین غیر برجسته‌ی متصل به منبع جریان، بهره‌برداری با شار استاتور ثابت/ضریب توان واحد و $n_m^{bS} = 2291\text{rpm}$

خط سیر مربوط به جریان گسسته مطابق با مطالب مطرح شده در مثال شبیه سازی قبلی به دست می‌آید و تغییرات مربوط به جریان متعامد در سطح شار استاتور برابر با $\psi_s = 0.125\,\text{Wb}$ و ضریب توان واحد صورت می‌پذیرد. نمودار

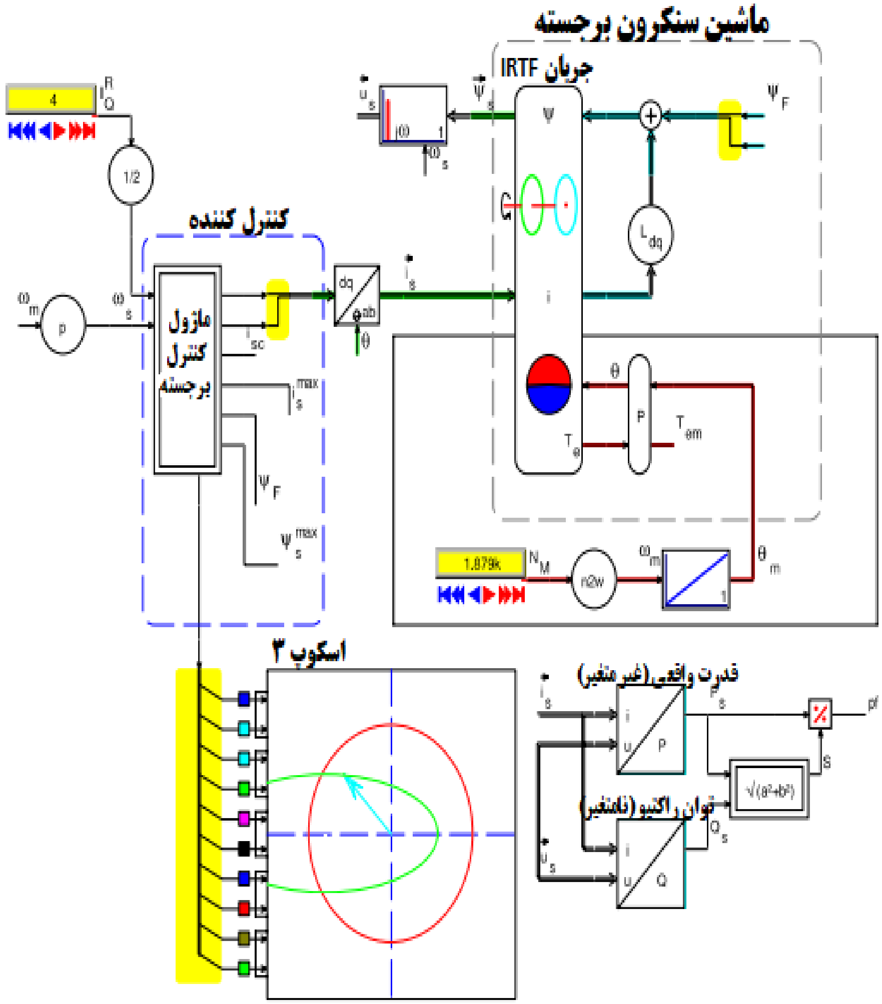
www.takbook.com

بلوندل داده شده در شکل (۷-۲۶)، دایره‌های مربوط به شار و جریان حداکثر را در سرعت پایه‌ای نشان می‌دهد؛ هم‌چنین در این نمودار مکان هندسی جریان گسسته نیز به تصویر در آمده است.

۷-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: راه‌انداز سنکرون برجسته

راه‌انداز غیر برجسته‌ی بحث شده در مثال‌های شبیه‌سازی قبلی را می‌توان به گونه‌ای اصلاح کرد که در آن برجستگی نیز لحاظ شود؛ این موضوع قبلا در بخش (۶-۳-۴) نشان داده شده است. برای این مثال شبیه‌سازی اندوکتانس محور مستقیم را در مقدار $L_{sd} = 5.5\,\mathrm{mH}$ (که برابر با مقداری است که برای L_s در مثال‌های قبلی استفاده شد) تنظیم کنید و ضریب برجستگی را برابر $\chi = 0.75$ در نظر بگیرید. به علاوه، پارامترهای راه‌انداز (u_s^{max} و i_s^{max}) را بدون تغییر در نظر بگیرید. سرعت (مکانیکی) پایه‌ای راه‌انداز را بر حسب rpm محاسبه کنید و حداکثر گشتاور شفت متناظر با آن را نیز به دست آورید. در مدل شبیه‌سازی نشان داده شده در شکل (۷-۲۷) از یک واحد کنترل برجسته استفاده شده است تا به کمک آن استراتژی‌های کنترلی مطرح شده در بخش (۷-۳) پیاده‌سازی گردد. مدل مورد نظر بر اساس نمودار کلی داده شده در شکل (۷-۱۹) است و این امکان را به کاربر می‌دهد که سرعت مکانیکی شفت و مقدار گشتاور مرجع شفت را برای واحد کنترل‌کننده تنظیم کند.

www.takbook.com



شکل (۷-۲۷): شبیه‌سازی راه‌انداز سنکرون برجسته

سرعت اولیه‌ی شفت را در مقدار سرعت پایه‌ای راه‌انداز تنظیم کنید و مکان هندسی مربوط به انتهای بردار جریان $\vec{i}_s^{dq}$ را تحت شرایط زیر رسم کنید:

✓ بهره‌برداری MTPA: نقطه‌ی بهره‌برداری را روی نقطه‌ی اشباع راه‌انداز در ربع سوم تنظیم کنید و گشتاور مرجع را با گام‌های ۱ نیوتن‌متری افزایش دهید تا گشتاور ۴ Nm حاصل شود. سرعت بهره‌برداری پایه‌ای را حفظ کنید.

www.takbook.com

✓ بهره‌برداری با گشتاور ثابت: مرجع گشتاور را در مقدار ۴ Nm نگه دارید و سرعت شفت را با گام‌های ۳۰۰ rpm افزایش دهید تا انتهای بردار جریان به دایره‌ی جریان حداکثر برسد. کنترل کننده باید گشتاور را در طول بهره‌برداری در این ناحیه ثابت نگه دارد.

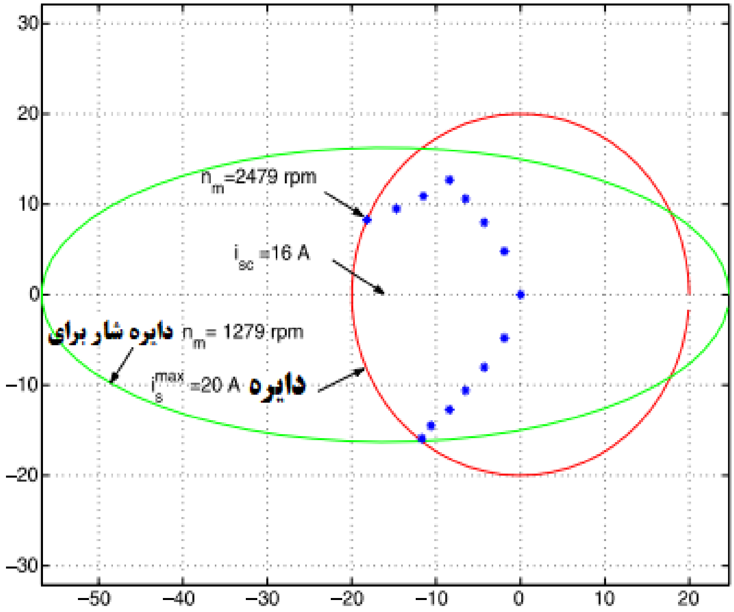
یک نمودار بلوندل فراهم کنید و در آن دایره‌ی شار حداکثر در سرعت بهره‌برداری پایه‌ای و دایره‌ی حداکثر جریان راه انداز را نشان دهید. مکان هندسی جریان گسسته را به این نمودار اضافه کنید؛ این مکان هندسی را می‌توان به کمک مدل شبیه‌سازی استخراج کرد.

مختصات مربوط به نقطه‌ی انتهایی بردار $\vec{i}_s^{dq}$ در نقطه‌ی اشباع راه‌انداز را می‌توان به کمک رابطه‌ی (۷-۲۹) با $i_s^n = 1$ محاسبه کرد. با استفاده از این مختصات و گشتاور ذکر شده در رابطه‌ی (۷-۲۷)، حداکثر گشتاور شفت راه‌انداز به صورت $T_{em}^{max} = 6.0\,Nm$ محاسبه می شود. همچنین می‌توان از این مختصات در رابطه‌ی (۷-۳۰) نیز استفاده کرد که منجر به متغیر i_A (که با سرعت پایه‌ای راه‌انداز یعنی ω_m^b در ارتباط است) می‌شود. با ارزیابی این رابطه می‌توان نشان داد که سرعت پایه‌ای (که بر حسب سرعت مکانیکی شفت بیان شده است) با مقدار $n_m^b = 1279\,rpm$ برابر است. نمودار بلوندل مربوط به راه‌انداز در شکل (۷-۲۸) نشان داده شده است. در این نمودار، دایره‌ی شار حداکثر در سرعت پایه‌ای به همراه دایره‌ی جریان حداکثر نمایش داده شده‌اند.

همچنین در شکل (۷-۲۸) مکان هندسی جریان گسسته برای بهره‌برداری تحت شرایط MTPA نیز نشان داده شده است که در آن، محدوده‌ی تغییرات گشتاور مرجع به صورت $T_e^* = -6.0 \rightarrow 4\,Nm$ است. دومین بخش خط سیر نشان داده شده مربوط به بهره‌برداری تحت شرایط گشتاور ثابت (یعنی با $T_e^* = 4.0\,Nm$

www.takbook.com

) ا ست و سرعت تا مقدار $n_m = 2479\,\mathrm{rpm}$ افزایش پیدا می‌کند؛ در این سرعت، نقطه‌ی انتهایی بردار $\vec{i}_s^{dq}$ به دایره‌ی مربوط به جریان حداکثر می‌رسد.



شکل (۷-۲۸): نمودار بلوندل مربوط به ماشین سنکرون برجسته که به یک منبع جریان متصل شده است

۷-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: راه‌انداز سنکرون برجسته‌ی PM با کنترل جریان بر پایه‌ی مدل

در آخرین مثال شبیه‌سازی این فصل، بهره‌برداری یک ماشین متصل به منبع ولتاژ با یک کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل مورد آزمایش قرار می‌گیرد. در این مثال همان‌طور که در بخش (۷-۵) نیز بحث شد، از یک ماشین برجسته‌ی چهار قطبی (همانند مثال قبلی) استفاده می‌شود. در این تمرین،

www.takbook.com

مرجع های جر یان به عنوان ورودی های i_d^c و i_q^c برای کنترل‌کن نده‌ی جر یان ا ستفاده می شوند که این مو ضوع را می‌توان در شکل (۷-۲۰) نیز م شاهده کرد. پارامترهای ما شین با مقادیر ا ستفاده شده در بخش قبلی یک‌سان ه ستند به جز لختی که مقدار آن عمداً برابر با $J = ۰٫۰۰۵\ kg\ m^۲$ انتخاب شـــده اســـت. نرخ نمونه‌برداری برای کنترل‌کننده‌های جریان گسسته برابر ۱۰ کیلوهرتز فرض شده اســـت. برای این مثـال، گشـــتـاور مرجع ورودی در ز مان $t = ۱۰\ ms$ برابر $T_e^* = 6.0\,Nm$ تنظیم شـده اسـت و در زمان $t = ۱۷۵\ ms$ این گشـتاور مرجع از مقدار ۶ به ۳- نیوتن‌متر معکوس می‌گردد. از یک فیلتر مرتبه‌ی اول با ثابت زمانی $\tau = 2\,ms$ بین مرجع گشـتاور و کنترل‌کننده‌ی راه‌انداز سـنکرون اسـتفاده شـده اسـت تا تغییرات گشـتاور را به صـورت واقع‌گرایانه محدود کند. در عمل به دلیل محدودیت‌های ناشـی از ولتاژ شـین DC مبدل، نمی‌توان گشـتاور سـیسـتم‌های راه‌انداز را به صــورت لحظه‌ای تغییر داد. زمان کلی اجرای شـــبیه‌ســازی در ۲۵۰ میلی‌ثانیه تنظیم و ولتاژ تغذیه‌ی DC برابر با $u_{DC} = ۲۰۰\ V$ در نظر گرفته شـــده است. هم‌چنین فرض شده است که سرعت و زاویه‌ی شفت برای کنترل‌کننده در دســترس هســتند. مدوله‌کننده و مبدل در این شــبیه‌ســازی در ســطح مداری پیاده سازی نشده‌اند و این یعنی از اثرات کلید زنی صرف نظر شده است (که در بخش (۳-۳-۵) در مورد آن بحث شد) تا بهره‌برداری راه‌انداز را بتوان بهتر مشاهده کرد.

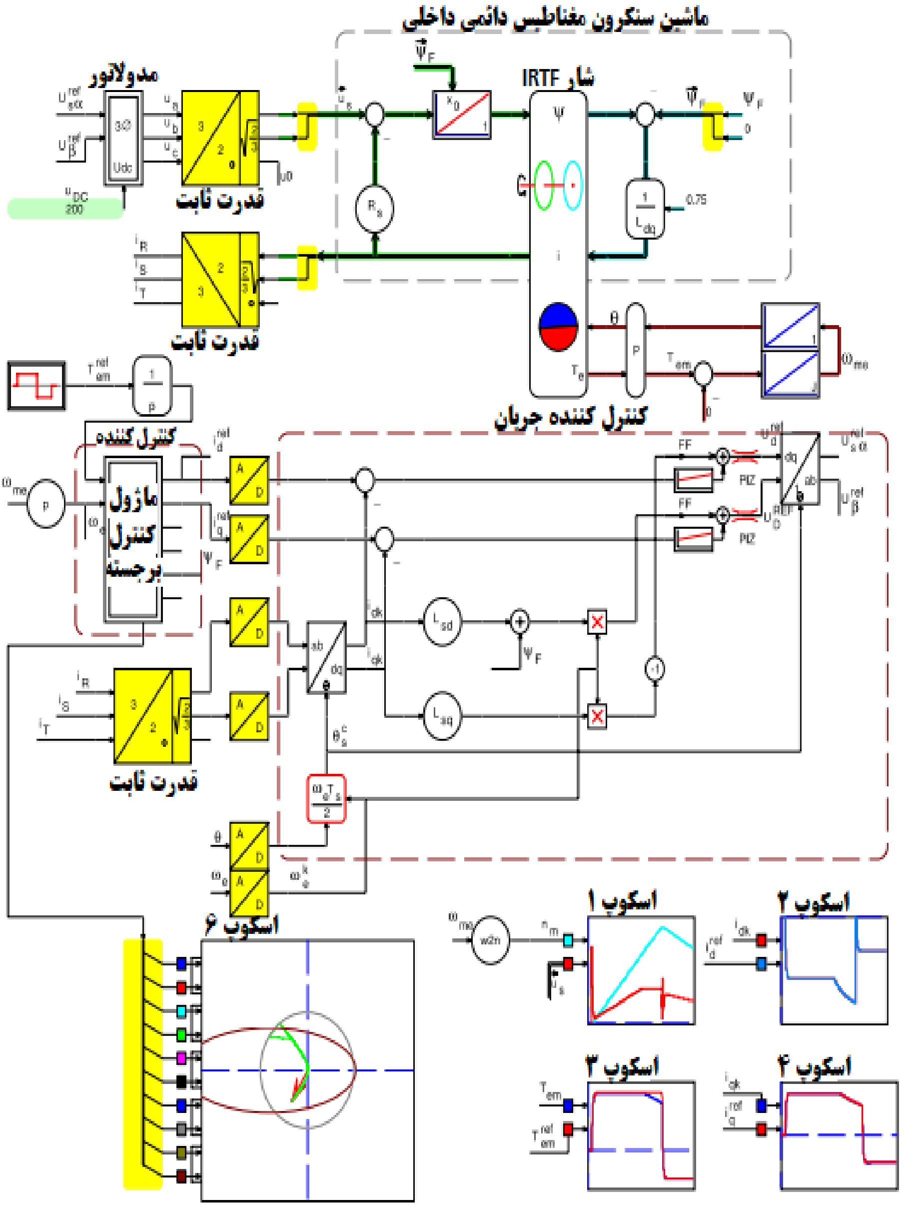
اولین کاری که باید انجام شـــود، محاســـبه‌ی بهره های مربوط به دو کنترل‌کننده‌ی جریان و شـــناســایی عبارت‌های اغتشــاشــی اســت. ســپس مدل شبیه سازی مربوط به راه‌انداز که در شکل (۷-۲۹) نشان داده شده است، مورد آزمایش قرار می‌گیرد و نتایج زیر رسم می‌شوند:

www.takbook.com

- ✓ جریان‌های مرجع مستقیم/متعامد نمونه‌برداری شده (i_{sd}^{c} و i_{sq}^{c}) و جریان‌های اندازه‌گیری شده‌ی i_{sd} و i_{sq}.
- ✓ مرجع گشتاور ورودی کنترل‌کننده (T_e^*) و گشتاور واقعی شفت (T_{em}).
- ✓ سرعت شفت n_m (بر حسب rpm که با ضریب $1/20$ مقیاس‌بندی شده است) و دامنه‌ی بردار ولتاژ استاتور $|\vec{u}_s|$.

محاسبه‌ی بهره‌های مربوط به کنترل‌کننده‌ی جریان مطابق با رهیافت نشان داده شده در شکل (۳-۳۱) (که در آن از یک بار مقاومتی/القایی استفاده شده بود) صورت می پذیرد. به علاوه در این مثال شبیه‌سازی از واحد های مبدل/مدوله‌کننده که در آن‌جا معرفی شده بودند، صرف نظر می شود. اندوکتانس مستقیم و متعامد مربوط به یک ماشین برجسته که با استفاده از رابطه‌ی (۳-۲۱) محاسبه می‌شوند، با هم متفاوت هستند. بنابراین بهره‌های تناسبی مستقیم و متعامد، تبدیل رلوکتانس مورد استفاده را بازتاب خواهند داد. عبارت‌های انتگرالی برای هر دو کنترل‌کننده یکسان هستند. با استفاده از روابط مذکور می‌توان عبارت‌های اغتشاشی را نیز محاسبه نمود. در شکل (۷-۲۹) یک واحد گشتاور مرجع (شامل فیلتر مرتبه‌ی اول) نشان داده شده است؛ از این فیلتر برای تعدیل سیگنال گشتاور مرجع استفاده می‌شود سپس این سیگنال مرجع معتدل‌شده به واحد کنترل برجسته اعمال می‌گردد. واحد گشتاور مرجع که در شکل (۷-۲۹) نشان داده شده است، با واحد استفاده شده در مثال شبیه‌سازی قبلی یکسان بوده و محدودیت‌های مبدل نیز برابر $u_s^{max} = 60\,V$ و $i_s^{max} = 20\,A$ است. لازم به ذکر است که بردار تغذیه‌ی واقعی مقدار بزرگ‌تری (در مقایسه با شبیه‌سازی) دارد چرا که در استراتژی کنترلی استفاده شده در این مثال، اثر افت ولتاژ در دو سر مقاومت استاتور در نظر گرفته نشده است.

www.takbook.com



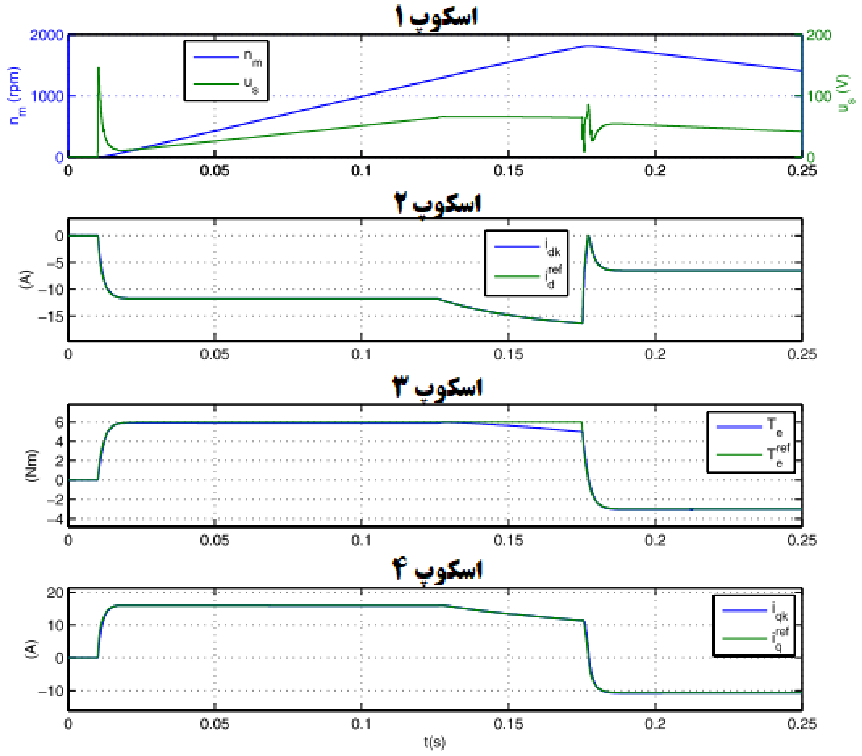
شکل (۷-۲۹): شبیه‌سازی راه‌انداز سنکرون برجسته با مبدل منبع ولتاژ

در شکل (۳-۳۱) چهار واحد نوسان‌نما نشان داده شده‌اند که متغیرهای لازم برای این مثال شبیه‌سازی را نمایش می‌دهند. این نتایج مجدداً در شکل (۷-۳۰) به کمک نرم افزار متلب تولید شـــده‌اند و بهره‌برداری راه‌انداز را به همراه جزئیات

www.takbook.com

آن نشـــان می‌دهند. در شـــکل (۷-۳۰) (الف)، پله‌ی مربوط به گشـــتاور مرجع در زمان t = ۱۰ ms نشـــان داده شـــده اســـت که این گشـــتاور پله‌ای به واحد کنترل برجســـته اعمال می‌گردد تا جریان های مرجع مســـتقیم و متعامد لازم طبق شـــکل‌های (۷-۳۰) (پ) و (۷-۳۰) (ت) تنظیم شـــوند. مقادیر مربوط به ولتاژ متوســـط کنترل‌کننده‌ی جریان در هر نمونه تغییر می‌کند که این موضـــوع را می‌توان از حالت‌های گذرای ولتاژ تغذیه (شکل (۷-۳۰) (ب)) و تغییرات مربوط به جریان‌های مســـتقیم و متعامد اندازه‌گیری شـــده مشـــاهده کرد. این تغییرات برای تحویل دادن گشتاور شفت مورد نیاز (که در شکل (۷-۳۰) (الف) نشان داده شده ا ست) ایجاد می شوند. تا زمانی که گ شتاور ثابت ا ست، سرعت به صورت خطی افزایش پیدا می‌کند. مقادیر مربوط به مرجع کنترل‌کننده‌ی جریان (و بنابراین جریان‌های ماشـــین) تقریبا در زمان t = ۰٫۱۳ s تغییر می‌کنند چرا که راه‌انداز در این لحظه به نقطه‌ی اشـــباع خود می‌رســـد که این اتفاق در ســـرعت شـــفت $n_m^b = 1279\,\mathrm{rpm}$ رخ می‌دهد. به محض این‌که ســـرعت شـــفت از ســـرعت پایه‌ای بیش‌تر شود، تـضعیف میدان فعال می‌گردد که این مو ضوع در شکل (۷-۳۰) نیز نـ شان داده شده ا ست. به دلیل حـ ضور یک مقاومت محدود در ا ستاتور، دامنه‌ی ولتاژ تغذیه از مقدار مورد نیاز $|\vec{u}_s| = 60\,\mathrm{V}$ قدری بیش‌تر اســـت. در لحظه‌ی t = ۰٫۱۷۵ s گشتاور مرجع معکوس شده و به نصف مقدار گشتاور نامی تغییر می‌کند و گشتاور شفت نیز به طور مناسبی خود را با تغییر گشتاور مرجع تطبیق می‌دهد. لازم به ذکر اســـت که راه‌انداز نشـــان داده شـــده در این مثال به کمک یک کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل پیاده سازی شده ا ست. خواننده می‌تواند به عنوان تمرین، این مثال را برای حالتی شـــبیه‌ســـازی کند که در آن از یک کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس (که در شکل (۳-۱۳) نـ شان داده شده ا ست) برای راه‌انداز مورد نظر استفاده شده است.

www.takbook.com



شکل (۷-۳۰): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز برجسته با مبدل منبع ولتاژ

۷-۶-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: نتایج آزمایشگاهی مربوط به یک راه‌انداز سنکرون غیر برجسته‌ی PM

در این بخش از نمونه‌ی آزمایشگاهی معرفی شده در بخش (۱-۴) استفاده شده است تا کارایی الگوریتم‌های کنترلی بحث شده در بالا نشان داده شوند. کنترل مربوط به یک راه‌انداز سنکرون غیر برجسته (مشابه کنترل معرفی شده در مثال شبیه‌سازی ۱) با استفاده از محیط شبیه‌سازی CASPOC پیاده سازی شده است. این مدل که در شکل (۷-۳۱) به تصویر در آمده است، دو بلوک اصلی دارد. اولین بلوک مربوط به کنترل‌کننده است که ولتاژهای مرجع U_1، U_2 و U_3 را با

www.takbook.com

توجه به گشتاور مرجع T_e^{ref} و یا سرعت مرجع n_m^{ref} محاسبه می‌کند. نوع کنترل را می‌توان به وسـیله‌ی متغیر T-OR-S انتخاب کرد که حروف T و S به ترتیب برای گشتاور و سرعت به کار رفته‌اند. به علاوه لازم ا ست که موقعیت واقعی روتور (θ) و جریان‌های فاز اندازه‌گیری شـده‌ی i_R، i_S و i_T برای مدل معلوم باشـند. سـپس مرجع ولتاژ فاز محاسـبه‌شـده به ماشـین اعمال می‌گردد تا جریان‌ها و گشـتاور ماشین محاسبه شوند. نوسان‌نمای واقع در پایین شکل (۷-۳۱) نتایج شبیه‌سازی مربوط به وارون‌سازی سرعت را نشان می‌دهد.

همان‌طور که در بخش (۱-۴) نیز تو ضیح داده شد، الگوریتم کنترلی تو سعه داده شـــده را می‌توان با اســـتفاده از تابع C-code نرم‌افزار CASPOC روی یک DSP پیاده سازی کرد. کد به د ست آمده را می‌توان در نرم‌افزار مربوط به نمونه‌ی آزمایشـــگاهی جای داد. برای اندازه‌گیری موقعیت روتور ماشـــین از یک رمزگذار افزایشی با ۷۲۰ پالس در هر دوره ا ستفاده شده ا ست. جدول (۷-۱) م شخصات مربوط به ماشین استفاده شده در این آزمایش را نشان می‌دهد.

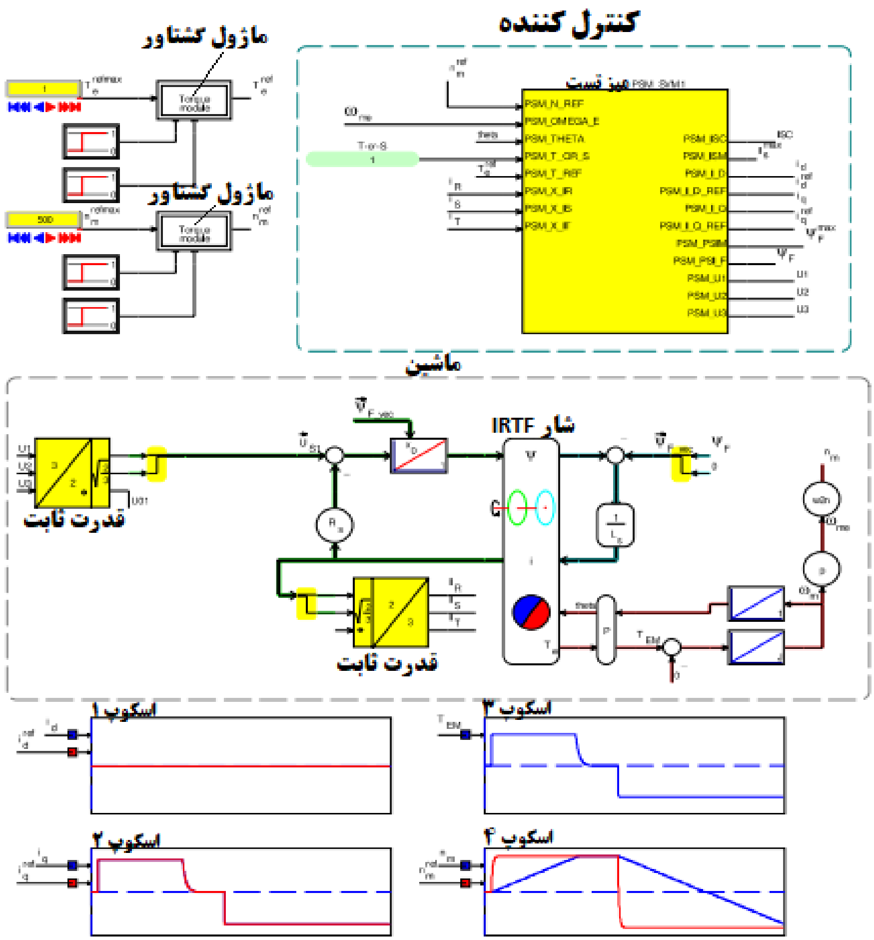
جدول (۷-۱): مشخصات مربوط به ماشین سنکرون PM استفاده شده در این مثال

پارامترها	مقدار
قدرت اسمی P	۰,۷۵ کیلووات
ولتاژ U	۵۰ ولت
اندوکتانس استاتور L_s	۳,۵ میلی هانری
مقاومت استاتور R_s	۰,۱۱ اهم
شار میدان ψ_f	۰,۰۸۹ وبر
تعداد جفت قطب p	۱

به منظور اثبات کارایی کنترل‌کننده، یک وارون سازی سرعت اجرا می شود. وارون‌سازی سرعت برای نشان دادن کنترل سرعت، گشتاور و جریان برای هر دو حالت بهره‌برداری موتوری و ژنراتوری بسـیار مناسـب اسـت. در شـکل (۷-۳۲)

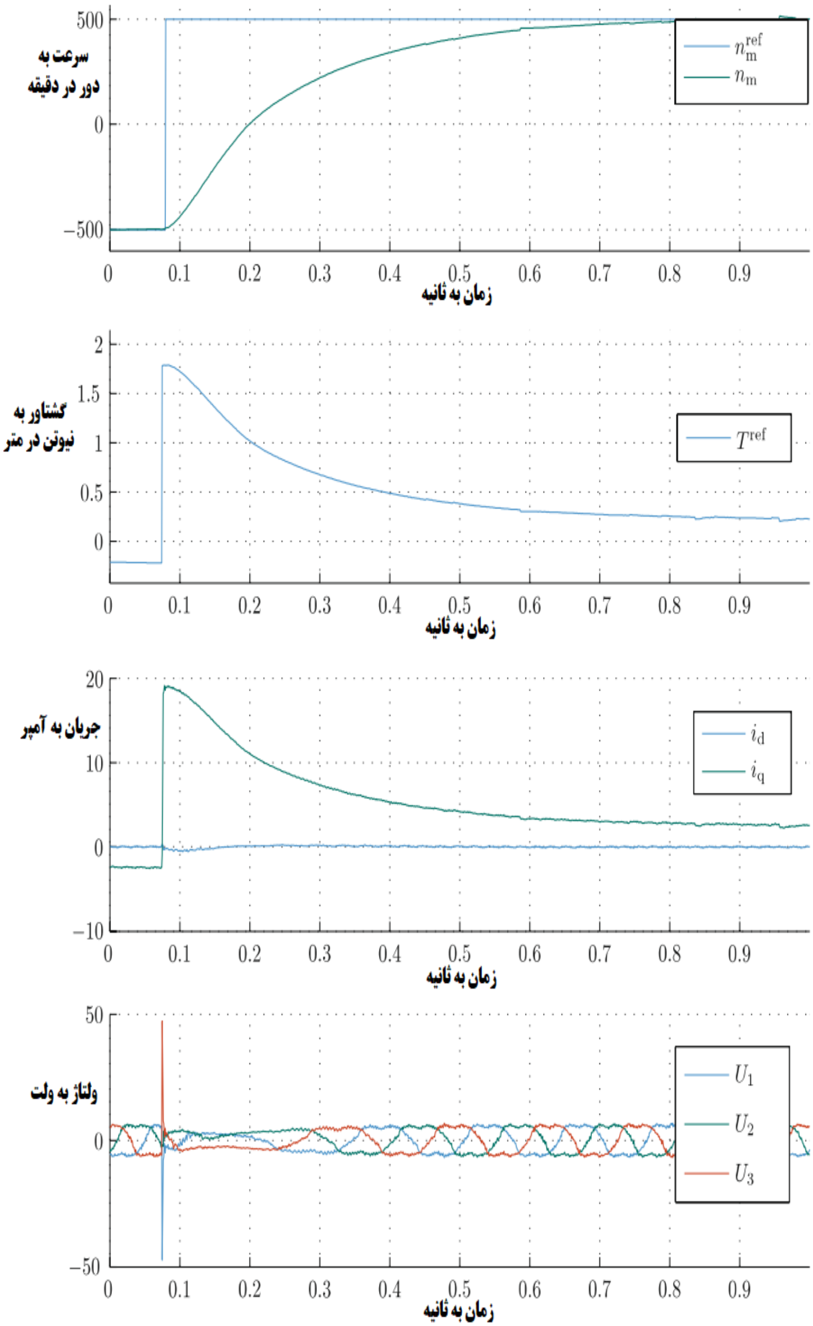
www.takbook.com

واورن‌سازی سرعت اندازه‌گیری شده‌ی ماشین از ۵۰۰ rpm- به ۵۰۰ rpm در بی‌باری نشان داده شده است. این شکل، سرعت مرجع و سرعت اندازه‌گیری شده (یعنی n_m^{ref} و n_m)، گشتاور مرجع T^{ref}، جریان‌های اندازه‌گیری شده‌ی i_d و i_q و ولتاژهای فاز U_1، U_2 و U_3 را نشان می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که جریان i_q، گشتاور را دنبال می‌کند و جریان i_d نیز تقریباً برابر با صفر است (چرا که تضعیف میدان در ماشین رخ نمی‌دهد). با توجه به ولتاژهای فاز می‌توان کارایی روش تمرکز پالس (که در شکل (۲-۱۰) توضیح داده شده است) را مشاهده کرد.



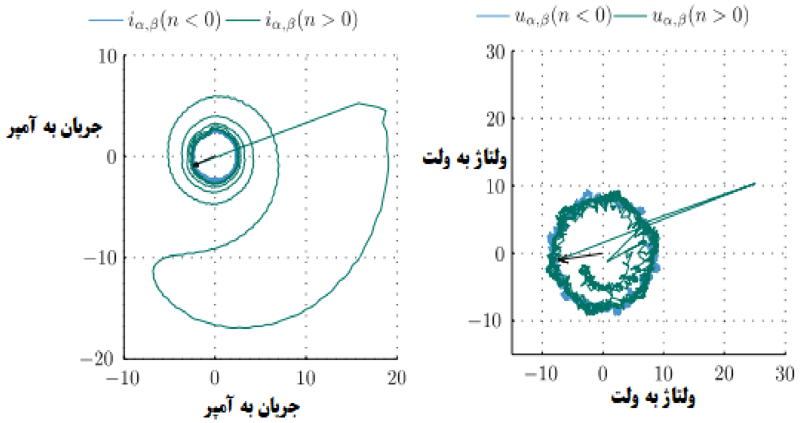
شکل (۷-۳۱): شبیه‌سازی ماشین سنکرون PM

www.takbook.com

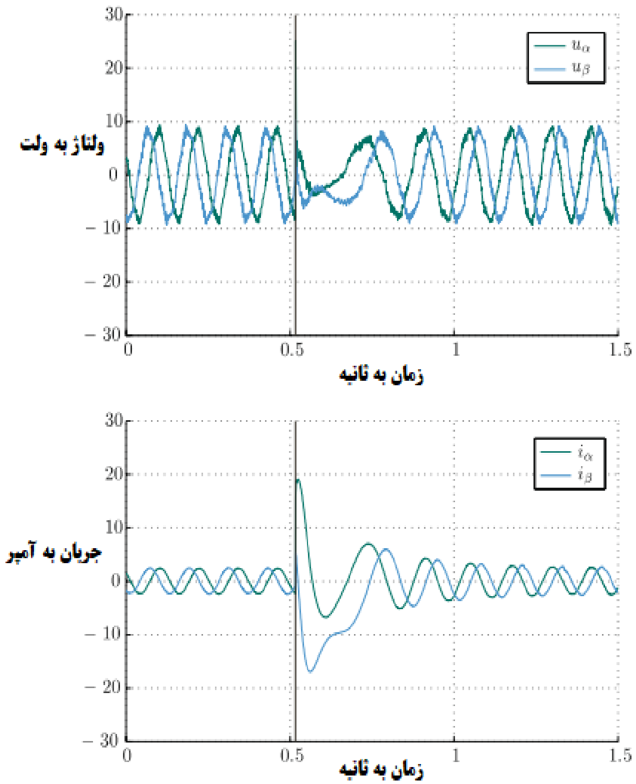


شکل (۷-۳۲): نتایج آزمایشگاهی برای وارون‌سازی سرعت در ماشین سنکرون PM

www.takbook.com



الف) ترسیم قطبی $I_{\alpha,\beta}$ و $u_{\alpha,\beta}$



ب) $i_{\alpha,\beta}$ و $u_{\alpha,\beta}$ طی زمان

شکل (۷-۳۳): نتایج آزمایشگاهی برای ولتاژ و جریان‌ها در سیستم مرجع $\alpha\beta$ در واورن‌سازی سرعت

www.takbook.com

در شـــکل (۷-۳۳) نمودارهای مربوط به ولتاژهای مرجع اســـتاور ($u_{\alpha,\beta}$) و جریان‌های مرجع ا ستاتور ($i_{\alpha,\beta}$) در یک نمودار قطبی و هم‌چنین بر حـ سب زمان نشان داده شده‌اند. همانند مثال قبلی در این شکل نیز یک وارون‌سازی سرعت از rpm ۵۰۰- به rpm ۵۰۰ نشـان داده شـده اسـت. در هر شـکل زمانی که در آن سرعت مرجع تغییر می‌کند با استفاده از یک خط مشکی مشخص شده است. در ابتدا، ولتاژ و جریان‌ها در جهت عقربه‌های ســاعت می‌چرخند که این موضـــوع با ســـرعت منفی شـــفت مطابقت دارد. در شـــکل (۹-۴۳) (الف) ولتاژ و جریان‌های متناظر با رنگ آبی نشان داده شده‌اند. بعد از اعمال پله در سرعت، جهت چرخش نیز تغییر می‌کند. منحنی‌های مربوط به ولتاژ و جریان در نمودار قطبی برای $n > 0$ به رنگ سبز نمایش داده شده‌اند.

www.takbook.com

فصل هشتم

مفاهیم مربوط به مدل‌سازی ماشین القایی

راه‌اندازهای الکتریکی با ماشـین‌های القایی هم‌چنان دارای کاربرد وسـیع در صنایع است. با ترکیب یک ماشین قفس‌سنجابی ارزان، مبدل با چگالی توان بالا و کنترل‌کننده‌ی همه کاره می‌توان یک راه‌انداز با تطبیق پذیری بالا را برای کاربردهای وسـیع صـنعتی طراحی نمود. در این فصـل مدل‌های مربوط به ماشین‌های القایی توسعه داده می‌شوند که از آن‌ها در فصول متوالی از این کتاب (یعنی به همراه مبدل‌های منبع ولتاژ و کنترل‌های جهت‌دار میدان) اسـتفاده خواهد شد.

www.takbook.com

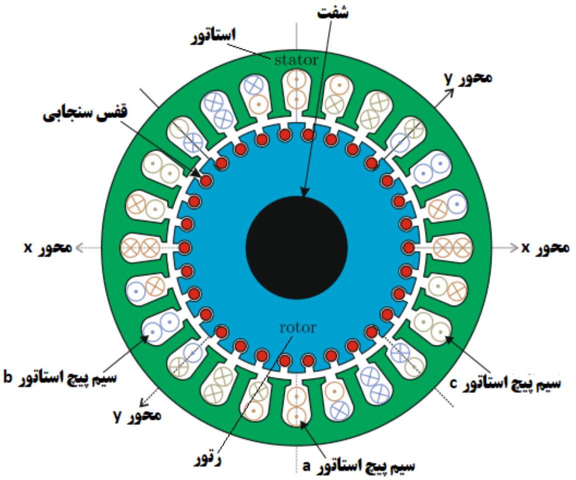
در ابتدا یک مرور مختصر در مورد ماشین‌های القایی با روتور قفس سنجابی به کمک نمای برش مقطعی و مدل‌های نمادین ساده‌شده و کلی ارائه می‌شود. ابتدا مدل‌های بدون اندوکتانس نشتی استخراج شده و به کمک آن‌ها ماهیت تولید گشتاور در ماشین نشان داده می‌شود. سپس با تکیه بر این مدل‌ها، مدل‌های جهت‌دار میدان معرفی می‌گردند. هدف اصلی این فصل معرفی یک مدل شار پیوندی جامع است که به کمک آن می‌توان اندوکتانس سه‌تایی را به اندوکتانس دوتایی تبدیل نمود تا مدل IRTF ماشین ساده‌تر شود. این مدل جامع، پایه و اساس مدل ماشین جهت‌دار میدان جامع (UFO) را تشکیل می‌دهد که به کمک آن می‌توان درک عمیقی از رفتار حالت گذرای ماشین‌های القایی به دست آورد. به علاوه با استفاده از این مدل می‌توان کنترل جهت‌دار میدان را توسعه داد. انتهای این فصل به ماشین‌های القایی تک‌فاز می‌پردازد. این ماشین‌ها دارای کاربرد گسترده‌ای هستند و به همین دلیل لازم است که مدل‌های دینامیکی و حالت ماندگار آن‌ها نیز استخراج گردد. مجموعه‌ای از مثال‌های شبیه‌سازی نیز فراهم شده است که کاربر می‌تواند به کمک آن‌ها مفاهیم مطرح شده در این فصل را مورد آزمایش قرار دهد.

۸-۱- ماشین القایی با روتور قفس‌سنجابی

شکل (۸-۱) سطح مقطع یک ماشین القایی با روتور قفس سنجابی را نشان می‌دهد. این قفس شامل مجموعه‌ای از هادی‌ها (نشان داده شده به رنگ قرمز) است که در دو انتهای خود به وسیله‌ی یک حلقه‌ی رسانا اتصال کوتاه شده‌اند. قفس در لایه‌های مربوط به روتور جاسازی شده است که این موضوع را می‌توان

www.takbook.com

در شکل (۸-۱) نیز مشاهده کرد. در استاتور این ماشین یک سیم‌پیچی سه‌فاز دو لایه با چهار قطب تعبیه شده است.



شکل (۸-۱): ماشین القایی با روتور قفس‌سنجابی

سیم‌پیچی استاتور یک میدان چرخان تولید کرده و این میدان به روتور نفوذ می‌کند. اگر روتور با سرعت متفاوتی نسبت به میدان استاتور بچرخد (به صورت آسنکرون)، در قفس‌سنجابی جریان‌های متناوب القا می‌گردد. این جریان‌ها به همراه میدان استاتور منجر به تولید گشتاور در ماشین می‌شوند. به همین دلیل به ماشین‌های آسنکرون، ماشین‌های القایی نیز گفته می شود. اگر میدان استاتور و روتور به صورت سنکرون در حال چرخش باشند هیچ جریانی در قفس‌سنجابی القا نشده و در نتیجه گشتاوری نیز تولید نمی شود. باید توجه کرد که صرف نظر از سرعت روتور، میدان روتور و میدان استاتور به صورت سنکرون به چرخش خود ادامه می‌دهند و فقط دارای اختلاف فاز هستند. اختلاف بین سرعت روتور و سرعت میدان‌ها به وسیله‌ی فرکانس جریان‌های روتور جبران می‌گردد که به این فرکانس، فرکانس لغزش روتور گفته می شود. برای کنترل ماشین‌های القایی فقط

www.takbook.com

موقعیت میدان ا ستاتور و میدان روتور لازم ا ست (نه موقعیت مکانیکی روتور) که علت این موضوع به طبیعت غیر سنکرون ماشین‌های القایی برمی‌گردد.

از ماشـــین‌های القایی قفس‌ســـنجابی به طور گســـترده در صـــنعت اســـتفاده می‌شـــود. ماشـــین‌های القایی تک‌فاز و ماشـــین‌های القایی دو ســـو تغذیه از پیکربندی‌های دیگر این ما شین آ سنکرون ه ستند. ما شین‌های تک‌فاز در بخش (۸-۵) بررسی خواهند شد. در این کتاب به مدل‌سازی و کنترل ماشین‌های القایی دو سو تغذیه پرداخته نشده است. این ماشین‌ها در توربین‌های بادی و راه‌اندازهای مربوط به پمپ‌های بزرگ کاربرد دارند. در این نوع از ماشـــین القایی از روتوری استفاده شده است که در آن مجموعه‌ای از سیم‌پیچی‌های سه‌فاز وجود دارد و این ســـیم‌پیچی‌ها از طریق مجموعه‌ای از حلقه‌های لغزان به یک مبدل ســـاکن (یا مجموعه‌ای از مقاومت‌ها) متصل شده‌اند.

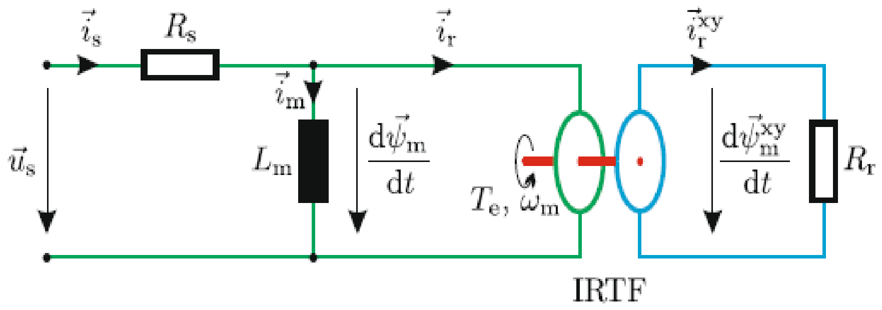
۸-۲- مدل‌های با اندوکتانس نشتی صفر برای ماشین‌های القایی

به منظور درک پایه‌ای رفتار دینامیکی و گذرای ماشـین سـنکرون بهتر اسـت که از اندوکتانس‌های نشـــتی اســـتاتور و روتور صـــرف نظر شـــود. بنابراین در ابتدا مدل‌های نمادین و کلی ما شین القایی بدون ح ضور اندوکتانس‌های ن شتی معرفی می شوند که به کمک آن‌ها می‌توان به ماهیت تولید گشتاور در ما شین پی برد. به علاوه به کمک رهیافت اندوکتانس نشتی صفر می‌توان مدل‌های جهت‌دار میدان را نیز استخراج کرد.

www.takbook.com

۸-۲-۱- مدل بر پایه‌ی IRTF برای ماشین القایی

به عنوان گام اول تو سعه‌ی مدل‌های دینامیکی برای ما شین‌های القایی، مدل نمادین بر پایه‌ی IRTF ساده شده در نظر گرفته می شود که این مدل در شکل (۸-۲) نشان داده شده است. استفاده از یک IRTF به این معنی است که یک قاب مرجع مختصات دوگانه به کار برده می شود که این قاب مرجع با ا ستاتور و روتور ماشین در ارتباط است.



شکل (۸-۲): مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF با نشتی صفر

روابط مکانیکی حاکم بر مدل نشان داده شده در شکل (۸-۲) را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad \text{(۸-۱) (الف)}$$

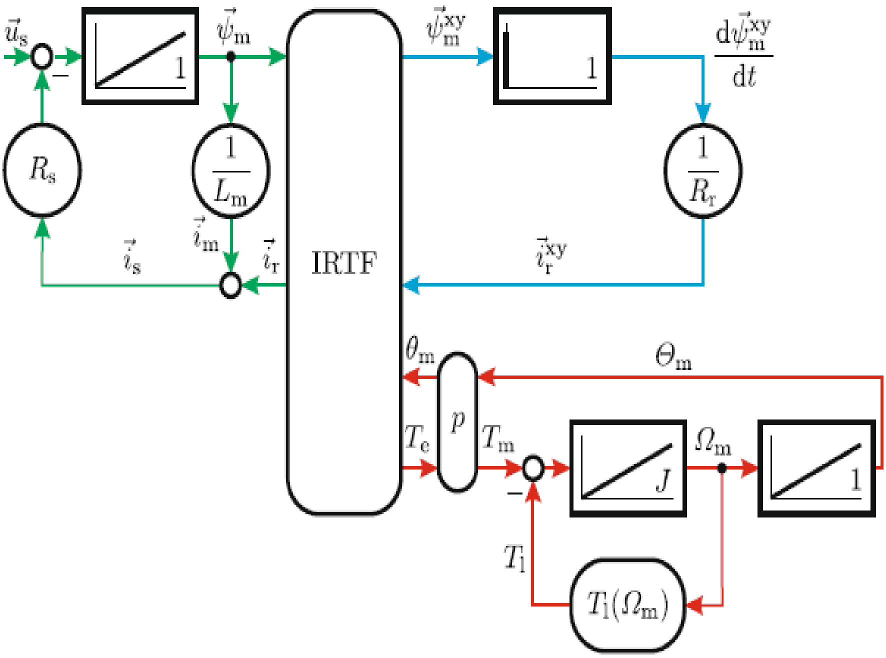
$$\vec{\psi}_m = L_m\left(\vec{i}_s - \vec{i}_r\right) \quad \text{(۸-۱) (ب)}$$

$$0 = -R_r \vec{i}_r^{xy} + \frac{d\vec{\psi}_m^{xy}}{dt} \quad \text{(۸-۱) (پ)}$$

لازم به ذکر است که مدل مطرح شده در این‌جا شباهت زیادی با مدل نشان داده شده در شکل (۴-۱۳) دارد. در مدل مربوط به شکل (۴-۱۳) فرض شده ا ست که تحریک به و سیله‌ی منبع جریان صورت می‌گیرد در حالی که در این‌جا

www.takbook.com

تحریک منبع ولتاژ (برای ا تصال ما شین به یک مبدل منبع ولتاژ) اعمال می شود. به علاوه اندوکتانس مغناطیس‌کننده در طرف دیگر IRTF نشان داده شده است. مدل کلی مربوط به این ما شین دو قطبی ساده شده را می‌توان به کمک رابطه‌ی (۸-۱) و رابطه‌ی (۴-۵) (که از این رابطه برای محاسبه‌ی گشتاور الکترومغناطیسی اســتفاده می‌شــود) و رابطه‌ی (۴-۶) به عنوان مدل بار اســتخراج کرد. مثالی از پیاده سازی این مدل در شکل (۸-۳) نشان داده شده ا ست. در این شکل از یک واحد م شتق گیر ا ستفاده شده ا ست که ح ضور آن برای حالت اندوکتانس ن شتی صفر اجتناب ناپذیر است. لازم به ذکر است که در محیط‌های شبیه‌سازی به دلیل پایداری عددی، حدالامکان باید از اســتفاده‌ی مشــتق‌گیرها اجتناب شــود. مثال شبیه سازی داده شده در بخش (۸-۶-۱) بر ا ساس مدل کلی ارائه شده در این فصل طراحی شده است.

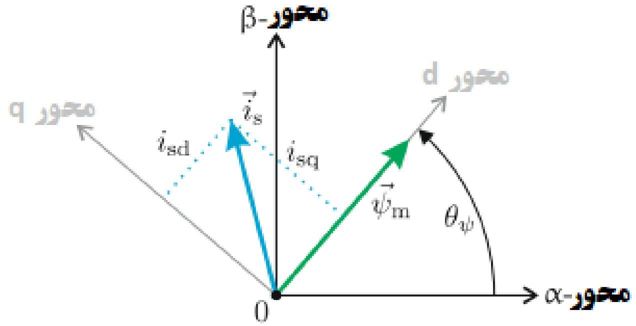


شکل (۸-۳): مدل کلی موتور القایی بر پایه‌ی IRTF با اندوکتانس نشتی صفر

www.takbook.com

۸-۲-۲- مدل جهت‌دار میدان

یک نقطه‌ی شروع مناسب برای توسعه‌ی مدل جهت‌دار میدان استفاده از مدل ماشین بر پایه‌ی IRTF (که در شکل (۸-۲) نشان داده شده است) و نمودار برداری نشان داده شده در شکل (۸-۴) است. در این نمودار برداری، بردارهای فضایی جریان استاتور ($\vec{i}_s$) و شار مغناطیس‌کننده‌ی پیوندی ($\vec{\psi}_m$) نشان داده شده‌اند. بردار فضایی شار پیوندی را می‌توان به صورت $\vec{\psi}_m = \psi_m e^{j\theta_\psi}$ بیان کرد که در آن ψ_m دامنه‌ی بردار شار پیوندی و θ_ψ زاویه‌ی بین بردار شار پیوندی و محور حقیقی قاب مرجع ساکن هستند.



شکل (۸-۴): نمودار برداری مربوط به مدل با اندوکتانس نشتی صفر

روابط بیان شده در قاب مرجع سنکرون را می‌توان با استفاده از تبدیل $\vec{A} = \vec{A}^{dq} e^{j\theta}$ با $\omega_s = d\theta/dt$ به صفحه‌ی dq منتقل کرد. فرایند تبدیل روابط جهت‌دار روتور به یک قاب مرجع سنکرون (که به بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_m$ گره خورده است) در دو مرحله انجام می‌گیرد. ابتدا روابط بر پایه‌ی روتور به یک قاب مرجع ساکن منتقل می‌شوند و پس از آن تبدیل به یک قاب مرجع سنکرون صورت می‌پذیرد. مجموعه روابط (۸-۱) پس از انتقال به صفحه‌ی dq (مطابق با رهیافتی که در بالا ذکر شد) به صورت زیر نوشته می‌شوند:

www.takbook.com

$$\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_m^{dq}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_m^{dq}$$ (۸-۲) (الف)

$$\frac{\vec{\psi}_m^{dq}}{dt} = \vec{i}_s^{dq} - \vec{i}_r^{dq}$$ (۸-۲) (ب)

$$\frac{d\vec{\psi}_m^{dq}}{dt} = R_r \vec{i}_R^{dq} - j(\omega_s - \omega_m)\vec{\psi}_m^{dq}$$ (۸-۲) (پ)

لازم به ذکر است که در این مورد اگر $\vec{\psi}_m^{dq} = \psi_m$ (یعنی بردار حقیقی) باشد، روابط را می‌توان ساده‌تر نیز کرد چرا که محور مستقیم با این بردار هم‌جهت است. سایر بردارها هر دو مولفه‌ی حقیقی (مستقیم) و موهومی (متعامد) را دارند برای مثال بردار مربوط به جریان استاتور به صورت $\vec{i}_s^{dq} = i_{sd} + ji_{sq}$ است. با دسته‌بندی مولفه‌های حقیقی در مجموعه روابط (۸-۲) داریم:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_m}{dt}$$ (۸-۳) (الف)

$$\frac{d\psi_m}{dt} = i_{sd} - i_{rd}$$ (۸-۳) (ب)

$$\frac{d\psi_m}{dt} = R_r i_{rd}$$ (۸-۳) (پ)

دسته‌بندی مولفه‌های موهومی در مجموعه روابط (۸-۲) منجر به روابط زیر می‌شود:

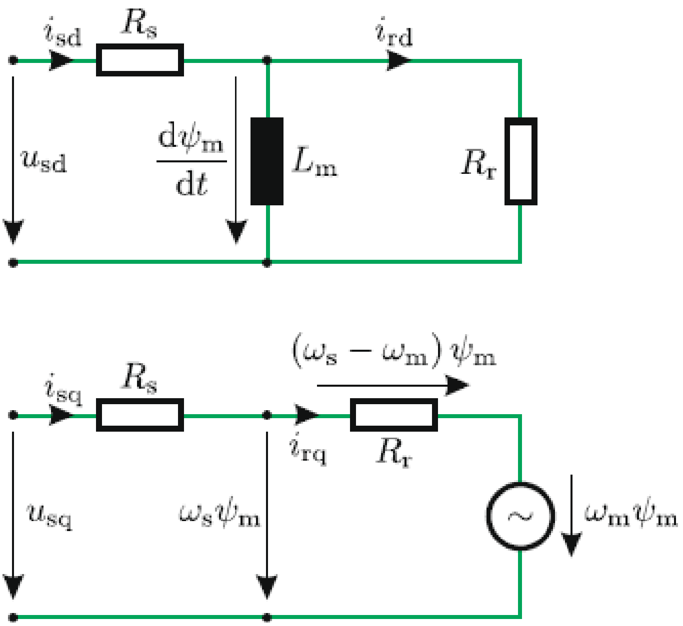
$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \psi_m$$ (۸-۴) (الف)

$$i_{rq} = i_{sq}$$ (۸-۴) (ب)

$$\omega_s \psi_m = R_r i_{rq} + \omega_m \psi_m$$ (۸-۴) (پ)

مدل نمادین مستقیم و متعامد مربوط به روابط (۸-۳) و (۸-۴) در شکل (۸-۵) نشان داده شده است.

www.takbook.com

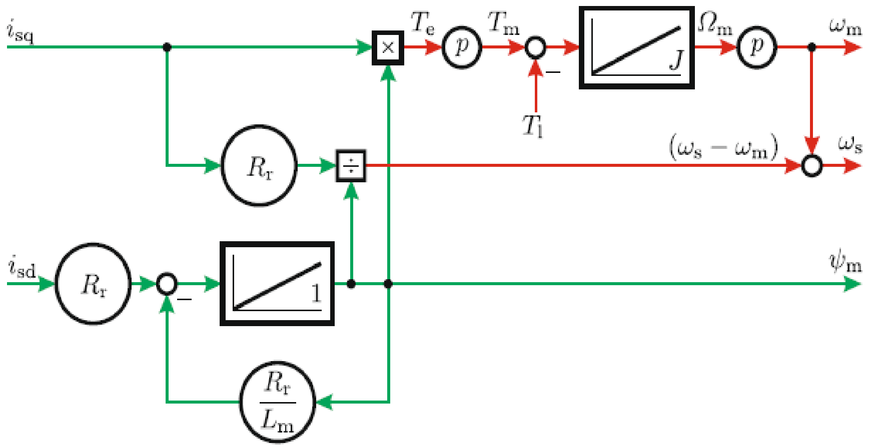


شکل (۸-۵): مدل نمادین مستقیم و متعامد جهت‌دار میدان با اندوکتانس نشتی صفر

مدل کلی مربوط به ماشین القایی تغذیه شده با جریان (که در آن جریان‌های i_{sd} و i_{sq} به عنوان متغیرهای ورودی هستند) در شکل (۸-۶) نشان داده شده است. این مدل با مدل نمادین جهت‌دار میدان متناظر است.

مدل‌های نشان داده شده در شکل‌های (۸-۵) و (۸-۶) درک عمیقی در مورد بهره‌برداری ما شین در اختیار می‌گذارند. برای مثال اگر در زمان $t = 0$ یک جریان i_{sd} به ما شین اعمال شود، مقدار شار پیوندی ψ_m در حالت ماندگار (یعنی پس از یک دوره‌ی گذرا) برابر با $\psi_m = L_m i_{sd}$ خواهد بود که ثابت زمانی مربوط به آن برابر L_m/R_r است. به محض اینکه شار پیوندی به مقدار حالت ماندگار خود برسد، متغیرهای $d\psi_m/dt$ و i_{rd} (به شکل (۸-۵) مراجعه شود) برابر صفر می‌شوند.

www.takbook.com



شکل (۸-۶): مدل کلی جهت‌دار میدان مربوط به ماشین القایی با اندوکتانس نشتی صفر

گشتاور T_e توسط حاصل ضرب ψ_m و i_{sq} تعیین می شود و همانند ماشین DC تحریک شده با سیم‌پیچی میدان، این دو مولفه را می‌توان به طور مستقل کنترل کرد. در ماشین DC متغیرهای ψ_m و i_{sq} به ترتیب با شار پیوندی میدان ψ_f و جریان آرمیچر i_a جایگزین می شوند. همان‌طور که در شکل (۸-۵) نشان داده شده است، یک متغیر ولتاژ به صورت $\omega_s \psi_m$ تعریف می‌شود که این ولتاژ با جمع ولتاژهای $\omega_m \psi_m$ و $R_r i_{sq}$ به دست می‌آید (با رابطه‌ی (۸-۴) (پ) مقایسه شود). ولتاژ $R_r i_{sq}$ نیز برابر است با حاصل ضرب فرکانس لغزش $(\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m)$ در شار پیوندی ψ_m. اگر یک افزایش پله‌ای در جریان i_{sq} ایجاد شود و مقدار i_{sd} ثابت باقی بماند، گشتاور و فرکانس لغزش نیز باید به صورت پله‌ای افزایش کنند.

نتایج مربوط مثال شبیه‌سازی

پاسخ گذرای کلی یک ماشین بدون بار مکانیکی بر حسب گشتاور T_e، سرعت شفت ω_m، فرکانس لغزش ω_{s1} و فرکانس الکتریکی ω_s در شکل (۸-۷) نشان داده شده است. در این مثال جریان $i_{sd} = 4.0\,A$ در زمان s ۰٫۸ = t و پله‌ی جریان متعامد استاتور برابر با $i_{sq} = 0 \rightarrow 4.0\,A$ در زمان

www.takbook.com

$t = ۰٫۸ s$ اعمال می‌شود. نتایج نشان داده شده در این شکل از مدل داده شده در مثال شبیه سازی بخش (۸-۶-۴) به دست آمده‌اند. خواننده برای به دست‌آوردن جزییات بیش‌تر در مورد مدل شبیه‌سازی می‌تواند به بخش (۸-۶-۴) مراجعه کند.

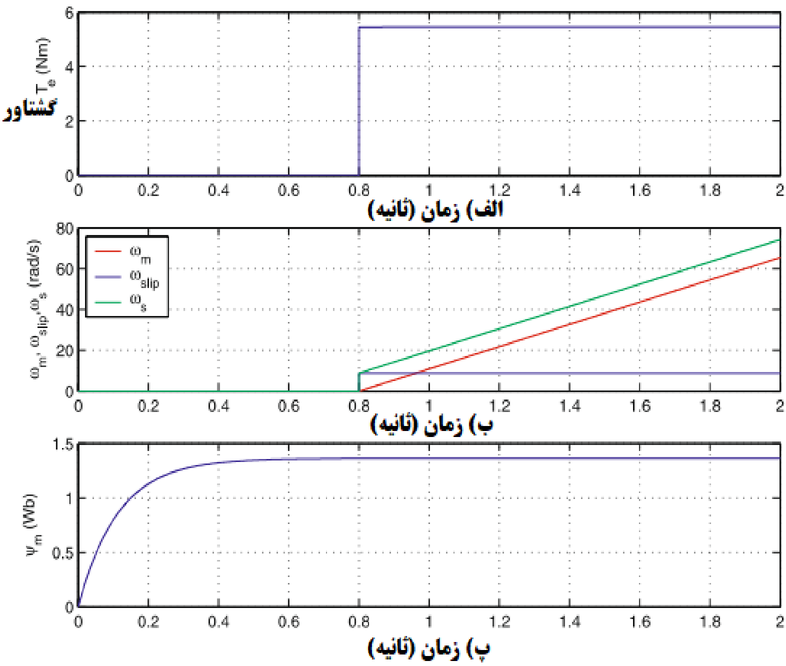
نمودار شار/جریان

با در نظر گرفتن نمودار شار/جریان مربوط به این ماشین که در لحظه‌ی مشخصی از زمان استخراج شده است، می‌توان درک بیش‌تر نسبت به این نوع از مدل به دست آورد. شکل (۸-۸) خطوط شار ϕ_d (که با شار پیوندی ψ_m در ارتباط هستند) را نشان می‌دهد. توزیع جریان سیم‌پیچی استاتور و روتور قفس‌سنجابی نیز برای هر دو مورد نشان داده شده است. توزیع‌های مربوط به جریان و شار در صفحه‌ی dq بیان شده‌اند؛ باید دقت کرد که صفحه‌ی dq در سرعت ω_s می‌چرخد در حالی که سرعت چرخش روتور برابر با سرعت شفت ω_m است.

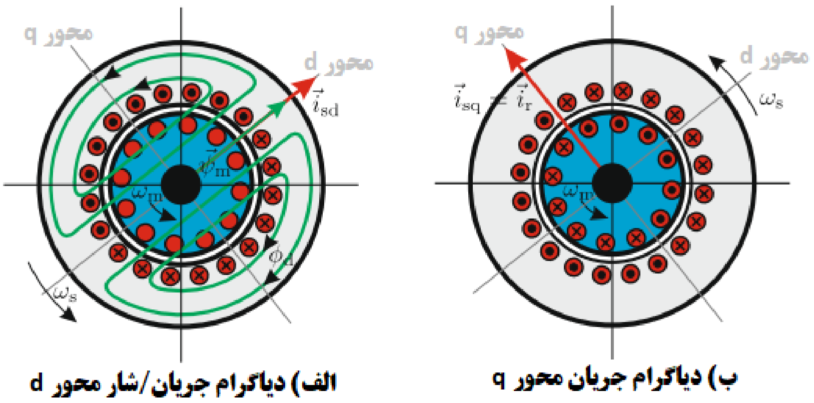
توزیع شار مربوط به محور مستقیم (شکل (۸-۸) (الف)) نشان‌دهنده‌ی شار محور d است که با بردار شار پیوندی ψ_m هم‌جهت است. جریان i_{sd} نیز به شکل توزیع شده روی استاتور نشان داده شده است. لازم به ذکر است که مولفه‌ی جریان مربوط به روتور (یعنی i_{rd}) برابر صفر است. در مدل متعامد (به شکل (۸-۸) (ب) مراجعه شود) توزیع شار ϕ_d و توزیع‌های جریان استاتور (i_{sq}) و جریان روتور (i_{rq}) نشان داده شده‌اند. لازم به ذکر است که توزیع مربوط به این دو جریان در ماشین واقعی در جهت مخالف یکدیگر است در حالی که این مدل فرض می‌کند که شرط $i_{rq} = i_{sq}$ برقرار است. علت این اختلاف به انتخاب قردادهای مربوط توان ورودی/خروجی در مدل IRTF مربوط می‌شود. توزیع کل جریان

www.takbook.com

ا ستاتور از دو مولفه‌ی توزیع جریان ا ستاتور که در شکل (۸-۸) نشان داده شده است، به دست می‌آید.



شکل (۸-۷): پاسخ گذرای مربوط به مدل جهت‌دار میدان با اندوکتانس نشتی صفر



شکل (۸-۸): نمودار شار/جریان مربوط به محورهای مستقیم و متعامد در حالت ماندگار

www.takbook.com

۸-۳- مدل ماشین با اندوکتانس‌های نشتی

در ماشین‌های عملی، همه‌ی شار پیوندی مغناطیسی به طور کامل از بین سیم‌پیچ‌های استاتور و قفس‌سنجابی روتور عبور نمی‌کند. به عبارت دیگر در طرف استاتور و روتور ماشین مسیرهایی برای عبور شار نشتی وجود دارند که در مدل‌سازی به وسیله‌ی اندوکتانس‌های نشتی $L_{\sigma s}$ و $L_{\sigma r}$ نمایش داده می‌شوند. در این بخش، رهیافت‌های IRTF و مدل‌سازی جهت‌دار میدان که در بخش قبلی استفاده شده، به گونه‌ای توسعه داده می‌شوند که شار نشتی مغناطیسی را نیز در خود جای دهند. در این زمینه، یک رهیافت جهت‌دار میدان جامع (UFO) معرفی خواهد شد که در فصل بعدی از آن برای توسعه‌ی یک کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان استفاده می‌شود.

۸-۳-۱- مدل پایه‌ای IRTF

مدل ساده شده‌ی شکل (۸-۲) به گونه‌ای توسعه داده می‌شود که بتوان اندوکتانس های نشتی روتور ($L_{\sigma r}$) و استاتور ($L_{\sigma s}$) را در آن لحاظ کرد. اندوکتانس نشتی روتور به سمت استاتور انتقال داده می‌شود تا یک شبکه‌ی مداری با سه عنصر تشکیل گردد؛ این شبکه شامل دو اندوکتانس نشتی و یک اندوکتانس مغناطیس‌کننده (L_m) است. لازم به ذکر است که با استفاده از یک واحد IRTF می‌توان یک اندوکتانس را در هر دو طرف قرار داد بدون این‌که لازم باشد مقدار آن تغییر کند و همان‌طور که در بخش (۴-۱) اشاره شد، این انتقال اندوکتانس نشتی روی گشتاور T_e اثر نمی‌گذارد.

مجموعه روابط حاکم بر شکل (۸-۹) به صورت زیر هستند:

www.takbook.com

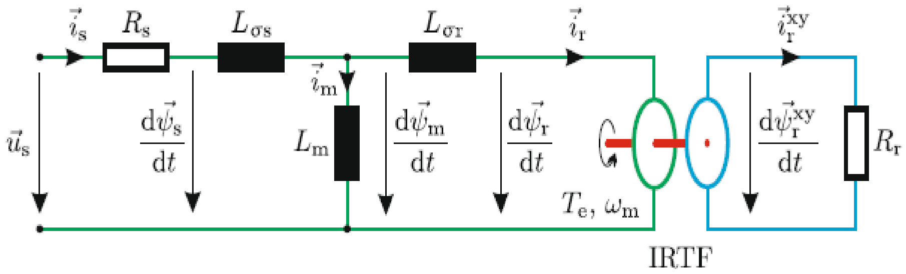
$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}$$ (۸-۵) (الف)

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_m + L_{\sigma s} \vec{i}_s$$ (۸-۵) (ب)

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_m - L_{\sigma r} \vec{i}_r$$ (۸-۵) (پ)

$$\vec{\psi}_m = L_m \left(\vec{i}_s - \vec{i}_r \right)$$ (۸-۵) (ت)

$$0 = -R_r \vec{i}_r^{\,xy} + \frac{d\vec{\psi}_r^{\,xy}}{dt}$$ (۸-۵) (ث)



شکل (۸-۹): مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF به همراه اندوکتانس‌های نشتی

بر اســاس مدل نمادین داده شــده در شــکل (۸-۹) و مجموعه روابط (۸-۵) می‌توان مدل نمادین کلی بر پایه‌ی IRTF را توسعه داد. هر چند که در پیاده‌سازی عددی این مدل با ید دقت کافی صـــورت پذیرد تا از ایجاد حلقه های جبری جلوگیری شــود. این مســئله به دلیل حضــور دو اندوکتانس نشــتی در مدار رخ می‌دهد. به علاوه تعیین مقادیر این دو اندوکتانس به صورت جداگانه در یک موتور قفس‌ســنجابی کار دشــواری اســت چرا که مقادیر مربوط به این دو اندوکتانس معمولا تو سط آزمایش روتور قفل شده تعیین می شود؛ باید در نظر دا شت که با اســتفاده از این آزمایش، ترکیب اندوکتانس‌های نشــتی یعنی $L_{\sigma s} + L_{\sigma r}$ تخمین زده می‌شــود. ســپس مقدار مربوط به ترکیب این دو اندوکتانس معمولا نصــف می شود تا مقادیر مربوط به هر یک از این دو عنصر به صورت جداگانه به د ست

www.takbook.com

آ ید. در نتیجه اندوکتانس نشـــتی روتور در فرکانس خط (۵۰ یا ۶۰ هرتز) اندازه‌گیری می‌شــود. در بهره‌برداری با کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان، مقدار اندوکتانس روتور به دلیل اثرات عمق شیار و اشباع روتور می‌تواند به شدت تغییر کند.

۸-۳-۲- مدل جامع بر پایه‌ی IRTF

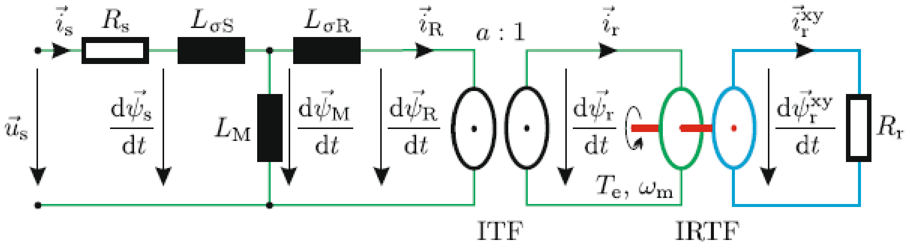
مدل IRTF نشـــان داده شـــده در شـــکل (۸-۹) را می‌توان به یک پیکربندی جامع با سه اندوکتانس تبدیل کرد که در آن از ضریب تبدیل a استفاده می شود. کاربر با تغییر دادن مقدار این پارامتر می‌تواند مدل را (برای مثال) از نوع ســـه اندوکتانســـی به نوع دو اندوکتانســـی تغییر دهد که در آن عناصـــر مداری نشـــان‌دهنده‌ی اندوکتانس نشـــتی می‌توانند در هر یک از دو ســـمت مولفه‌ی انـدوکتـانس مغنـاطیس‌کننـده‌ی معـادل قرار بگیرنـد. واژه‌ی *جامع* در واقع انعطاف‌پذیری این مدل جدید را نشـــان می‌دهد به این صـــورت که می‌توان پارامترهای مربوط به اندوکتانس را به صورت هم‌زمان تغییر داد بدون این‌که روی امپدانس بی‌باری یا اتصـال کوتاه شـبکه‌ی اندوکتانسـی اولیه اثر بگذارد. در بخش (۸-۳-۴) نشـــان داده خواهد شـــد که چنین قابلیتی برای توســـعه‌ی مدل جامع جهت‌دار میدان (UFO) چقدر حائز اهمیت است.

تعریف پارامتر برای مدل جامع

هدف این بخش، تعریف مجموعه‌ای از پارامترهای اندوکتانسی به صورت L_M ، $L_{\sigma S}$ و $L_{\sigma R}$ برای مدل نمادین ماشین (نشان داده شده در شکل (۸-۱۰)) است که می‌توان آن‌ها را با شبکه‌ی اندوکتانسی سه تایی در مدل اولیه‌ی شکل (۸-۹)

www.takbook.com

جایگزین کرد. امپدانس دیده شده از هر طرف شبکه‌ی اندوکتانسی جدید باید با مقادیر دیده شده در شبکه‌ی اندوکتانسی اولیه مطابقت داشته باشد و تغییر در ضریب تبدیل a نباید روی آن‌ها اثر بگذارد. برای رسیدن به این هدف، یک واحد ITF با نسبت تبدیل a:۱ در مدل جدید معرفی می‌شود.



شکل (۸-۱۰): مدل جامع ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF به همراه واحد ITF

فرایند تبدیل ابتدا با در نظر گرفتن مجموعه روابط (۸-۵) که مربوط به مدل نشان داده شده در شکل (۸-۹) هستند، آغاز می‌شود. با در نظر گرفتن روابط (۸-۵) (ب) و (۸-۵) (ت) می‌توان رابطه‌ی زیر را به دست آورد:

$$\vec{\psi}_s = L_s\vec{i}_s - L_m\vec{i}_r - aL_m\vec{i}_s + aL_m\vec{i}_s \qquad (۸-۶)$$

که در آن L_s برابر با $L_m + L_{\sigma s}$ است. رابطه‌ی فوق را می‌توان به شکل زیر نیز نوشت:

$$\vec{\psi}_s = \underbrace{(L_s - aL_m)}_{L_{\sigma S}}\vec{i}_s + \underbrace{aL_m}_{L_M}(\vec{i}_s - \vec{i}_R) \qquad (۸-۷)$$

پارامترهای $L_{\sigma S}$ و L_M در رابطه‌ی فوق تعریف شده‌اند؛ این پارامترها به ترتیب نشان دهنده‌ی اندوکتانس نشتی کلی و اندوکتانس مغناطیس‌کننده هستند. به علاوه یک بردار جریان تغییر مقیاس‌یافته برای روتور در رابطه‌ی (۸-۷)

www.takbook.com

وجود دارد؛ این بردار جریان تغییر مقیاس یافته به همراه بردار شار تغییر مقیاس‌یافته روتور ($\vec{\psi}_R$) به صورت زیر تعریف می‌شوند:

(۸-۸) (الف)
$$\vec{i}_R = \frac{\vec{i}_r}{a}$$

(۸-۸) (ب)
$$\vec{\psi}_R = a\vec{\psi}_r$$

بردار شار پیوندی تغییر مقیاس‌یافته‌ی روتور ($\vec{\psi}_R$) در واقع a برابر بردار شار پیوندی روتور یعنی $\vec{\psi}_r$ است. تغییر مقیاس $\vec{i}_R$ و $\vec{\psi}_R$ به گونه‌ای است که حاصل‌ضرب بردارهای جریان و شار پیوندی و هم‌چنین امپدانس بدون تغییر باقی می‌ماند. مدل جامع بیان شده در رابطه‌ی (۸-۸) (به شکل (۸-۱۰) مراجعه شود) توسط واحد ITF با نسبت سیم‌پیچی a:۱ نشان داده شده است. روابط (۸-۸) (ب) و (۸-۵) (پ) به عنوان روابط پایه‌ای برای بخش دوم مدل پیشنهادی در نظر گرفته می‌شوند. با استفاده از این دو رابطه می‌توان بردار شار تغییر مقیاس‌یافته‌ی روتور را به صورت زیر بیان کرد:

(۸-۹)
$$\vec{\psi}_R = aL_m\vec{i}_s - a^2L_r\vec{i}_R - aL_m\vec{i}_R + aL_m\vec{i}_R$$

که در رابطه‌ی فوق داریم: $L_r = L_m + L_{\sigma r}$. رابطه فوق را می‌توان به شکل زیر نیز نوشت:

(۸-۱۰)
$$\vec{\psi}_R = \underbrace{aL_m}_{L_M}\left(\vec{i}_s - \vec{i}_R\right) - \underbrace{\left(a^2L_r - aL_m\right)}_{L_{\sigma R}}\vec{i}_R$$

دومین پارامتر مربوط به اندوکتانس نشتی یعنی $L_{\sigma R}$ با استفاده از رابطه‌ی فوق تعریف شده است. بردار شار پیوندی حاصل از مجموعه روابط (۸-۷) و (۸-۱۰) به صورت زیر به دست می‌آید:

www.takbook.com

$$\vec{\psi}_s = L_{\sigma S}\vec{i}_s + L_M\vec{i}_M$$ (۸-۱۱) (الف)

$$\vec{\psi}_R = L_M\vec{i}_M - L_{\sigma R}\vec{i}_R$$ (۸-۱۱) (ب)

که عبارت $\vec{i}_M = \vec{i}_s - \vec{i}_R$ بیان کننده‌ی بردار جریان مغناطیس‌کننده‌ی تغییر مقیاس‌یافته است. مجموعه روابط مربوط به شار پیوندی (رابطه‌ی (۸-۱۱)) شامل مجموعه‌ای از اندوکتانس‌های نشـــتی اندوکتانس مغناطیس‌کننده اســـت که به صـورت تابعی از متغیر تبدیل a هســتند. این مجموعه‌ی جدید از اندوکتانس‌ها در رابطه‌ی (۸-۱۲) خلاصه شده‌اند:

$$L_{\sigma S} = L_m\left(\frac{L_s}{L_m} - a\right)$$ (۸-۱۲) (الف)

$$L_{\sigma R} = aL_r\left(a - \frac{L_m}{L_r}\right)$$ (۸-۱۲) (ب)

$$L_M = aL_m$$ (۸-۱۲) (پ)

با توجه به مجموعه رابطه‌ی (۸-۱۲) می‌توان مشـــاهده کرد که اگر متغیر تبدیل a با شرط زیر به دست آید:

$$\frac{L_m}{L_r} \le a \le \frac{L_s}{L_m}$$ (۸-۱۳)

ســپس اندوکتانس‌های نشــتی $L_{\sigma S}$ و $L_{\sigma R}$ بزرگ‌تر یا مســاوی صــفر باقی می‌مانند.

اگر متغیر a توسط رابطه‌ی (۸-۱۳) تعریف شود، تغییرات آن نسبتاً کوچک خواهد بود بنابراین مفید اســت که یک ضــریب تبدیل درصــدی به صــورت Γ_a معرفی شــود که در محدوده‌ی $\pm 100\%$ تعریف می‌گردد؛ لازم به ذکر اســت که

www.takbook.com

ضریب در صدی $\Gamma_a = 0\%$ با یک مدل جامع با $a = ۱$ متناظر ا ست. رابطه‌ی بین Γ_a و a به شکل زیر نوشته می‌شود:

$$\text{if } \Gamma_a \geq 0: \qquad a = 1 + \frac{\Gamma_a}{100}\left(\frac{L_s}{L_m} - 1\right) \tag{۱۴-۸ (الف)}$$

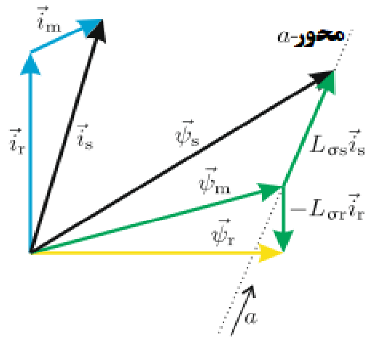
$$\text{if } \Gamma_a < 0: \qquad a = 1 + \frac{\Gamma_a}{100}\left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) \tag{۱۴-۸ (ب)}$$

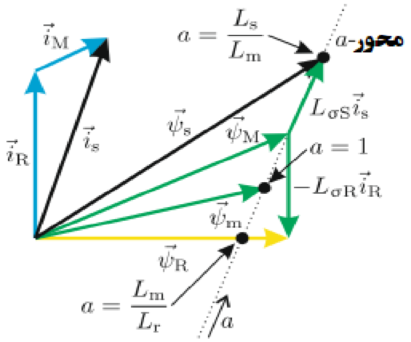
بنابراین مقدار $\Gamma_a = 100\%$ با یک مدل جامع با $a = L_s/L_m$ و $L_{\sigma S} = 0$ متناظر اســـت در حالی که با تنظیم $\Gamma_a = -100\%$ مقادیر $a = L_m/L_r$ و $L_{\sigma R} = 0$ به دست می‌آیند.

نمایش برداری مدل جامع

بسیار آموزنده است که مدل ذکر شده در بالا از یک نمایش گرافیکی به یک نمایش برداری تبدیل شـــود. این کار را می‌توان با در نظر گرفتن بردار شـــار پیوندی/جریان در روابط (۸-۵) (ب) و (۸-۵) (ت) برای مدل اصـــلی انجام داد و آن‌ها را در یک نمودار برداری برای مجموعه‌ای انتخاب‌شـده از جریان‌های $\vec{i}_s$ و $\vec{i}_r$ و مجموعه‌ای از اندوکتانس‌های L_m، $L_{\sigma s}$ و $L_{\sigma r}$ نمایش داد.

www.takbook.com





شکل (۸-۱۱): مقایسه‌ی نمودارهای برداری مربوط به مدل‌های جامع و اولیه‌ی ماشین القایی

نمونه‌ای از چنین نمودار برداری در شکل (۸-۱۱) (الف) نشان داده شده است. همچنین یک تمرین مشابه را می‌توان برای مدل جامع انجام داد که این کار نیاز به دسترسی شار پیوندی/جریان در روابط (۸-۱۱) (الف) و (۸-۱۱) (ب) دارد. در این حالت به متغیر تبدیل باید مقدار خاصی داده شود تا نمودار برداری مطابق با بردارهای جریان و اندوکتانس‌های انتخاب شده برای مدل اولیه، استخراج گردد. نمودار برداری مبتنی بر مدل جامع که در شکل (۸-۱۱) (الف) داده شده است، با یک متغیر تبدیل برابر با $\Gamma_a = 50\%$ نشان داده شده است. شکل‌های (۸-۱۱) (الف) و شکل (۸-۱۱) (ب) یک محور a را نشان می دهند که یک خط تعریف شده توسط نقاط انتهایی بردارهای $\vec{\psi}_s$ و $\vec{\psi}_m$ است. این خط بسیار مهم است زیرا مکان هندسی نقاط انتهایی بردار $\vec{\psi}_M$ را به عنوان تابعی از متغیر تبدیل a نشان می‌دهد. برای هر مقدار a که توسط کاربر مشخص می‌شود، تبدیل به دست آمده از آن موقعیت بردار $\vec{\psi}_M$ و بردارهای متناظر $\vec{\psi}_R$ و $\vec{i}_R$ را مشخص می‌کند و به موجب آن دو بردار دوم فقط از نظر دامنه تغییر می‌کنند (نسبت به بردارهای $\vec{\psi}_r$ و $\vec{i}_r$)؛ این موضوع را می‌توان در شکل (۸-۱۱) (ب) نیز مشاهده کرد.

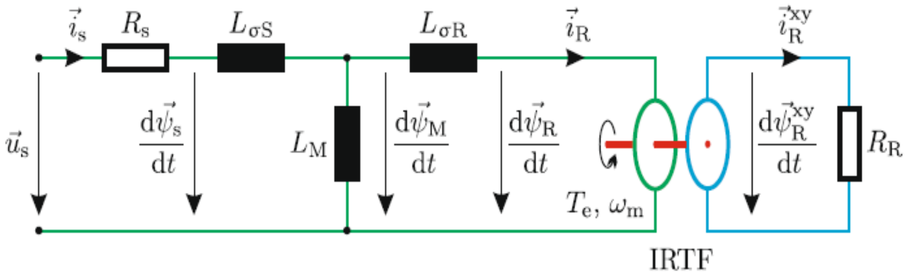
www.takbook.com

نمایش نمادین مدل جامع

مدل جامع به شکل فعلی، از یک واحد ITF برای تبدیل بردارهای $\vec{\psi}_R$ و $\vec{i}_R$ به مقادیر ا صلی آنها یعنی $\vec{\psi}_r$ و $\vec{i}_r$ ا ستفاده می کند. از دیدگاه مدل سازی انجام چنین تبدیلی کاملاً ضــروری نیســت به شــرطی که کاربر این واقعیت را در نظر بگیرد که این متغیر های مبتنی بر روتور تغییر مقیاس یافته‌ا ند که این تغییر مقیاس به انتخاب ضریب تبدیل a بستگی دارد. ممکن است واحد ITF با جابجایی IRTF و مقاومت روتور (R_r) به ســـمت اولیه‌ی واحد ITF، حذف شـــود. جابجایی واحد IRTF بر گشتاور تأثیر نمی گذارد اما مقاومت روتور ا شاره شده (R_R) باید با استفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه شود:

$$R_R = a^2 R_r \qquad (۸-۱۵)$$

مدل نمادین ماشین بر پایه‌ی IRTF جامع در شکل (۸-۱۲) نشان داده شده است.



شکل (۸-۱۲): مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF جامع

مجموعه روابط متناظر با مدل مبتنی بر IRTF جامع به شکل زیر است:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \qquad \text{(۸-۱۶) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_M + L_{\sigma S} \vec{i}_s \qquad \text{(۸-۱۶) (ب)}$$

www.takbook.com

$$\vec{\psi}_R = \vec{\psi}_M - L_{\sigma R}\vec{i}_R \qquad (۸-۱۶)\ (پ)$$

$$\frac{\vec{\psi}_M}{L_M} = \vec{i}_s - \vec{i}_R \qquad (۸-۱۶)\ (ت)$$

$$0 = -R_R\vec{i}_R^{xy} + \frac{d\vec{\psi}_R^{xy}}{dt} \qquad (۸-۱۶)\ (ث)$$

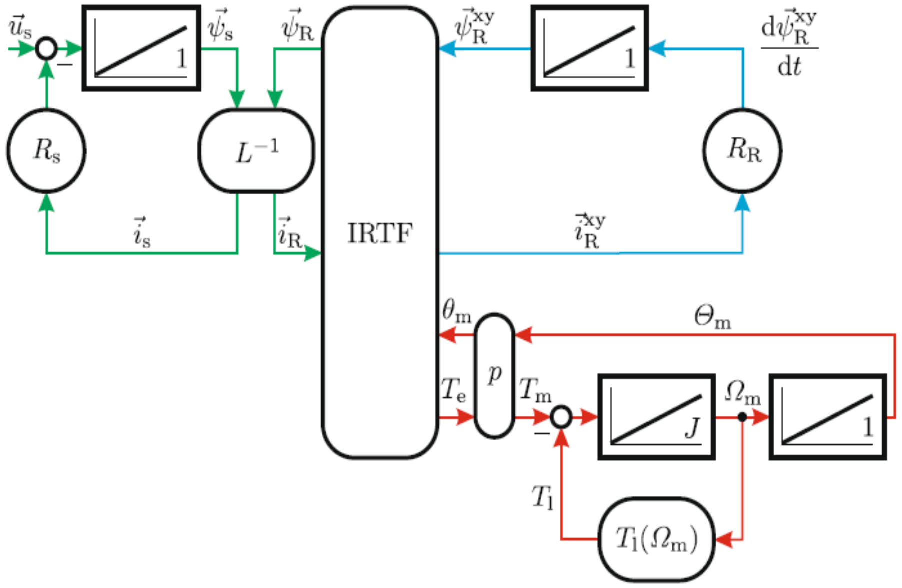
اهمیت تبدیل مدل جامع را می‌توان با در نظر گرفتن سه مقدار زیر برای متغیر تبدیل a نشان داد (که در آن دو مورد در دو انتهای مخالف مقیاس انتخاب شده است، به (۸-۱۳) مراجعه کنید):

- ✓ $a = \frac{L_m}{L_r}(\Gamma_a = -100\%)$: در این شرایط، مدل نشان داده شده در شکل (۸-۱۲) به دو اندوکتانس $L_{\sigma S}$ و L_M کاهش می‌یابد، یعنی $L_{\sigma R} = 0$. به علاوه بردار $\vec{\psi}_M$ با بردار $\vec{\psi}_R$ برابر است که این موضوع را می‌توان به کمک شکل (۸-۱۱) (ب) نیز مشاهده کرد. به این مدل با نام مدل IRTF بر پایه‌ی شار روتور اشاره خواهد شد.
- ✓ $a = ۱\ (\Gamma_a = 0\%)$: مدل جامع به مدل پنج پارامتر اولیه مطابق شکل (۸-۹) کاهش می‌یابد.
- ✓ $a = \frac{L_a}{L_m}(\Gamma_a = 100\%)$: مدل جامع شکل (۸-۱۲) به یک مدل دو اندوکتانسی جایگزین با $L_{\sigma S} = 0$ کاهش پیدا می‌کند. علاوه بر این، در این شرایط بردار $\vec{\psi}_M$ برابر $\vec{\psi}_s$ است که این موضوع را می‌توان در شکل (۸-۱۱) (ب) نیز مشاهده کرد. به این مدل با نام مدل IRTF بر پایه‌ی شار استاتور اشاره خواهد شد.

www.takbook.com

نمایش کلی مدل جامع

نمایش کلی مدل نمادین که در شکل (۸-۱۳) نشان داده است، به کمک روابط (۸-۱۶) (الف) و (۸-۱۶) (ث) توسعه داده می‌شود.



شکل (۸-۱۳): نمایش مدل کلی یک ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF جامع

این مدل از یک واحد کلی استفاده می کند که با نام L^{-1} مشخص شده است و ماتریس $[L^{-1}]$ تعریف شده توسط رابطه‌ی (۸-۱۷) را نشان می دهد.

$$\begin{bmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{i}_R \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{L_s L_R - (L_M)^2} \begin{bmatrix} L_R & -L_M \\ L_M & -L_s \end{bmatrix}}_{[L^{-1}]} \begin{bmatrix} \vec{\psi}_s \\ \vec{\psi}_R \end{bmatrix} \qquad (۸-۱۷)$$

که در رابطه‌ی فوق L_s برابر $L_M + L_{\sigma S}$ و L_R برابر $L_M + L_{\sigma R}$ اســـت و L_M، $L_{\sigma S}$ و $L_{\sigma R}$ با اســـتفاده از رابطه‌ی (۸-۱۲) تعریف می‌شـــوند. رابطه‌ی (۸-۱۷) با

www.takbook.com

کمک (۸-۱۱) به د ست می‌آید که در آن بردار $\vec{i}_M$ بر حسب بردارهای جریان $\vec{i}_s$ و $\vec{i}_R$ تعریف شده است. مدل مطابق شکل (۸-۱۳) بردار $\vec{\psi}_M$ را صریحا تولید نمی‌کند، در عوض این متغیر را می توان با استفاده از رابطه‌ی (۸-۱۶) (پ) محاسبه کرد. تأکید می‌شود که این مدل کلی را می‌توان برای هر ضریب تبدیل a در محدوده تعریف شده توسط رابطه‌ی (۸-۱۳) مورد استفاده قرار داد بدون اینکه هیچ حلقه جبری در شبیه سازی ایجاد گردد. به خواننده یادآوری می شود که ایجاد تغییر در متغیر تبدیل a، آرایه‌های ماتریس L و همچنین متغیر R_R را تحت تأثیر قرار می دهد. در بعضی موارد، بیان رابطه‌ی (۸-۱۷) بر حسب متغیرهای L_m، $L_{\sigma s}$ و $L_{\sigma r}$ که نمایانگر اندوکتانس‌های مدل اولیه هستند، سودمند است (شکل (۸-۹) را ببینید). ا ستفاده از رابطه‌ی (۸-۱۲) با رابطه‌ی (۸-۱۷) منجر به نتیجه‌ی زیر می‌شود:

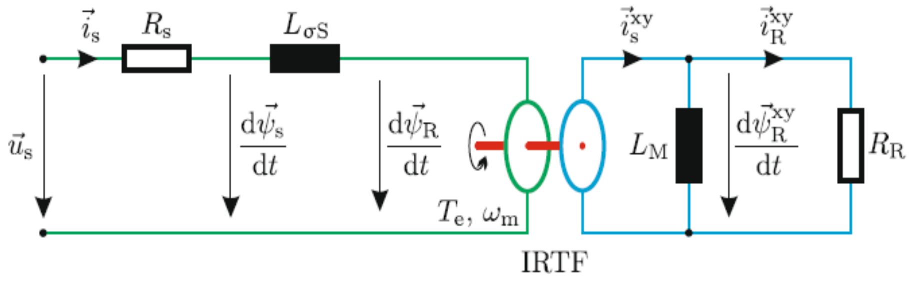
$$\begin{bmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{i}_R \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\sigma_u L_s}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{a}\left(\frac{L_m}{L_r}\right) \\ \frac{1}{a}\left(\frac{L_m}{L_r}\right) & -\frac{1}{a^2}\left(\frac{L_s}{L_r}\right) \end{bmatrix}}_{[L^{-1}]} \begin{bmatrix} \vec{\psi}_s \\ \vec{\psi}_R \end{bmatrix} \qquad (۸-۱۸)$$

که در رابطه‌ی فوق $\sigma_u = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ نشان‌دهنده‌ی ضریب نشتی ا ست که به عنوان یک مشخصه‌ی ماشین بوده و از متغیر تبدیل a تبعیت نمی‌کند. مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۸-۶-۲) مستقیماً مبتنی بر مدل کلی است (شکل (۸-۱۳) را مشاهده کنید) و استفاده از مفهوم تبدیل جامع را که در این بخش مورد بحث قرار گرفته است، نشان می‌دهد.

www.takbook.com

۸-۳-۲-۱- مدل IRTF بر پایه‌ی شار روتور

ا ستفاده از متغیر تبدیل $(\Gamma_a = -100\%)$ $a = L_m/L_r$ با مدل داده شده در شکل (۸-۱۲) منجر به مدل نمادین نشان داده شده در شکل (۸-۱۴) می شود.



شکل (۸-۱۴): مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF با $a = L_m/L_r$

مجموعه روابط متناظر با مدل IRTF بر پایه‌ی شار روتور به شکل زیر است:

$$\vec{u}_s = R_s\vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad \text{(۸-۱۹) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_R + L_{\sigma S}\vec{i}_s \quad \text{(۸-۱۹) (ب)}$$

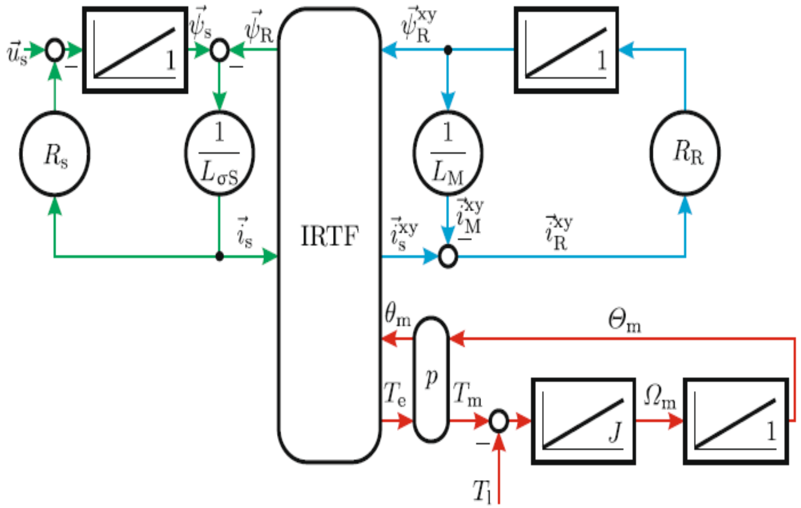
$$\frac{d\vec{\psi}_R^{xy}}{L_M} = \vec{i}_s^{xy} - \vec{i}_R^{xy} \quad \text{(۸-۱۹) (پ)}$$

$$0 = -R_R\vec{i}_R^{xy} + \frac{d\vec{\psi}_R^{xy}}{dt} \quad \text{(۸-۱۹) (ت)}$$

از مدل نمادین داده شــده در شــکل (۸-۱۴) برای نمایش ماشـــین القایی استاندارد استفاده خواهد شد. مدل کلی دینامیکی که در شکل (۸-۱۶) داده شده اســت، با این مدل نمادین و مجموعه روابط (۸-۱۹) مطابقت دارد. تأکید می‌شــود که مدل IRTF بر پایه‌ی شار روتور قادر است عملکرد دینامیکی و همچنین حالت پایدار را در خود جای دهد. با این حال، برای بررســـی بهره‌برداری در حالت پایدار

www.takbook.com

ممکن است که تجزیه و تحلیل در حوزه‌ی فازور راحت‌تر باشد که این موضوع در بخش (۸-۳-۶) نشان داده می شود.



شکل (۸-۱۵): مدل موتور القایی بر پایه‌ی IRTF با چهار پارامتر

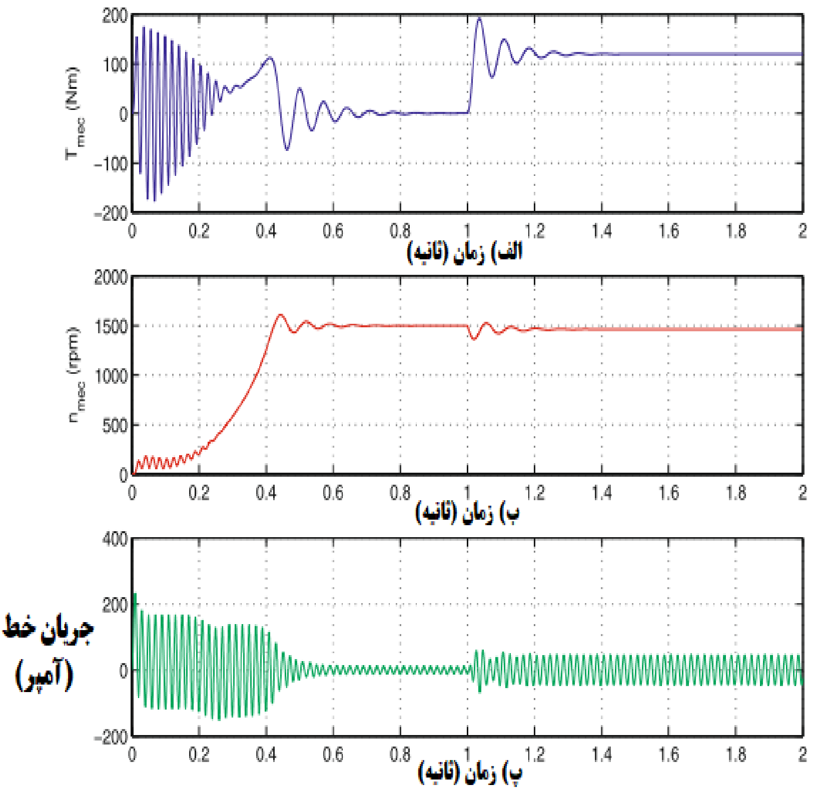
باید توجه داشت که مدل IRTF را می‌توان به گونه‌ای توسعه داد که اثر پوستی روتور را نیز در خود جای دهد اما چنین مدل‌هایی در اینجا گنجانده نشده‌اند زیرا این موارد خارج از محدوده این کتاب است.

نتایج مربوط به مثال‌های شبیه‌سازی

در بخش (۸-۶-۷) یک مثال شبیه سازی ارائه شده است که بر اساس مدل توضیح داده شده در بالا است. در مثال شبیه‌سازی مذکور، از این مدل برای بررسی راه‌اندازی یک ماشین القایی چهار قطبی ۲۲ کیلووات با اتصال مثلث استفاده شده است. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده با این مدل شبیه سازی در شکل (۸-۱۶) نشان داده شده است. این نتایج شامل گشتاور شفت ماشین، سرعت

www.takbook.com

شفت و جریان خط در طول ۲ ثانیه از توالی راه اندازی است که در آن یک گشتاور بار پله‌ای در $t = ۱\ s$ ثانیه اعمال می شود. خواننده برای به د ست آوردن جزییات بیش‌تر می‌تواند به مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۸-۶-۷) مراجعه کند.



شکل (۸-۱۶): شبیه‌سازی مربوط به راه‌اندازی یک ماشین ۲۲ کیلوواتی با اتصال ستاره که در آن گشتاور شفت، سرعت شفت و جریان خط نشان داده شده است.

۸-۳-۲-۲- مدل IRTF بر پایه‌ی شار استاتور

تنظیم متغیر تبدیل در مقدار $a = L_m/L_r\ (\Gamma_a = 100\%)$ باعث می‌شــود که مدل نمادین داده شده در شکل (۸-۱۲) به شکل نشان داده شده در شکل (۸-

www.takbook.com

۱۷) کاهش پیدا کند. این مدل آموزنده است زیرا نشان می دهد که جریان روتور چگونه تحت تاثیر امپدانس سری ایجاد شده توسط اندوکتانس نشتی $L_{\sigma R}$ و مقاومت روتور R_R، قرار می گیرد.

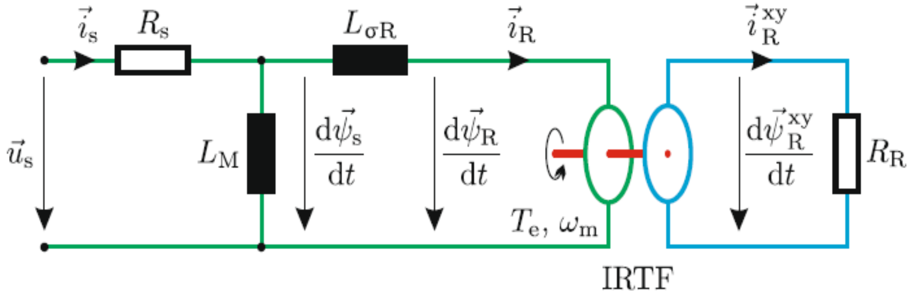
مجموعه روابط متناظر با مدل IRTF بر پایه‌ی شار استاتور را می توان با استفاده از مجموعه روابط (۸-۱۶) با $L_{\sigma S} = 0$ ،$L_M = L_s$ و $\vec{\psi}_M = \vec{\psi}_s$ به صورت زیر به دست آورد:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad \text{(۸-۲۰) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_R + L_{\sigma R} \vec{i}_s \quad \text{(۸-۲۰) (ب)}$$

$$\frac{\vec{\psi}_s}{L_M} = \vec{i}_s - \vec{i}_R \quad \text{(۸-۲۰) (پ)}$$

$$0 = -R_R \vec{i}_R^{xy} + \frac{d\vec{\psi}_R^{xy}}{dt} \quad \text{(۸-۲۰) (ت)}$$



شکل (۸-۱۷): مدل ماشین القایی بر پایه‌ی IRTF با $a = L_s / L_m$

۸-۳-۳- مدل جامع جهت‌دار قاب ساکن

مدل های بر پایه‌ی IRTF که در بخش (۸-۳-۲) معرفی شده اند، دارای مؤلفه‌هایی هستند که با بردارهای یک قاب مرجع ساکن و همچنین قاب مرجع

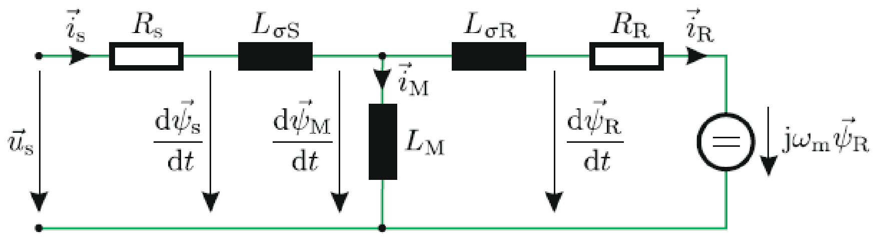
www.takbook.com

جهت‌دار شفت مرتبط ا ست. برای ساده سازی تجزیه و تحلیل، مدلی به د ست می‌آید که در آن همه بردارهای ولتاژ، جریان و شـــار پیوندی به یک قاب مرجع ساکن رایج مرتبط می شوند. برای تحقق این هدف، مختصات روتور ذکر شده در رابطه‌ی (۸-۱۶) (ث) باید به مختصات ساکن تبدیل شود. تبدیل کلی بردار فضای مورد نیاز برای این کار به شـکل $A = \vec{A}^{xy} e^{j\theta}$ با $\theta = \omega_m t$ اسـت. رابطه‌ی اصـلاح شده برای روتور در مختصات ساکن به شکل زیر است:

$$0 = -R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} - j\omega_m \vec{\psi}_R \qquad (۸-۲۱)$$

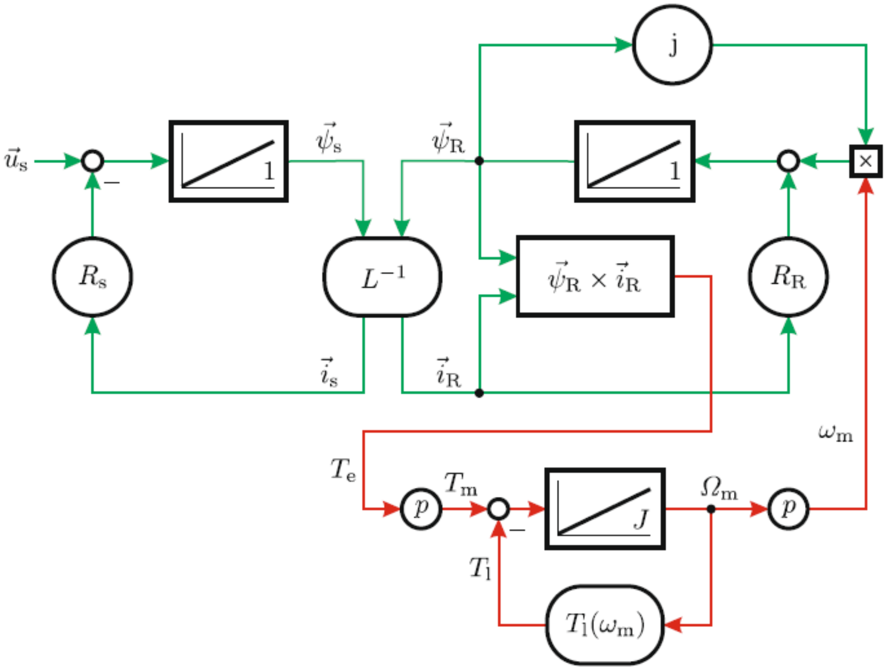
ا ستفاده از رابطه‌ی (۸-۲۱) و عنا صر جهت‌دار قاب ساکن در مجموعه روابط (۸-۲۰) منجر به مدل نمادین داده شده در شکل (۸-۱۸) می شود که در ادبیات مربوط به راه‌اندازها با مقادیر مختلف برای متغیر تبدیل a ظاهر می شـــود. توجه داشـــته باشـــید که فرایند تبدیل مورد اســتفاده در این‌جا در تجزیه و تحلیل حالت پایدار سینوسی ساده‌تر می‌شود. در این حالت، بردارهای فضایی به آسانی می‌توانند به نمودارهای فازوری ساکن تبدیل شوند.

در مدل کلی نشان داده شده در شکل (۸-۱۹) از واحد کلی L^{-1} معرفی شده در بخش (۸-۳-۲) استفاده شده است. یک مثال شبیه‌سازی بر اساس مدل کلی ارائه شده در این‌جا در بخش (۸-۶-۳) مورد بحث قرار می گیرد.



شکل (۸-۱۸): مدل نمادین جهت‌دار قاب ساکن برای ماشین

www.takbook.com



شکل (۸-۱۹): نمایش کلی مدل جهت‌دار قاب ساکن

۸-۳-۴- مدل جامع جهت‌دار میدان (UFO)

در مدل‌های ماشینی که قبلاً مورد بحث قرار گرفتند، بردارهای فضایی جریان، ولتاژ و شار پیوندی با توجه به یک قاب مرجع ساکن و یا قاب مرجع جهت‌دار شفت تعریف شده‌اند. در این بخش، تبدیل جامع جهت‌دار میدان (UFO) معرفی می‌شود که در آن روابط فضایی مبتنی بر استاتور و روتور با بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ گره خورده‌اند.

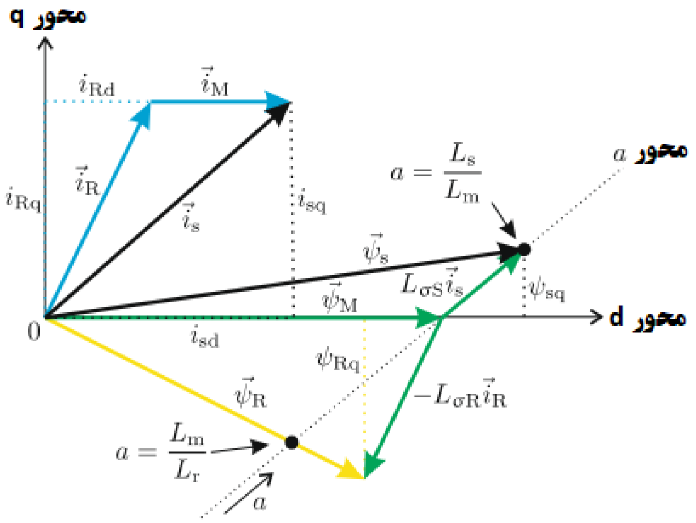
این رویکرد، مزایای یک مدل القایی جامع را (همانطور که در بخش (۸-۳-۲) مورد بحث قرار گرفته است) با مزایای تبدیل جهت‌دار میدان ترکیب می کند که منجر به نمایش مدل سنکرون می‌گردد. توسعه‌ی مدل‌های مبتنی بر UFO در این بخش به ویژه برای توسعه مفاهیم مربوط به کنترل جهت‌دار میدان در فصل

www.takbook.com

۹ آموزنده اســت. در این زمینه، مدل‌هایی که مورد بحث قرار می‌گیرند، با جریان تحریک می‌شــوند زیرا راه‌اندازهای کنترل شــده با بردار اغلب از نوع کنترل جریان استفاده می کنند که در فصل ۳ در مورد آن‌ها بحث شد.

توسعه‌ی یک مدل UFO نمادین

توســـعه‌ی یک مدل از نوع UFO، بر اســـاس قاب مرجع جهت‌دار میدان (سنکرون) دارای یک محور مستقیم و متعامد (یعنی $\vec{x}^{dq} = x_d + jx_q$) توسعه داده می‌شـــود. محور مســـتقیم با بردار شـــار پیوندی $\vec{\psi}_M$ مطابقت دارد از این رو $\psi_{Md} = \psi_M$ و $\psi_{Mq} = 0$ خواهد بود که این موضوع در شکل (۸-۲۰) نیز مشاهده می شود.



شکل (۸-۲۰): نمودار برداری با محورهای مستقیم و متعامد

رویکرد مورد نیاز برای اســـتخراج مدل نمادین و عمومی مدل UFO با اندوکتانس‌های نشتی $L_{\sigma S}$ و $L_{\sigma R}$ (به شکل (۸-۱۲) مراجعه شود) مشابه روشی است که برای مورد نشتی صفر شرح داده شده است. در نتیجه، فرایند تبدیل

www.takbook.com

مختصـــات را می‌توان با کمک روابط (۸-۱۶) و (۸-۲۱) انجام داد. با این حال، در این حالت بردارهای فضایی شار پیوندی استاتور ($\vec{\psi}_s$) و روتور ($\vec{\psi}_R$) باید در طی این تحول برحســب بردار مغناطیســی $\vec{\psi}_M$ بیان شــوند زیرا طبق شـکل (۸-۲۰)، محور d قاب مرجع ســنکرون با این متغیر هم‌جهت شــده اســت. مجموعه روابط مربوط به مدل کلی بر پایه‌ی UFO را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + \frac{d\vec{\psi}_s^{dq}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \quad \text{(۸-۲۲) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s^{dq} = \psi_M + L_{\sigma S} \vec{i}_s^{dq} \quad \text{(۸-۲۲) (ب)}$$

$$\vec{\psi}_R^{dq} = \psi_M - L_{\sigma R} \vec{i}_R^{dq} \quad \text{(۸-۲۲) (پ)}$$

$$\frac{\psi_M}{L_M} = \vec{i}_s^{dq} - \vec{i}_R^{dq} \quad \text{(۸-۲۲) (ت)}$$

$$\frac{d\vec{\psi}_R^{dq}}{dt} = R_R \vec{i}_R^{dq} - j(\omega_s - \omega_m)\vec{\psi}_R^{dq} \quad \text{(۸-۲۲) (ث)}$$

مدل‌های مســتقیم و متعامد نمادین، همان‌طور که در شــکل (۸-۲۱) نشــان داده شده است، با مرتب‌سازی مجدد مجموعه روابط (۸-۲۲) و گروه‌بندی عبارات حقیقی و موهومی به دست می‌آیند. عبارت‌های حقیقی برای مدل محور مستقیم عبارتند از:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_{\sigma S} i_{sq} + L_{\sigma S} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{d\psi_M}{dt} \quad \text{(۸-۲۳) (الف)}$$

$$\frac{\psi_M}{L_M} = i_{sd} - i_{Rd} \quad \text{(۸-۲۳) (ب)}$$

$$\frac{d\psi_M}{dt} = L_{\sigma R} \frac{di_{Rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) L_{\sigma R} i_{Rq} + R_R i_{Rd} \quad \text{(۸-۲۳) (پ)}$$

عبارت‌های موهومی مربوط به مدل محور متعامد، مجموعه معادلات زیر را تشکیل می دهد:

www.takbook.com

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{\sigma S}\frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_{\sigma S} i_{sd} + e_q$$ (۸-۲۴) (الف)

$$i_{sq} = i_{Rq}$$ (۸-۲۴) (ب)

$$e_q = L_{\sigma R}\frac{di_{Rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) L_{\sigma R} i_{Rd} + R_R i_{Rq} + \omega_m \psi_M$$ (۸-۲۴) (پ)

تأثیر در نظر گرفتن مؤلفه‌های اندوکتانس نشتی ماشین در مدل‌های مستقیم و متعامد نمادین قابل توجه است که این موضوع را می‌توان با مقایسه شکل (۸-۲۱) با مدل اندوکتانس نشتی صفر در شکل (۸-۵) مشاهده کرد. در این حالت پیچیدگی مدل افزایش می یابد زیرا بردار جریان روتور $\vec{i}_r^{dq}$ دیگر عمود بر بردار شار مغناطیس‌کننده‌ی اصلی $\vec{\psi}_m$ نیست.

توسعه‌ی یک مدل UFO کلی

توسعه‌ی یک مدل کلی برای جریان استاتور می‌تواند با کمک روابط (۸-۲۳) (پ) و (۸-۲۴) (پ) و با جایگزین کردن متغیرهای i_{Rd} و i_{Rq} با متغیرهای i_{sd}، i_{sq} و ψ_M (که در روابط (۸-۲۳) (ب) و (۸-۲۴) (ب) تعریف شده‌اند) انجام شود که این مدل در شکل (۸-۲۱) نشان داده شده است. پس از انجام محاسبات ریاضیاتی رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{L_R}{L_M}\psi_M\right) + \frac{R_R}{L_M}\psi_M = R_R i_{sd} + L_{\sigma R}\frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{s1} L_{\sigma r} i_{sq}$$ (۸-۲۵) (الف)

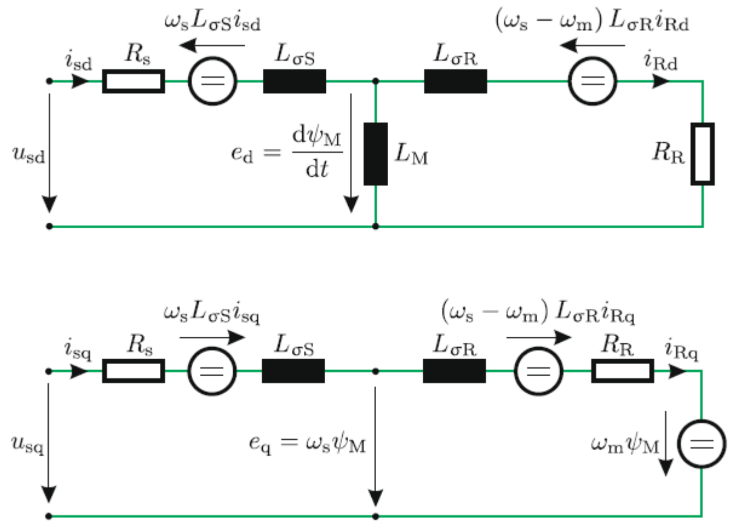
$$\omega_{s1}\left(\frac{L_R}{L_M}\psi_M - L_{\sigma R} i_{sd}\right) = L_{\sigma R}\frac{di_{sq}}{dt} + R_R i_{sq}$$ (۸-۲۵) (ب)

همان طور که قبلاً نیز تعریف شد در رابطه‌ی فوق $L_R = L_{\sigma R} + L_M$ و فرکانس لغزش برابر با $\omega_{s1} = (\omega_s - \omega_m)$ است. با استفاده از رابطه‌ی (۸-۲۵) (الف) مجموعه اصلی واحدهای کلی که برای تولید متغیر شار پیوندی ψ_M با

www.takbook.com

ورودی‌های i_{sd}، i_{sq} و ω_{s1} مورد نیاز اســـت، به دســـت می‌آید. با این حال برای تکمیل این مدل، فرکانس لغزش نیز باید بر حســـب متغیرهای ورودی i_{sd}، i_{sq} و ψ_M بیان شـــود. ای حالت با بازنویســـی رابطه‌ی (۸-۲۵) (ب) به شـــرح زیر قابل دستیابی است:

$$\omega_{s1} = \frac{L_{\sigma R}\frac{di_{sq}}{dt} + R_R i_{sq}}{\frac{L_R}{L_M}\psi_M - L_{\sigma R} i_{sd}} \qquad (۸-۲۶)$$



شکل (۸-۲۱): مدل نمادین UFO: پیکربندی محورهای مستقیم و متعامد با اندوکتانس نشتی

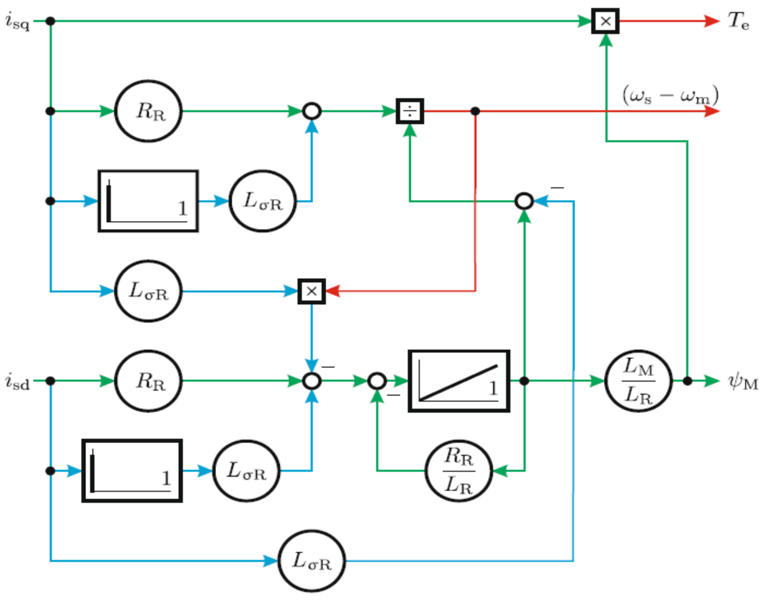
معادلات (۸-۲۵) و (۸-۲۶) همراه با معادله گشـــتاور $T_e = \psi_M i_{sq}$، مدل مستقیم/متعامد کلی مربوط به مفهوم ماشین UFO را که در شکل (۸-۲۲) نشان داده شده ا ست، به طور کامل تعریف می‌کنند. در این مرحله برخی از ن شانه‌ها با توجه به عملکرد آن با در نظر گرفتن این مدل بدون ن شت روتور امکان‌پذیر ا ست، در این صورت باید پارامتر $L_{\sigma R}$ روی صفر تنظیم شود. مدل مطابق با شکل (۸-

www.takbook.com

۲۲) به ویژه برای در نظر گرفتن دو مورد خاص مفید اســـت که در آن محور d و $\vec{\Psi}_M$ یا با بردار شار پیوندی روتور ($\vec{\Psi}_R$) و یا با بردار شار پیوندی استاتور هم‌جهت شده‌اند. هر دو مورد در دو بخش زیر بحث خواهند شد.

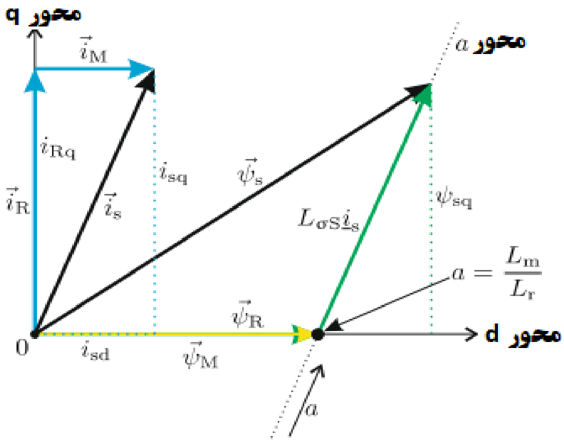
۸–۳–۴–۱– مدل جهت‌دار شار روتور

اگر از یک تبدیل با مقدار $a = L_m / L_r$ در مدل UFO تعمیم یافته اســـتفاده شـــود، جهت‌گیری محور d با بردار شـــار پیوندی روتور ($\vec{\Psi}_R$) صـــورت می‌گیرد که این موضـــوع را می‌توان در شـــکل (۸-۲۳) مشـــاهده کرد. این نمودار برداری جهت‌گیری مکانی مربوط به بردارهای جریان/شـــار پیوندی را برای مدل‌های جهت‌دار شـــار روتور نشـــان می دهد. به این ترتیب این شـــکل یک مورد خاص از موارد کلی‌تری است که در شکل (۸-۲۰) نشان داده شده است.



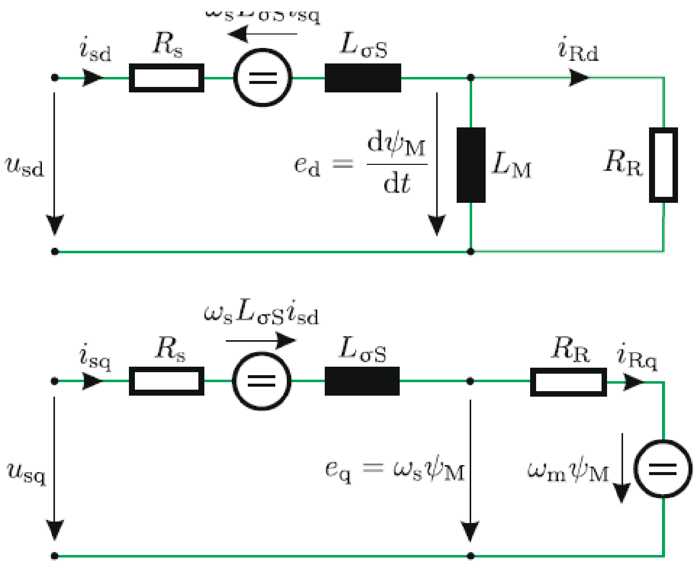
شکل (۸-۲۲): مدل کلی مستقیم و متعامد ماشین القایی بر پایه‌ی UFO

www.takbook.com



شکل (۸-۲۳): نمودار برداری جهت‌دار شار روتور

با انتخاب فعلی مقدار تبدیل، مدل‌های نمادین مستقیم و متعامد نشان داده شده در شکل (۸-۲۱) به شکل (۸-۲۴) تبدیل می شوند. دلیل این امر این است که اندوکتانس نشتی $L_{\sigma R}$ برای این مقدار a برابر صفر خواهد بود (به رابطه‌ی (۸-۱۲) (ب) مراجعه کنید).

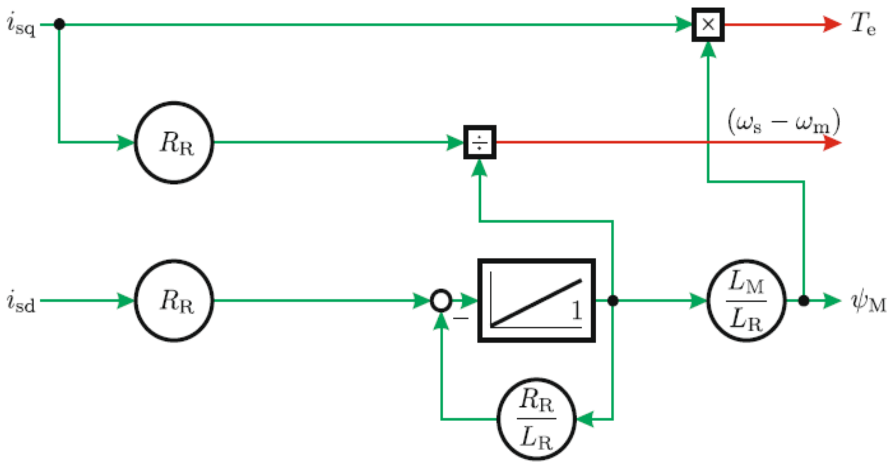


شکل (۸-۲۴): مدل نمادین جهت‌دار شار روتور با پیکربندی محور مستقیم و متعامد

www.takbook.com

مفاهیم مربوط به مدل کلی را که با انتخاب مختصــات dq در ارتباط اســت، می‌توان به کمک شکل (۸-۲۵) مشاهده کرد. این شکل بر اساس شکل (۸-۲۲) به دســت آمده اســت که در آن کلیه عبارات مربوط به $L_{\sigma R}$ برای جهت یابی شــار روتور ($a = L_m / L_r$) حذف شــده‌اند (یعنی $L_{\sigma R} = ۰$). در این شــرایط، مدل به صورتی که در شکل (۸-۶) نشان داده شده است (که در این‌جا، به دلیل انتخاب a، R_R جایگزین R_r و L_R جایگزین L_m می شود) کاهش می یابد. این شکل نشان دهنده مدل نشتی صفر روتور است و این موضع شاید تعجب آور نباشد چرا که این مدل تحریک جریان را فرض می‌کند؛ در این صــورت (همان‌طور که در مدل نمادین نشان داده شده در شکل (۸-۲۴) مشاهده می شود) فقط ولتاژهای e_d و e_q تحت تأثیر پارامترها و متغیرهای سمت راست این نمودارها هستند. یک مزیت مهم مدل شــار جهت‌دار روتور این اســت که یک تجزیه‌ی کامل بین جریان‌های مستقیم و متعامد وجود دارد. این بدان معنی است که گشتاور تنها با تغییر جریان متعامد تغییر می‌کند که این موضوع را می‌توان در شکل (۸-۶) نیز مشاهده کرد. به همین ترتیب، تغییر در جریان مستقیم فقط بر اندازه‌ی شار پیوندی $\psi_M = \psi_R$ تأثیر خواهد گذاشــت. با توجه به ســادگی این مدل‌ها، آنها ابتدا توسـط مخترعین کنترل جهت‌دار میدان در زمانی که پیاده‌ســـازی دیجیتالی الگوریتم امکان پذیر نبود، مورد استفاده قرار گرفتند. اغلب از نمایش مدل با تنها یک اندوکتانس نشتی $L_{\sigma S}$ در سمت استاتور اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی L_M استفاده می‌شود.

www.takbook.com



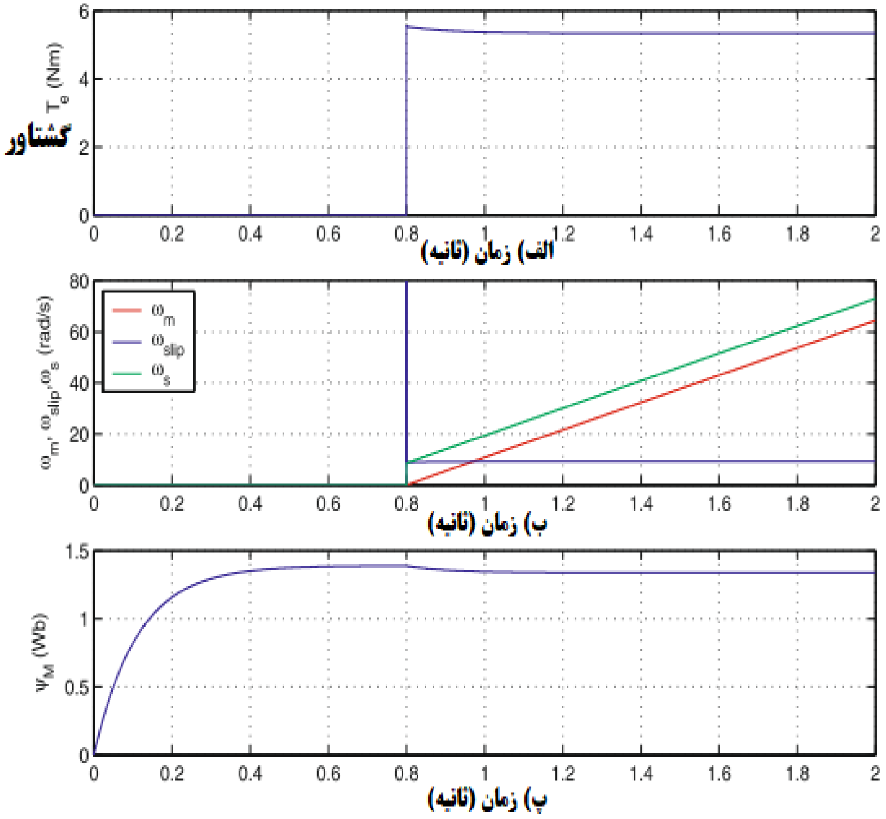
شکل (۸-۲۵): نمودار بلوکی برای مدل ماشین القایی بر پایه‌ی شار روتور

نتایج مربوط به مثال‌های شبیه‌سازی

مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۸-۶-۵) مبتنی بر مفهوم مدل کلی UFO است که در شکل (۸-۲۲) نشان داده شده است. جریان تحریک و پارامترهای R_r و L_m استفاده شده در این‌جا (که برای به دست آوردن نتایج نشان داده شده در شکل (۸-۲۶) به کار رفته‌اند) برابر با مقادیری هستند که برای استخراج نتایج نشتی صفر در شکل (۸-۷) به کار رفته است. با این حال، این مدل برای لحاظ کردن پارامترهای مربوط به اندوکتانس‌های نشتی $L_{\sigma s}$ و $L_{\sigma r}$ توسعه یافته و متغیر تبدیل a در آن معرفی شده است. متغیر a ممکن است تغییر کند تا بتوان از مدل در هر مرجع UFO استفاده کرد. در این‌جا، مدل بر روی یک قاب مرجع جهت‌دار شار روتور تنظیم شده ا ست و نتایج گذرای ن شان داده شده در شکل (۸-۲۶) حاکی از این واقعیت است که مدل های مستقیم و متعامد از یک‌دیگر جدا شده اند چرا که تغییر در گشتاور بر روی شار پیوندی ψ_M تأثیر نمی گذارد.

www.takbook.com

مقایسه کیفی نتایج نشان داده شده در شکل (۸-۷) و شکل (۸-۲۶) نشان می‌دهد که نتایج، م شابه ه ستند. این بدان معنی ا ست که ا ستفاده از یک مدل جهت‌دار شار روتور منجر به پا سخ گذرایی می شود که با ما شین بدون اندوکتانس ن شتی مطابقت دارد. این دقیقاً به معنی استفاده‌ی ترکیبی از تحریک جریان م ستقیم/متعامد و تنظیم پارامتر اندوکتانس ن شتی $L_{\sigma R}$ در صفر ا ست که به یک مدل جدا شده منتهی می‌شود و به راحتی می‌توان از آن برای تحقق کنترل جهت‌دار در یک قاب مرجع جهت‌دار شار روتور استفاده کرد.

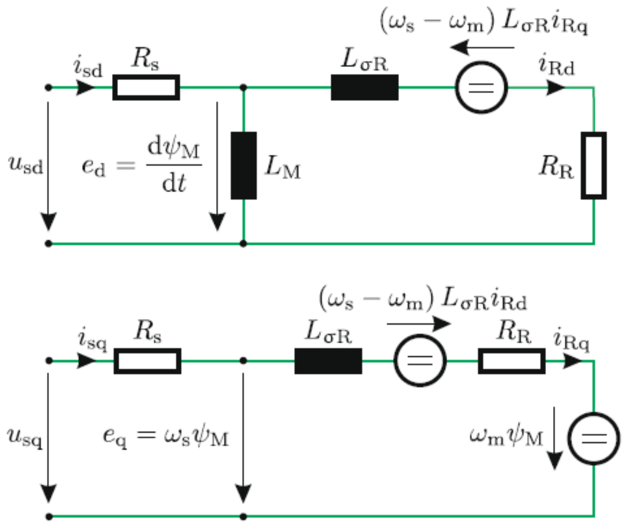


شکل (۸-۲۶): پاسخ گذرای مدل UFO جهت‌دار شار روتور

www.takbook.com

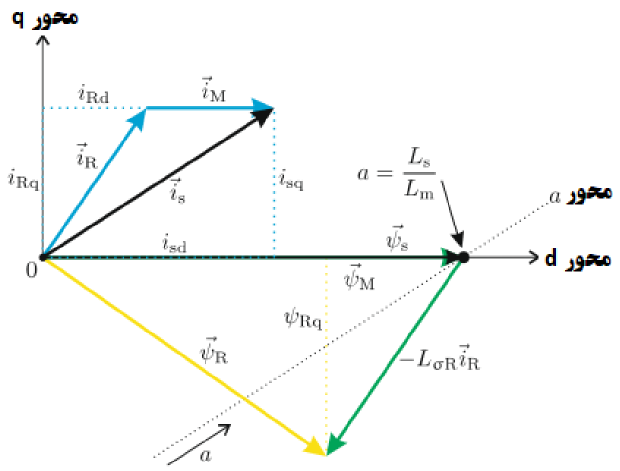
۸–۳–۴–۲– مدل جهت‌دار شار استاتور

اگر متغیر تبدیل بر روی $a = L_s / L_m$ تنظیم شود، مدل نمادین dq از پیکربندی نشان داده شده در شکل (۸-۲۱) به پیکربندی نشان داده شده در شکل (۸-۲۷) کاهش پیدا می‌کند. دلیل این امر این است که اندوکتانس نشتی $L_{\sigma S}$ برای این مقدار از a صفر خواهد بود (به رابطه‌ی (۸-۱۲) (ب) مراجعه شود). نمودار برداری متناظر با این نوع نمایش از مدل در شکل (۸-۲۸) نشان داده شده است. این نمودار برداری این واقعیت را مطرح می‌کند که بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ (و بنابراین محور d) اکنون با بردار $\vec{\psi}_s$ هم‌جهت شده است. مشاهده بیشتر شکل (۸-۲۸) نشان می‌دهد که اندازه‌ی بردارهای $\vec{\psi}_R$ و $\vec{i}_R$ تغییر می‌یابند. با این حال، جهت گیری مکانی آن‌ها نسبت به بردارهای $\vec{\psi}_r$ و $\vec{i}_r$ بدون تغییر باقی می‌ماند. برخلاف مدل‌های نمادین جهت‌دار شار روتور، مدل‌های مستقیم و متعامد یک درجه از اتصال متقاطع را نشان می دهند که توسط اندوکتانس نشتی $L_{\sigma R}$ ایجاد می‌شود.



شکل (۸-۲۷): مدل نمادین جهت‌دار شار استاتور با پیکربندی محورهای مستقیم و متعامد

www.takbook.com



شکل (۸-۲۸): نمودار برداری جهت‌دار شار استاتور

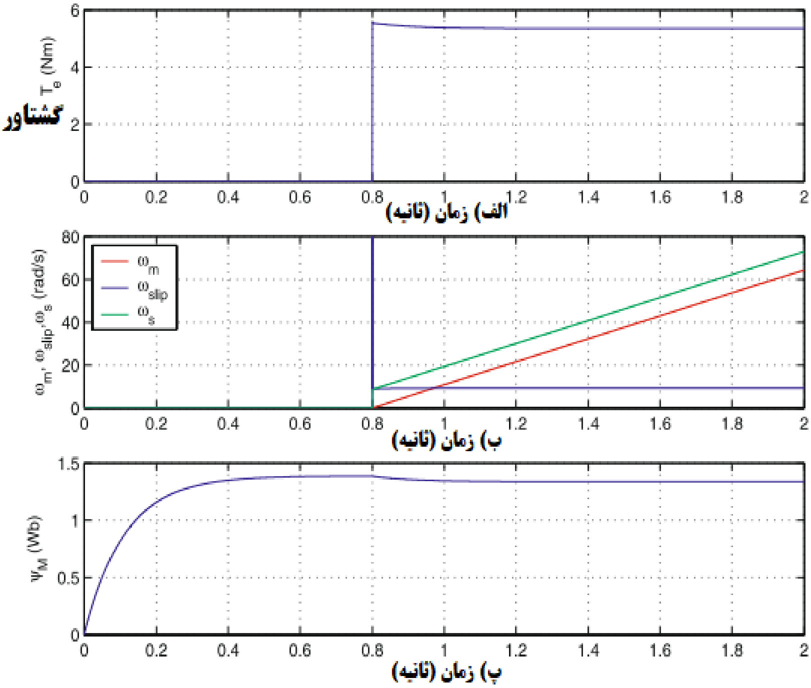
نتایج مربوط به مثال شبیه‌سازی

مثال شبیه سازی (به بخش (۸-۶-۵) مراجعه کنید) ا ستفاده شده در بخش قبلی برای ارائه نتایج گذرای ما شین، در این بخش نیز می‌تواند مورد ا ستفاده قرار گیرد، م شروط بر این‌که مقدار تبدیل به صورت $a = L_s / L_m$ تنظیم شود. با این انتخاب برای متغیر تبدیل، مدل شـــبیه‌ســـازی بر پایه‌ی UFO با یک قاب مرجع جهت‌دار شـــار اســـتاتور عمل خواهد کرد. پارامترهای مربوط به جریان تحریک و ما شین که برای به د ست آوردن نتایج داده شده در شکل (۸-۲۶) ا ستفاده شد، برای نتایج عددی ارائه شده در شکل (۸-۲۹) نیز اعمال می‌شود.

مقایسه کیفی بین نتایج نشان داده شده در شکل (۸-۲۹) و شکل (۸-۲۶) نشـان می‌دهد که آن‌ها به طور قابل توجهی متفاوت هســتند. به عنوان مثال، یک پا سخ ضربه در فرکانس لغزش ω_{sl} اتفاق می افتد که در فرکانس الکتریکی ω_s نیز ظاهر می شود. علت این پدیده بروز تغییر پله‌ای در جریان متعامد ا ست که منجر به تغییر فوری بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_R$ ن سبت به بردار $\vec{\psi}_R$ می شود. علاوه بر این

www.takbook.com

عملکرد ضـــربه، یک تغییر پله‌ای در فرکانس لغزش رخ می‌دهد که منجر به تغییر در شار پیوندی $\psi_M = \vec{\psi}_s$ می‌شود. نتایج ارائه شده در شکل (۸-۲۹) وجود اتصال بین مدل‌های مســتقیم و متعامد و تأثیر گشـــتاور روی فرکانس لغزش لحظه‌ای را تأیید می‌کند. مدل مورد نظر به منظور توسعه کنترل جهت‌دار شـار اسـتاتور باید وارونه شود که علت این کار در فصل ۹ مشخص خواهد شد.



شکل (۸-۲۹): پاسخ گذرای مدل UFO جهت‌دار شار استاتور

۸-۳-۵- نمودار دایره‌ای ماشین القایی (جهت‌دار قاب سنکرون)

همان‌طور که قبلاً ذکر شـــد، در اکثر راه‌اندازها، نوعی کنترل جریان محور مستقیم/متعامد استفاده می‌شود که در آن شار پیوندی ψ_M در یک مقدار ثابت حفظ می‌گردد. بنابراین سـودمند اسـت که مکان هندسـی جریان اسـتاتور ($\vec{i}_s^{dq}$)

www.takbook.com

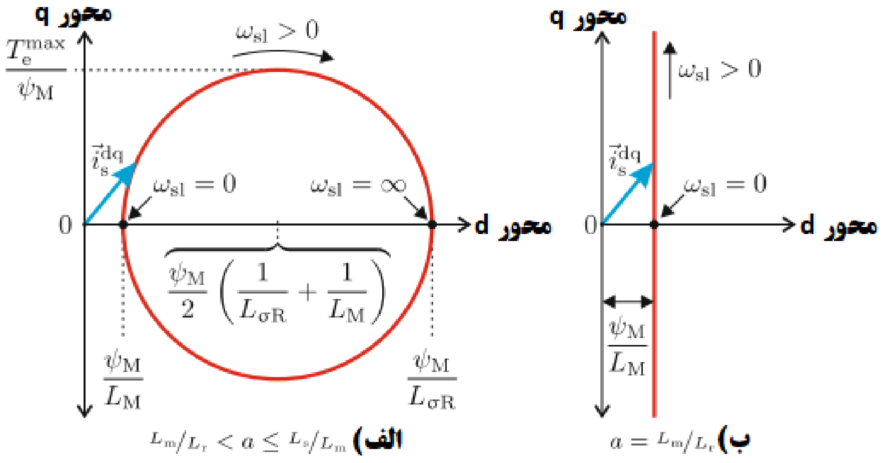
شبه ساکن را تحت شرایط لغزش متغیر و شار پیوندی ψ_M ثابت در نظر بگیرید. این تجزیه و تحلیل را می‌توان با در نظر گرفتن حالت پایدار (۸-۲۳) (پ) و (۸-۲۴) (پ) انجام داد که با حذف $(\omega_s - \omega_m) = \omega_{sl}$ و پس از مقداری محاسبات ریاضی رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\left(i_{sd} - \frac{\psi_M}{2}\left(\frac{1}{L_{\sigma R}} + \frac{1}{L_M}\right)\right)^2 + i_{sq}^2 = \frac{\psi_M^2}{4}\left(\frac{1}{L_{\sigma R}} - \frac{1}{L_M}\right)^2 \qquad (۸-۲۷)$$

این رابطه، دایره‌ای را در صفحه dq مختلط طبق شکل (۸-۳۰) (الف) نشان می‌دهد که مرکز آن در مختصات $(\psi_M / ۲\ (۱ / L_{\sigma R} + ۱ / L_M),۰)$ قرار دارد و شعاع آن برابر $\psi_M / ۲\ (۱ / L_{\sigma R} - ۱ / L_M)$ است. این نوع از نمودار مکان هندسی جریان، که به عنوان نمودار دایره‌ای ماشین القایی مشهور است، اثر متقابل بین بردار جریان استاتور (که در این‌جا در مختصات سنکرون نشان داده شده است)، گشتاور T_e و فرکانس لغزش ω_{sl} را نشان می دهد. این دایره نشان می دهد که یک مقدار مشخص ψ_M با یک جریان حداکثر متعامد و یک مقدار گشتاور حداکثر (T_e^{max}) مطابقت دارد.

در عمل، معمولاً مقدار مربوط به جریان متعامد حداکثر خارج از مقدار نامی قرار می‌گیرد چرا که $L_M \gg L_{\sigma R}$ است. با توجه به اینکه $L_{\sigma R}$ از L_M خیلی کوچک‌تر است، تأثیر متغیر تبدیل در شکل (۸-۳۰) (ب) کاملاً آشکار است (به رابطه‌ی (۸-۱۲) مراجعه کنید). هنگامی که این نسبت تبدیل از $L_s / L_m \rightarrow L_m / L_r$ تغییر می کند، شعاع دایره به بی‌نهایت افزایش می یابد زیرا اندوکتانس نشتی از $L_{\sigma R}$ به صفر تغییر می‌کند. این به این معنی است که مکان هندسی جریان در $a = L_m/L_r$ به یک خط مستقیم کاهش می یابد؛ این موضوع را می‌توان در شکل (۸-۳۰) (الف) نیز مشاهده کرد.

www.takbook.com



شکل (۸-۳۰): مکان هندسی جریان $\vec{i}_s^{dq}$ برای مدل UFO و دو مقدار ضریب تبدیل

۸-۳-۶- تجزیه و تحلیل حالت ماندگار ماشین‌های القایی متصل شده به منبع ولتاژ

مشـــخصـــه‌های حالت ماندگار ماشـــین القایی با کمک شـــکل (۸-۱۴) مورد بررسی قرار می گیرد و فرض بر این است که استاتور به یک منبع سینوسی سه‌فاز متصل شده است و این منبع توسط بردار فضایی $\vec{u}_s = \hat{u}_s e^{j\omega_s t}$ نشان داده می‌شود. مشخصات اصلی در نظر گرفته شده برای ماشین نمودار دایره‌ای ماشین القایی p قطبی و منحنی گشتاور/سرعت هستند. برای توسعه این نوع مدل، مفید است که معادلات بردار فضـــایی مربوطه مجدداً در حوزه‌ی فازوری تعریف شـــوند. در حالت پایدار، رابطه کلی بین بردار فضـــایی $\vec{x}$ و فازور $\underline{x}$ به شـــکل $\vec{x} = \underline{x}e^{j\omega_s t}$ اســـت. با توجه به این رابطه، فازور ولتاژ تغذیه را می‌توان به صـــورت $\underline{u}_s = \hat{u}_s$ بیان کرد. علاوه بر این، فازور شـــار پیوندی روتور در طرف اســـتاتور و روتور IRTF را می‌توان به شکل زیر نوشت:

www.takbook.com

$$\vec{\Psi}_R = \underline{\psi}_R e^{j\omega_s t}$$ (۸-۲۸) (الف)

$$\vec{\Psi}_R^{xy} = \underline{\psi}_R e^{j(\omega_s t-\theta)}$$ (۸-۲۸) (ب)

که در رابطه‌ی فوق θ برابر $\omega_m t$ (بهره‌برداری با ســـرعت ثابت) اســـت. با اســـتفاده از روابط (۸-۱۹) و (۸-۲۸) رابطه‌ی فازوری زیر برای ماشـــین اســـتخراج می‌شود:

$$\underline{u}_s - \underline{e}_R = R_s \underline{i}_s + j\omega_s L_{\sigma S} \underline{i}_s$$ (۸-۲۹) (الف)

$$\underline{e}_R = j\omega_s \underline{\psi}_R$$ (۸-۲۹) (ب)

$$\underline{e}_R^{xy} = j(\omega_s - p\omega_m)\underline{\psi}_R$$ (۸-۲۹) (پ)

$$\underline{i}_R^{xy} = \frac{\underline{e}_R^{xy}}{R_R}$$ (۸-۲۹) (ت)

$$\underline{\psi}_R^{xy} = L_M\left(\underline{i}_s^{xy} - \underline{i}_R^{xy}\right)$$ (۸-۲۹) (ث)

با حذف فازور شار پیوندی از روابط (۸-۲۹) (ب) و (۸-۲۹) (پ) رابطه‌ی زیر برای نیروی ضد محرکه‌ی شکاف هوایی در طرف استاتور و روتور IRTF به دست می‌آید:

$$\underline{e}_R^{xy} = \underline{e}_R\, s$$ (۸-۳۰)

که s با عنوان لغزش ماشـــین شـــناخته می‌شـــود و با اســـتفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌گردد:

$$s = 1 - \frac{\omega_m}{\omega_s}$$ (۸-۳۱)

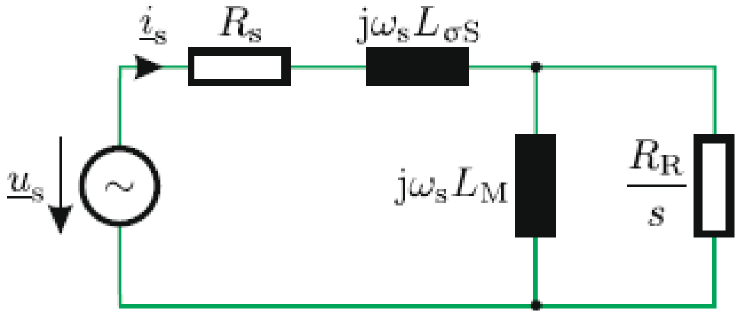
لغزش به دســـت آمده در رابطه‌ی (۸-۳۱) را می‌توان به ســـادگی به صـــورت نســـبت بین فرکانس چرخش روتور $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m$ (همان‌طور که در طرف روتور

www.takbook.com

IRTF مشــهود اســت) و فرکانس چرخشــی اســتاتور ω_s بیان کرد. نمودار دایره‌ای برای این مدل با ا ستفاده از رابطه‌ی (۸-۲۹) به د ست می‌آید که منجر به رابطه‌ی زیر برای فازور جریان استاتور می‌گردد:

$$\underline{i}_s = \frac{\hat{u}_s\left(\frac{R_R}{s} + j\omega_s L_M\right)}{j\omega_s L_M \frac{R_R}{s} + \left(R_s + j\omega_s L_{\sigma S}\right)\left(\frac{R_R}{s} + j\omega_s L_M\right)} \tag{۳۲-۸}$$

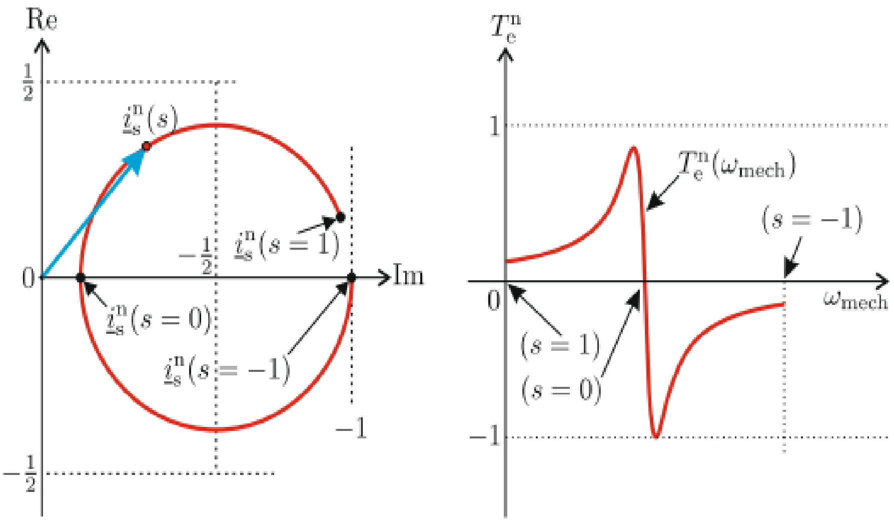
مدار معادل مربوط به رابطه‌ی (۸-۳۲) در شــکل (۸-۳۱) نشــان داده شــده است:



شکل (۸-۳۱): مدار معادل یک ماشین القایی با $L_{\sigma S}$، R_s و L_M و منبع ولتاژ (نسخه‌ی حالت پایدار مدل دینامیکی نشان داده شده در شکل (۸-۱۴))

رابطه‌ی (۸-۳۲) پس از نرمالیزه شدن به شکل $\underline{i}_s^n = \underline{i}_s/(\hat{u}_s/\omega_s L_{\sigma S})$ بیان می شود. نمودار دایره‌ای را می‌توان با ا ستفاده از رابطه‌ی (۸-۳۲) (به شکل نرمال شــده) به دســت آورد. نمونه‌ای از این نمودار دایره‌ای با اســتفاده از پارامترهای ما شین ۲۲ کیلوواتی (که در مثال شبیه سازی بخش (۸-۶-۸) در مورد آن بحث شده است) در شکل (۸-۳۲) (الف) برای محدوده لغزش $-1 \le s \le 1$ به نمایش در آمده است.

www.takbook.com



الف) فازور جریان استاتور نرمال شده **ب) گشتاور در مقابل سرعت**

شکل (۸-۳۲): مشخصات حالت پایدار ماشین القایی متصل شده به منبع ولتاژ، مدل کامل مطابق با شکل (۸-۳۱)

گشتاور مربوط به این ماشین با استفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$T_e = \frac{1}{\omega_s}\underbrace{\left(\Re\{\underline{u}_s\underline{i}_s^*\} - R_s\underline{i}_s\underline{i}_s^*\right)}_{p_{air-gap}} \qquad (۸\text{-}۳۳)$$

رابطه‌ی (۸-۳۳) این واقعیت را تأکید می‌کند که گشتاور می‌تواند بر اساس توان شکاف هوایی (یعنی توانی که از شکاف هوایی به روتور عبور می کند) محاسبه شود. (به رابطه‌ی (۸-۳۶) نگاه کنید). رابطه‌ی (۸-۳۳) به صورت $T_e^n = T_e/\hat{T}_e$ (با $\hat{T}_e = \hat{u}_s^2/2\omega_s^2 L_{\sigma S}$) نرمالیزه می‌شود؛ منحنی داده شده در شکل (۸-۳۲) (ب) به کمک این گشتاور نرمالیزه شده و رابطه‌ی (۸-۳۲) به دست آمده است.

www.takbook.com

۸-۴- شناسایی پارامترها و مقادیر تخمینی آن‌ها برای اندازه‌ی شار پیوندی استاتور و روتور

از مدل شار استاتور مستقیم و متعامد نشان داده شده در شکل (۸-۲۷) می‌توان در به دست آوردن تخمینی پارامترهای L_s، $L_{\sigma R}$ و R_R بر اساس مقاومت اندازه‌گیری شده‌ی استاتور (R_s)، جریان اندازه‌گیری شده‌ی استاتور در بی‌باری و مشخصات پلاک استفاده کرد. علاوه بر این، رویکرد ارائه شده در این‌جا یک راهنمایی برای انتخاب اندازه شار پیوندی استفاده شده در کنترل برداری فراهم می‌کند. در قسمت نخست این بخش، مراحل محاسبه این پارامترها را تشریح می شود. در حالت ماندگار و تحت شرایط بی باری، مدل جهت‌دار شار استاتور با توجه به اینکه $i_{sq} = ۰$ و $\omega_m = \omega_s$ بسیار ساده است. این بدان معنی است که ولتاژ های محور d و q به ترتیب توسط $u_{sd} = R_s i_{sd}$ و $u_{sq} = \omega_s \vec{\psi}_s$ محاسبه می شوند. جریان استاتور در حالت بی باری (دامنه بردار) با استفاده از رابطه‌ی $i_s^{noload} = i_{sd}$ به دست می‌آید. در نتیجه، شار پیوندی استاتور را می توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\psi_s = \frac{1}{\omega_s}\sqrt{u_s^2 - \left(R_s i_s^{noload}\right)^2} \qquad (۸-۳۴)$$

که u_s در رابطه‌ی فوق نشان دهنده‌ی ولتاژ نامی اعمال شده به استاتور است (دامنه‌ی بردار، نامتغیر با توان). اندوکتانس خودی $L_s = L_M$ نشان داده شده در (۸-۲۷) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$L_s = \frac{\psi_s}{i_s^{noload}} \qquad (۸-۳۵)$$

www.takbook.com

ψ_s بیان شده در رابطه‌ی فوق با استفاده از رابطه‌ی (۸-۳۴) به دست می‌آید. مقاومت تخمینی روتور R_R با در نظر گرفتن شکل (۸-۲۷) تحت شرایط گشتاور نامی در حالت پایدار یافت می‌شود. از این رو، فرض می‌شود که این ماشین در سرعت نامی ω_m^{nom} (سرعت الکتریکی شفت بر حسب رادیان بر ثانیه) کار می‌کند. گشتاور الکتریکی نامی (T_e^n) با محاسبه توان شکاف هوایی ($T_e\omega_s$) تخمین زده می‌شود که مقدار آن برابر با توان ورودی ترمینال منهای تلفات مسی استاتور است. بنابراین داریم:

$$T_e^{nom} = \frac{1}{\omega_s}\left(\underbrace{u_s i_s^{nom}\cos(\rho_s)}_{p_{in}} - R_s\left(i_s^{nom}\right)^2\right) \qquad (۸-۳۶)$$

که ω_s فرکانس الکتریکی استاتور را بیان می‌کند و مقدار آن برابر $2\pi f$ (f بر حسب هرتز) است. متغیر i_s^{nom} نمایانگر دامنه بردار جریان نامی استاتور است در حالی که ρ_s زاویه‌ی بین بردار ولتاژ استاتور و بردار جریان استاتور را نشان می دهد (این پارامتر مستقیماً از داده‌های پلاک مشخصات ماشین، یعنی ضریب توان به دست می‌آید). جریان متعامد نامی i_{sq}^{nom} را می‌توان با استفاده از روابط (۸-۳۴) و (۸-۳۶) بر حسب گشتاور محاسبه کرد؛ بنابراین داریم:

$$i_{sq}^{nom} = \frac{T_e^n}{\psi_s} \qquad (۸-۳۷)$$

با استفاده از مدل متعامد نشان داده شده در شکل (۸-۲۷) می‌توان رابطه‌ی $e_{sq} = (\omega_s - \omega_m)L_{\sigma R}i_{sd} + R_R i_{sq} + \omega_m\psi_s$ را در حالت پایدار استخراج کرد که با فرض $L_{\sigma R}i_{sd} \ll \psi_s$ به رابطه‌ی زیر کاهش پیدا می‌کند:

www.takbook.com

$$R_R \simeq \frac{\left(\omega_s - \omega_m^{nom}\right)\psi_s}{i_{sq}^{nom}} \qquad (۳۸-۸)$$

پارامتر باقی‌مانده مربوط به اندوکتانس نشتی $L_{\sigma R}$ که از شکل (۸-۳۰) (الف) (با $a = L_s/L_m$) به د ست می‌آید. این شکل ن شان می‌دهد که مقدار جریان محور مستقیم (i_{sd}) با افزایش گشتاور زیاد می شود. نمودار دایره‌ای به صورت مستقیم از اندوکتانس نشتی تبعیت می کند. می‌توان نشان داد که تابع جریان مستقیم i_{sd} بر حسب i_{sq} به صورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$i_{sd} \simeq \underbrace{\frac{\psi_s}{L_s}}_{i_s^{noload}} + L_{\sigma R}\frac{i_{sq}^2}{\psi_s} \qquad (۳۹-۸)$$

وقتی از رابطه‌ی (۸-۳۹) تحت شرایط نامی استفاده شود (یعنی $i_{sd} = i_{sd}^{nom}$ و $i_{sq} = i_{sq}^{nom}$)، مقدار تخمینی اندوکتانس نشتی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$L_{\sigma R} \simeq \left(i_{sd}^{nom} - i_s^{noload}\right)\frac{\psi_s}{\left(i_{sd}^{nom}\right)^2} \qquad (۴۰-۸)$$

که i_{sd}^{nom} با ا ستفاده از جریان ا ستاتور i_s^{nom} و رابطه‌ی (۸-۳۷) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$i_{sd}^{nom} = \sqrt{\left(i_s^{nom}\right)^2 - \left(i_{sq}^{nom}\right)^2} \qquad (۴۱-۸)$$

تبدیل به یک مدل با $a = ۱$ با فرض برابر بودن اندوکتانس‌های نشتی روتور و استاتور صورت می‌پذیرد (یعنی $L_{\sigma s} = L_{\sigma r}$ و $L_s = L_r$). با استفاده از رابطه‌ی (۸-۱۲) (ب) و با فرض $a = L_s/L_m$ داریم:

www.takbook.com

$$L_m = \sqrt{\frac{L_s^3}{L_{\sigma R} + L_s}}$$ (۸-۴۲) (الف)

$$L_{\sigma s} = L_s - L_m$$ (۸-۴۲) (ب)

$$R_r = \left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 R_R$$ (۸-۴۲) (پ)

با ا ستفاده از اندازه‌ی شار پیوندی ا ستاتور (ψ_s) که تو سط رابطه‌ی (۸-۳۴) داده شـده اسـت و جریان‌ها نامی i_{sd}^{nom} و i_{sq}^{nom} و رابطه‌ی (۸-۱۶) (ب) مقدار شـار پیوندی ψ_M به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\psi_{Md} = \psi_s - L_{\sigma S} i_{sd}^{nom}$$ (۸-۴۳) (الف)

$$\psi_{Mq} = -L_{\sigma S} i_{sq}^{nom}$$ (۸-۴۳) (ب)

با ا ستفاده از رابطه‌ی فوق اندازه‌ی شار پیوندی لازم برای هر مقدار م شخص تبدیل a به دست می‌آید.

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{Md}^2 + \psi_{Mq}^2}$$ (۸-۴۴)

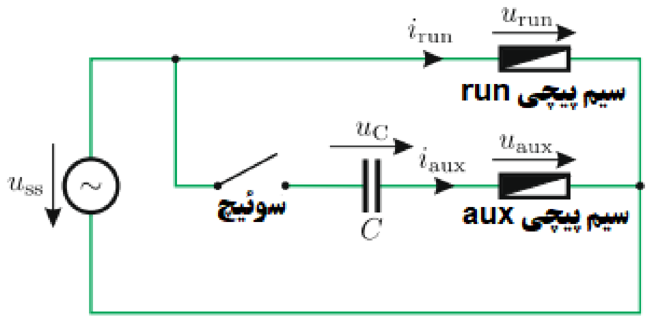
مثال شبیه سازی ذکر شده در پایان این فصل، ا ستفاده از این رهیافت برای محاسـبه مقادیر شـار پیوندی نامی و پارامترهای موتور را برای یک ماشـین معین نشان می‌دهد.

۸-۵- ماشین‌های القایی تک‌فاز

در این بخش از مفهوم IRTF برای نمایش ماشـــین های ال قایی تک فاز قفس سنجابی ا ستفاده می شود. ما شین مورد نظر دارای دو سیم پیچی ا ستاتور متعامد ا ست که با عنوان‌های سیم‌پیچی ا صلی و سیم‌پیچی کمکی شناخته می

www.takbook.com

شوند؛ این سیم‌پیچی‌ها در شکل (۸-۳۳) نشان داده شده‌اند. در این حالت تعداد دورهای سیم‌پیچی در هر فاز ممکن است متفاوت باشد؛ از این رو مقاومت فاز سیم‌پیچی اصلی و سیم‌پیچی کمکی به ترتیب R_{aux} و R_{run} تعریف می‌شوند. علاوه بر این، یک ضریب با نام k_{aux} معرفی می‌شود که نشان دهنده نسبت دور سیم‌پیچی کمکی به سیم‌پیچی اصلی است. فرض می‌شود که یک منبع سینوسی تک‌فاز به طور مستقیم به سیم‌پیچی اصلی وصل شده است.



شکل (۸-۳۳): نمودار کلی مربوط به اتصالات یک موتور تک‌فاز

انواع ماشین‌های القایی تک‌فاز

انواع مختلفی از ماشین های القایی تک‌فاز وجود دارد. برای ماشین‌های با سیم‌پیچی دو بخشی، سیم‌پیچی کمکی نیز مستقیماً به منبع تغذیه وصل می‌شود. برای ماشین‌های دارای خازن راه‌انداز، یک خازن C به صورت سری با سیم‌پیچی کمکی و منبع تغذیه و یک کلید قرار می‌گیرد (به شکل (۸-۳۳) مراجعه کنید)؛ این کلید با سرعت شفت عمل می‌کند و هنگامی که سرعت به یک مقدار از پیش تعیین شده برسد، سیم پیچ کمکی را جدا می‌کند. در ماشین‌های دارای خازن دائم‌کار، یک خازن ثابت بین منبع تغذیه و سیم‌پیچی وجود دارد و در این نوع ماشین نیازی به کلید قطع‌کننده وجود ندارد. ترکیبی از پیکربندی‌های سیم‌پیچی

www.takbook.com

فاز که در بالا توضیح داده شد، در صنعت یافت می شود از این رو سودمند است که در این بخش یک روش مدل‌سازی کلی ارائه شود تا کاربر بتواند رفتار دینامیکی و حالت پایدار چنین ماشین‌هایی را بررسی کند.

مدل دینامیکی ماشین القایی تک‌فاز

یک نقطه شروع مناسب برای این فرایند مدل سازی، استفاده از مدل ماشین بر پایه‌ی شار روتور است که در بخش (۸-۳-۲-۱) مورد بحث قرار گرفت. استفاده از مدل بردار فضایی بسیار مفید است چرا که این مدل در واقع یک نمایش دو فاز از ماشین القایی را نشان می‌دهد. در طرف استاتور IRTF، عناصر و متغیرهای مرتبط با محور α (به عنوان مثال) ممکن است به سیم پیچ کمکی اختصاص داده شوند (که در این بخش چنین کاری صورت پذیرفته است). با این تخصیص محور، پارامترها و متغیرهای سیم‌پیچی اصلی به محور بردار فضایی β گره می‌خورند؛ از این رو ولتاژ منبع تغذیه‌ی $\vec{u}_{ss}$ و بردارهای فضایی جریان $\vec{i}_{ss}$ را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$\vec{u}_{ss} = u_{aux} + ju_{run} \quad \text{(۸-۴۵) (الف)}$$

$$\vec{i}_{ss} = i_{aux} + ji_{run} \quad \text{(۸-۴۵) (ب)}$$

که u_{aux}، u_{run} و i_{run} در شکل (۸-۳۳) نشان داده شده‌اند. برای مدل کلی فرض‌شده در این‌جا، یک خازن C به صورت سری با سیم‌پیچی کمکی قرار گرفته است؛ در این‌صورت ولتاژ سیم‌پیچی u_{aux} با استفاده از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

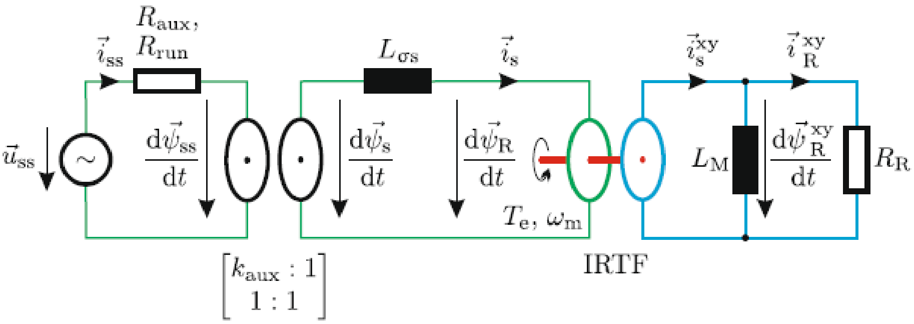
$$u_{aux} = u_{ss} - \frac{1}{C}\int i_{aux}dt \quad \text{(۸-۴۶)}$$

www.takbook.com

u_{ss} در رابطه‌ی فوق نشـــان‌دهنده‌ی ولتاژ تغذیه‌ی ماشـــین اســـت که به صـــورت اختیاری در مقدار زیر انتخاب می‌شود:

$$u_{ss} = \hat{u}_{ss} \cos \omega_s t \qquad (۴۷-۸)$$

توســـعه‌ی یک مدل نمادین برای ماشـــین‌های القایی تک فاز به راحتی با در نظر گرفتن مدل IRTF بر پایه‌ی شار روتور مطابق شکل (۸-۱۴) آغاز می شود. پارامترهای $L_{\sigma S}$، L_M و R_R که برای مدل سازی د ستگاه‌های ا ستاندارد سه‌فاز در بخش (۸-۳-۲-۱) مورد ا ستفاده قرار گرفتند، بر ا ساس پارامترهای ا ستاتور $L_{\sigma s}$، $L_{\sigma s}$، L_m و R_r ه ستند. در اینجا، ممکن ا ست تعداد دور سیم‌پیچی‌های ا صلی و کمکی متفاوت باشند و لازم است که یک انتخاب بر حسب پارامترهای گفته شده برای یک سیم پیچ خاص، صورت پذیرد. سیم‌پیچی ا صلی به عنوان سیم‌پیچی مرجع اختصاص داده می شود و پارامترهای دستگاه به این سیم‌پیچی ارجاع داده می شوند. مدل نمادین به د ست آمده برای ما شین تک فاز همان‌طور که در شکل (۸-۳۴) آورده شده است، شباهت زیادی با مدل بر پایه‌ی شار روتور برای ما شین سه فاز در شکل (۸-۱۴) دارد که نقطه‌ی شروع فرآیند مدل سازی است.



شکل (۸-۳۴): مدل نمادین بر پایه‌ی IRTF/ITF برای ماشین القایی تک‌فاز

www.takbook.com

با این حال، در این حالت یک واحد ITF نامتقارن به منظور در نظر گرفتن اختلاف دورهای سیم‌پیچی‌های اصلی/کمکی معرفی می شود. این شرایط با معرفی یک واحد ITF به دست می آید که در آن نسبت سیم پیچ محور α (اختصاص داده شده به سیم پیچ کمکی) به صورت k_{aux} : ۱ تنظیم شده است در حالی که نسبت سیم‌پیچی محور β در واحد تنظیم می‌گردد. مجموعه معادلات ITF به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$i_{s\alpha} = k_{aux} i_{aux} \qquad \text{(الف) (۸-۴۸)}$$

$$i_{s\beta} = i_{run} \qquad \text{(ب) (۸-۴۸)}$$

در حالی که شارهای پیوندی ITF به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\psi_{aux} = k_{aux} \psi_{s\alpha} \qquad \text{(الف) (۸-۴۹)}$$

$$\psi_{run} = \psi_{s\beta} \qquad \text{(ب) (۸-۴۹)}$$

متغیرهای ψ_{aux} و ψ_{run} در رابطه‌ی فوق، بردار فضایی $\vec{\psi}_{ss} = \psi_{aux} + j\psi_{run}$ را تعریف می‌کنند. مجموعه روابط متناظر با شکل (۸-۳۴) در رابطه‌ی زیر بیان شده است.

$$u_{aux} = R_{aux} i_{aux} + \frac{d\psi_{aux}}{dt} \qquad \text{(الف) (۸-۵۰)}$$

$$u_{run} = R_{run} i_{run} + \frac{d\psi_{run}}{dt} \qquad \text{(ب) (۸-۵۰)}$$

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_R + L_{\sigma s} \vec{i}_s \qquad \text{(پ) (۸-۵۰)}$$

$$\frac{\vec{\psi}_R^{xy}}{L_M} = \vec{i}_s^{xy} - \vec{i}_R^{xy} \qquad \text{(ت) (۸-۵۰)}$$

$$\vec{e}_R^{xy} = \frac{d\vec{\psi}_R^{xy}}{dt} \qquad \text{(ث) (۸-۵۰)}$$

$$\vec{e}_R^{xy} = R_R \vec{i}_R^{xy} \qquad \text{(ج) (۸-۵۰)}$$

www.takbook.com

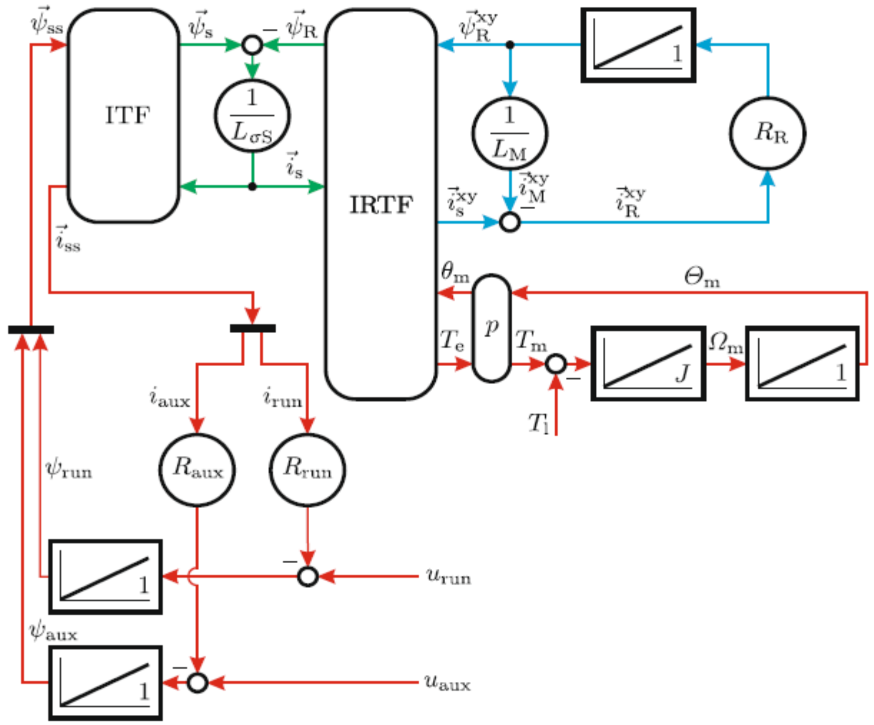
که پارامترهای R_{aux} و R_{run} به ترتیب مقاومت سـیم‌پیچی کمکی و اصـلی را نشان می‌دهند. توجه داشته باشید که اگر سیم‌پیچی‌های کمکی و اصلی از نظر پیکربندی سیم‌پیچی یکسان باشند، مدل نمادین تک‌فاز و مجموعه روابط متناظر با آن به مدل جهت‌دار شـار روتور در بخش (۸-۳-۲-۱) کاهش می یابد. در این شرایط، مقاومت‌های فاز مساوی خواهند بود و نسبت سیم‌پیچی k_{aux} برابر با یک می‌شود که در این صورت می‌توان واحد ITF را از نمودار نمادین حذف کرد.

در این مدل کلی همان‌طور که توسـط شـکل (۸-۳۵) ارائه شـده و مطابق با مدل نمادین نشـان داده شـده در شـکل (۸-۳۴) و مجموعه روابط (۸-۵۰) اسـت، متغیرهای عددی در سمت اولیه‌ی (نامتقارن) واحد ITF معرفی شده‌اند.

نتایج مربوط به مثال شبیه‌سازی

در بخش (۸-۶-۹) یک مثال شبیه‌سازی براساس مدل توضیح داده شده در بالا ارائه شده است. در این مثال شبیه سازی از این مدل برای بررسی راه‌اندازی یک ماشـین القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار از نوع چهار قطب و توان ۱۵۰ وات استفاده شده است. برای این منظور، ورودی ولتاژ مدل (u_{run}) به یک منبع ولتاژ سینوسی ۵۰ هرتز مطابق با شکل (۸-۴۷) وصل شده است. علاوه بر این، ولتاژ u_{aux} مدل با استفاده از رابطه‌ی (۸-۴۶) حاصل می‌شود که می‌توان آن را با کمک یک واحد انتگرال‌گیر و یک واحد بهره با مقدار ۱/C پیاده‌سـازی کرد. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از این مدل شبیه سازی، در شکل (۸-۳۶) نشان داده شده است. این نتایج، گشتاور مکانیکی شفت و سرعت شفت ماشین را طی یک توالی راه‌اندازی ۲ ثانیه‌ای نشان می دهند که در آن یک گشتاور پله‌ای بار در زمان t = ۱,۵ s اعمال می شود. توصیه می شود که خواننده برای کسب جزییات بیش‌تر به مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۸-۶-۹) مراجعه نماید.

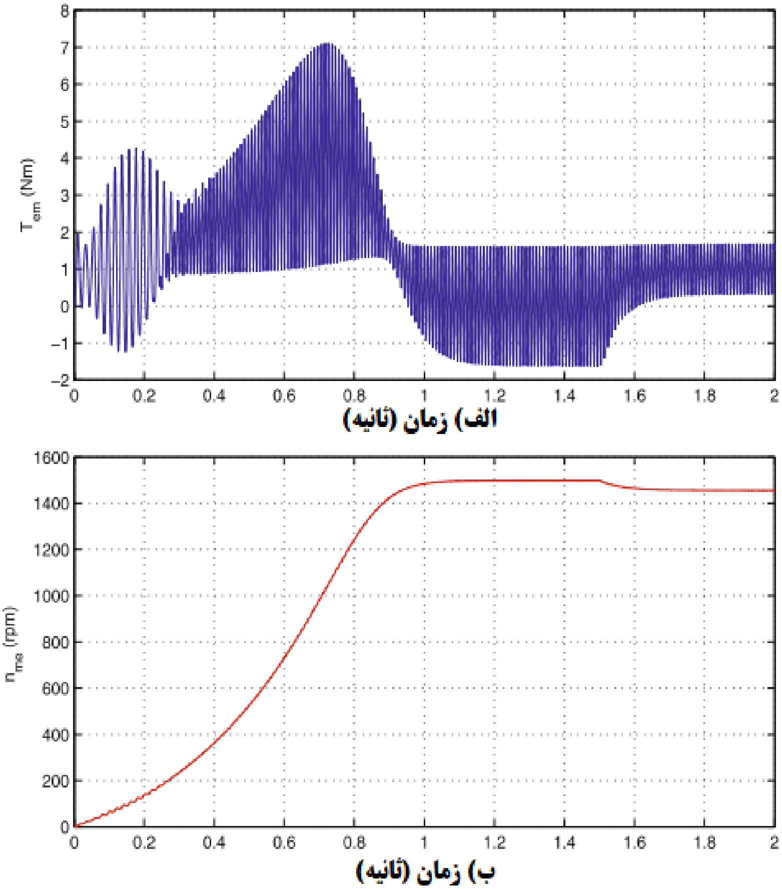
www.takbook.com



شکل (۸-۳۵): مدل کلی برای ماشین‌های القایی تک‌فاز

لازم به ذکر است که مدل ماشین دارای خازن دائم‌کار را به آسانی می‌توان با مفاهیم مربوط به ماشین‌های تک‌فاز مختلف سازگار کرد. به‌منظور مدل‌سازی یک ماشین دارای خازن راه‌انداز، می‌توان از یک کلید وابسته به سرعت استفاده کرد تا عمداً مقاومت سیم‌پیچی کمکی R_{aux} را در مقدار بزرگی (در مقایسه با مقاومت سیم‌پیچی کمکی) تنظیم کند. به منظور مدل سازی یک ماشین القایی با سیم‌پیچی دو بخشی، می‌توان واحد بهره‌ی خازن ۱/C را به سادگی در صفر تنظیم کرد که در این صورت هر دو ورودی ولتاژ مدل به منبع ولتاژ سینو سی یک سانی متصل می‌شوند. به عنوان مثال، یک ماشین تک‌فاز کنترل شده با ترایاک را می‌توان با استفاده از عناصر مداری نرم‌افزار CASPOC یعنی یک ترایاک و یک واحد تبدیل مدار/بلوک مدل‌سازی کرد (شکل (۳-۲۸) را مشاهده کنید).

www.takbook.com



شکل (۸-۳۶): مثالی از راه‌اندازی یک ماشین القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار

۸-۵-۱- تجزیه و تحلیل حالت پایدار ماشین‌های القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار

در این بخش مدل تک‌فاز تعمیم یافته در بالا، در حوزه‌ی فازور مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرد. با اســـتفاده از این تجزیه و تحلیل، مقدار قله (یا مقدار موثر) جریان سیم‌پیچی‌های اصلی و کمکی، گشتاور متوسط و نوسانات گشتاور به عنوان

www.takbook.com

تابعی از سرعت شفت برای ماشین‌های القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار در حالت پایدار محاسبه می‌شوند.

خازن به عنوان بخش یکپارچه‌ای از ماشین

به منظور انجام این تجزیه و تحلیل، بهتر است که خازن به صورت سری با سیم‌پیچی کمکی و به عنوان بخش یکپارچه‌ای از ماشین در نظر گرفته شود؛ یعنی به جای تعریف بردار فضایی ولتاژ استاتور به صورت $\vec{u}_{ss} = u_{aux} + ju_{run}$ این بردار به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\vec{u}_{ss} = u_{ss\alpha} + ju_{ss\beta} \qquad (۸-۵۱)$$

که در رابطه‌ی فوق، $u_{ss\alpha}$ افت ولتاژ بر روی خازن سری با سیم‌پیچی کمکی است در حالی‌که $u_{ss\beta}$ افت ولتاژ حاصل از سیم‌پیچی اصلی را نشان می‌دهد (شکل (۸-۳۳) را مقایسه کنید). با توجه به اتصال موازی به ولتاژ منبع تغذیه تک‌فاز، هر دو $u_{ss\alpha}$ و $u_{ss\beta}$ برابر هستند (با استفاده از u_{ss} تعریف شده در رابطه‌ی (۸-۴۷)). جهت‌گیری مولفه‌های این بردار فضایی نسبت سیم‌پیچی‌های کمکی و اصلی یعنی به ترتیب در جهت‌های α و β بدون تغییر باقی می‌مانند.

برای محاسبه‌ی $u_{ss\alpha}$ می‌توان رابطه‌ی (۸-۵۰) (الف) را در رابطه‌ی (۸-۴۶) جایگزین کرد؛ در این صورت داریم:

$$u_{ss\alpha} = u_{aux} + \frac{1}{C}\int i_{aux}dt \Leftrightarrow u_{ss\alpha} = R_{aux}i_{aux} + \frac{1}{C}\int i_{aux}dt + \frac{d\psi_{aux}}{dt} \qquad (۸-۵۲)$$

که u_{ss} در رابطه‌ی فوق با استفاده از رابطه‌ی (۸-۴۷) تعریف می‌شود. سیم‌پیچی اصلی مستقیماً به منبع تغذیه متصل شده است بنابراین $u_{ss\beta}$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

www.takbook.com

$$u_{ss\beta} = u_{run} \Leftrightarrow u_{ss\beta} = R_{run} i_{run} + \frac{d\psi_{run}}{dt} \quad (۸\text{-}۵۳)$$

روابط مربوط به ولتاژ در حالت فازوری

در حالت پایدار، ولتاژهای کمکی و اصلی $u_{ss\alpha}$ و $u_{ss\beta}$ به صورت سینوسی‌های تابع زمان هستند. یک کمیت سینوسی با استفاده از عبارت $u = \hat{u}\cos(\omega_s t + \rho)$ نشان داده می‌شود و می‌تواند به صورت $u = \Re\{\underline{u}e^{j\omega_s t}\}$ بیان گردد که در آن فازور $\underline{u}$ به صورت $\underline{u} = \hat{u}e^{j\rho}$ تعریف می شود. از این رو روابط (۸-۵۲) و (۸-۵۳) را می‌توان در حوزه‌ی فازور به شکل ماتریسی زیر بیان کرد:

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{ss\alpha} \\ \underline{u}_{ss\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{aux} & 0 \\ 0 & R_{run} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{run} \\ \underline{i}_{aux} \end{bmatrix} + j\omega_s \begin{bmatrix} \underline{\psi}_{aux} \\ \underline{\psi}_{run} \end{bmatrix} \quad (۸\text{-}۵۴)$$

که امپدانس استفاده شده در رابطه‌ی (۸-۵۴) به صورت $\underline{Z}_{aux} = R_{aux} + 1/j\omega_s C$ تعریف می‌شود.

حال باید مجموعه روابط (۸-۵۴) به طرف ثانویه‌ی واحد ITF که در شکل (۸-۳۴) نشان داده شده است، منتقل گردند. این کار را می‌توان با ضرب کردن $1/k_{aux}$ در رابطه‌ی (۸-۵۴) انجام داد؛ در این صورت داریم:

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{s\alpha} \\ \underline{u}_{s\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{Z}_{s\alpha} & 0 \\ 0 & R_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{Z}_{sp}} \begin{bmatrix} \underline{i}_{s\alpha} \\ \underline{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + j\omega_s \begin{bmatrix} \underline{\psi}_{s\alpha} \\ \underline{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (۸\text{-}۵۵)$$

که در رابطه‌ی فوق داریم:

www.takbook.com

$$\underline{u}_{s\alpha} = \frac{\underline{u}_s}{k_{aux}}$$
$$\underline{u}_{s\beta} = \underline{u}_s$$
$$\underline{i}_{s\alpha} = k_{aux}\underline{i}_{aux}$$
$$\underline{i}_{s\beta} = \underline{i}_{run}$$
$$\underline{\psi}_{s\alpha} = \frac{\underline{\psi}_{aux}}{k_{aux}}$$
$$\underline{\psi}_{s\beta} = \underline{\psi}_{run}$$

هم‌چنین داریم:

$$\underline{Z}_{s\alpha} = \frac{\underline{Z}_{aux}}{k_{aux}^2}$$
$$R_{s\beta} = R_{run}$$

فازورهای توالی مثبت و منفی

کمیت‌های حوزه‌ی زمان $u_{s\alpha}$ و $u_{s\beta}$ را می‌توان به و سیله‌ی فازورهایشان در رابطه‌ی (۸-۵۵) بیان کرد. بنابراین با استفاده از رابطه‌ی اویلر داریم:

$$u_{s\alpha} = \frac{1}{2}\left(\underline{u}_{s\alpha}e^{j\omega_s t} + \underline{u}_{s\alpha}{}^{*}e^{-j\omega_s t}\right) \quad \text{(۸-۵۶) (الف)}$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{2}\left(\underline{u}_{s\beta}e^{j\omega_s t} + \underline{u}_{s\beta}{}^{*}e^{-j\omega_s t}\right) \quad \text{(۸-۵۶) (ب)}$$

با توجه به رابطه‌ی (۸-۵۶) می‌توان مشـــاهده کرد که دو کمیت (اســـکالر) سینوسی $u_{s\alpha}$ و $u_{s\beta}$ توسط دو بردار فضایی چرخان در جهت عکس یکدیگر و دو فازور $\underline{u}_{s\alpha}$ و $\underline{u}_{s\beta}$ بیان شده‌اند.

www.takbook.com

دو کمیت حوزه‌ی زمان $u_{s\alpha}$ و $u_{s\beta}$ که مطابق با نمودار نمادین و کلی ماشین هستند، بردار فضایی $\vec{u}_s = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$ را تعریف می‌کنند. با استفاده از این بردار و رابطه‌ی (۸-۵۶) و همچنین مرتب کردن فازورها بر حسب $e^{j\omega_s t}$ و $e^{-j\omega_s t}$ رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\vec{u}_s = \underbrace{\left(\frac{1}{2}\underline{u}_{s\alpha} + j\frac{1}{2}\underline{u}_{s\beta}\right)}_{\underline{u}_{s+}} e^{j\omega_s t} + \underbrace{\left(\frac{1}{2}\underline{u}_{s\alpha}^{*} + j\frac{1}{2}\underline{u}_{s\beta}^{*}\right)}_{\underline{u}_{s-}^{*}} e^{-j\omega_s t} \qquad (۸\text{-}۵۷)$$

معادله حاصل در رابطه‌ی (۸-۵۸) نشان می‌دهد که بردار فضایی ولتاژ $\vec{u}_s$ را می‌توان توسط دو بردار فضایی چرخان در جهت عکس هم بیان کرد که این دو بردار نیز خود با دو فازور $\underline{u}_{s+}$ و $\underline{u}_{s-}$ مرتبط هستند؛ لازم به ذکر است که دو فازور ذکر شده به یک جهت چرخان گره خورده‌اند. با توجه به اندیس‌های + و -، از این فازورها به عنوان توالی‌های مثبت و منفی یاد می‌شود:

$$\vec{u}_s = \underline{u}_{s+} e^{j\omega_s t} + \underline{u}_{s-}^{*} e^{-j\omega_s t} \qquad (۸\text{-}۵۸)$$

در رابطه‌ی (۸-۵۷) می‌توان مشاهده کرد که رابطه‌ی بین فازورهای $\underline{u}_{s\alpha}$ و $\underline{u}_{s\beta}$ و فازورهای $\underline{u}_{s+}$ و $\underline{u}_{s-}$ از رابطه‌ی ماتریسی زیر پیروی می‌کند:

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{s+} \\ \underline{u}_{s-} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}}_{A} \begin{bmatrix} \underline{u}_{s\alpha} \\ \underline{u}_{s\beta} \end{bmatrix} \qquad (۸\text{-}۵۹)$$

که در آن به ماتریس A ماتریس تبدیل گفته می‌شود. برای ماشین‌های سه‌فاز که تحت شرایط متقارن بهره‌برداری می‌شوند، دو فازور $u_{s\alpha}$ و $u_{s\beta}$ به صورت متعامد و متقارن خواهند بود. به عنوان مثال، اگر دو فازور به ترتیب در مقدارهای

www.takbook.com

$\vec{u}_s = \hat{u}_s e^{j\omega_s t}$ به رابطه‌ی (۸-۵۸) تنظیم شوند، رابطه‌ی $\underline{u}_{s\beta} = -j\hat{u}_s$ و $\underline{u}_{s\alpha} = \hat{u}_s$ کاهش می یابد یعنی فازور توالی منفی $\underline{u}_{s-}$ برابر صفر خواهد شد.

متغیرهای مربوط به فازور مثبت و منفی را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی زیر به فازورهای α و β تبدیل کرد:

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{s\alpha} \\ \underline{u}_{s\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}}_{A^{-1}} \begin{bmatrix} \underline{u}_{s+} \\ \underline{u}_{s-} \end{bmatrix} \qquad (۸-۶۰)$$

این تبدیل از وارون‌سازی رابطه‌ی (۸-۵۹) به دست می‌آید و ماتریس A^{-1} نیز وارون ماتریس A است.

مدل توالی مثبت و منفی

فرآیند تبدیلی که در بالا برای دو متغیر اسکالر $u_{s\alpha}$ و $u_{s\beta}$ شرح داده شد، می‌تواند به طور یکسان به سایر متغیرهای ماشین مانند شار پیوندی و جریان اعمال شود. در نتیجه از فرآیند تبدیل مورد بحث می‌توان برای به دست آوردن مدل فازور توالی مثبت و منفی ماشین با ورودی‌های $\underline{u}_{s+}$ و $\underline{u}_{s-}$ استفاده کرد.

با ضرب کردن هر دو طرف رابطه‌ی (۸-۵۵) در ماتریس تبدیل A (داده شده در رابطه‌ی (۸-۵۹)) می‌توان فرایند تبدیل به فازورهای توالی مثبت و منفی را انجام داد. رابطه‌ی به دست آمده به شکل زیر خواهد بود:

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{s+} \\ \underline{u}_{s-} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{2}\begin{bmatrix} \underline{Z}_{s\alpha} + R_{s\beta} & \underline{Z}_{s\alpha} - R_{s\beta} \\ \underline{Z}_{s\alpha} - R_{s\beta} & \underline{Z}_{s\alpha} + R_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{Z}_{pn} = A\underline{Z}_{sp}A^{-1}} \begin{bmatrix} \underline{i}_{s+} \\ \underline{i}_{s-} \end{bmatrix} + j\omega_s \begin{bmatrix} \underline{\psi}_{s+} \\ \underline{\psi}_{s-} \end{bmatrix} \qquad (۸-۶۱)$$

در این رابطه، عبارات $\underline{\psi}_{s+}$ و $\underline{\psi}_{s-}$ باید به تفصیل مورد بررسی قرار گیرند. این کار با بازنویسی رابطه‌ی (۸-۵۰) (پ) برحسب فازورهای توالی مثبت و منفی انجام

www.takbook.com

می‌شـود. مجموعه روابط حاصـل به شـکل زیر خواهند بود که برای سـاده‌سـازی تجزیه و تحلیل‌های بعدی در $j\omega_s$ ضرب شده‌اند.

$$j\omega_s\underline{\psi}_{s+} = j\omega_s L_\sigma \underline{i}_{s+} + j\omega_s\underline{\psi}_{R+} \qquad \text{(۸-۶۲) (الف)}$$

$$j\omega_s\underline{\psi}_{s-} = j\omega_s L_\sigma \underline{i}_{s-} + j\omega_s\underline{\psi}_{R-} \qquad \text{(۸-۶۲) (ب)}$$

که در رابطه‌ی فوق فازورهای $j\omega_s\underline{\psi}_{R+}$ و $j\omega_s\underline{\psi}_{R-}$ ظاهر شده‌اند. این فازورها را می‌توان با اسـتفاده از رابطه‌ی (۸-۵۰) (ث) که در آن بردارهای فضـایی در مختصات چرخان نشان داده شده‌اند، بیش‌تر توسعه داد. برای تبدیل به فازورهای توالی مثبت و منفی (با اسـتفاده از رویکردی که در بالا ذکر شـد)، مفید اسـت که رابطه‌ی بین بردارهای فضای ساکن و چرخان مجدداً در نظر گرفته شوند؛ یعنی $\vec{A} = \vec{A}^{xy}e^{j\theta}$ که θ نمایان‌گر زاویه شفت است و ممکن است به صورت $\theta = \omega_m t$ نیز نوشـته شـود. فازورهای مثبت/منفی مرتبط با رابطه‌ی (۸-۵۰) (ث) را می‌توان پس از انجام مقداری محاسبات ریاضیات به صورت زیر نوشت:

$$\underline{e}_{R+} = \left(1 - \frac{\omega_m}{\omega_s}\right) j\omega_s\underline{\psi}_{R+} \qquad \text{(۸-۶۳) (الف)}$$

$$\underline{e}_{R-} = \left(1 + \frac{\omega_m}{\omega_s}\right) j\omega_s\underline{\psi}_{R-} \qquad \text{(۸-۶۳) (ب)}$$

مجموعه روابط (۸-۶۳) را می‌توان با معرفی لغزش s (همان‌طور که توسـط رابطه‌ی (۸-۳۱) تعریف شده است) قدری ساده‌تر کرد. توجه داشته باشید که رابطه‌ی لغزش برای مجموعه‌ای از بردارهای فضایی یک طرفه تعریف شده است. در اینجا از دو بردار فضایی چرخان در جهت عکس هم استفاده شده است از این رو به طور اختیاری فرض خواهیم کرد که لغزش با توجه به بردارهای چرخان مثبت تعیین می‌شـود. سـمت چپ مجموعه رابطه‌ی (۸-۶۳) را می‌توان با کمک

www.takbook.com

روابط (۸-۵۰) (پ)، (۸-۵۰) (ت) و (۸-۵۰) (ج) و تبدیل رابطه‌ی آخر به فازورهای مثبت/منفی بیش‌تر توسعه داد. تغییر رابطه‌ی (۸-۶۳) با استفاده از رویکرد بیان شده و جایگزینی معادله‌ی فازوری در رابطه‌ی (۸-۶۲) منجر به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$j\omega_s \underline{\psi}_{s+} = \underline{i}_{s+}\overbrace{\left(j\omega_s L_{\sigma S} + \frac{j\omega_s L_M \dfrac{R_R}{s}}{\dfrac{R_R}{s} + j\omega_s L_M}\right)}^{Z_{s+}} \qquad \text{(۸-۶۴) (الف)}$$

$$j\omega_s \underline{\psi}_{s-} = \underline{i}_{s-}\underbrace{\left(j\omega_s L_{\sigma S} + \frac{j\omega_s L_M \dfrac{R_R}{2-s}}{\dfrac{R_R}{2-s} + j\omega_s L_M}\right)}_{Z_{s-}} \qquad \text{(۸-۶۴) (ب)}$$

که در آن Z_{s+} و Z_{s-} یک شبکه‌ی امپدانسی توالی مثبت و منفی را تشکیل می‌دهند که شامل اندوکتانس نشتی سری با یک شبکه‌ی موازی تشکیل شده از یک مقاومت روتور وابسته به لغزش و اندوکتانس مغناطیس‌کننده است. توجه داشته باشید که امپدانس توالی مثبت Z_{s+} در واقع شبکه‌ای است که در شکل (۸-۳۱) برای حالت پایدار ماشین القایی سه‌فاز (بدون مقاومت R_s) نشان داده شده است و امپدانس توالی منفی نیز مشابه با امپدانس توالی مثبت است با این تفاوت که در آن از مقدار متفاوتی برای مقاومت روتور وابسته به لغزش استفاده شده است.

جریان‌های توالی مثبت و منفی را می‌توان با جایگذاری رابطه‌ی شار نشتی (۸-۶۴) در رابطه‌ی ولتاژ (۸-۶۱) به دست آورد.

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{s+} \\ \underline{u}_{s-} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} \underline{Z}_{s\alpha} + R_{s\beta} + 2Z_{s+} & \underline{Z}_{s\alpha} - R_{s\beta} \\ \underline{Z}_{s\alpha} - R_{s\beta} & \underline{Z}_{s\alpha} + R_{s\beta} + 2Z_{s-} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \underline{i}_{s+} \\ \underline{i}_{s-} \end{bmatrix} \qquad \text{(۸-۶۵)}$$

www.takbook.com

از این رو، بر اساس یک تحریک ولتاژ سینوسی داده شده در حالت پایدار (u_s) می‌توان فازورهای ولتاژ $\underline{u}_{s+}$ و $\underline{u}_{s-}$ را با استفاده از رابطه‌ی (۸-۵۷) به دست آورد. این فازورها نیز به عنوان ورودی برای رابطه‌ی (۸-۶۵) استفاده می‌شوند تا جریان‌های $\underline{i}_{s+}$ و $\underline{i}_{s-}$ برای یک سرعت شفت معین استخراج شوند. از این فازورهای جریان و به کمک رابطه‌ی (۸-۶۰) (برای جریان به جای ولتاژ) می‌توان برای به دست آوردن جریان‌های اصلی و کمکی (به صورت فازور) استفاده کرد. برای دستیابی به یک مدل معادل در حالت پایدار مفید است که رابطه‌ی (۸-۶۵) به صورت زیر بازنویسی شود:

(۸-۶۶) (الف)

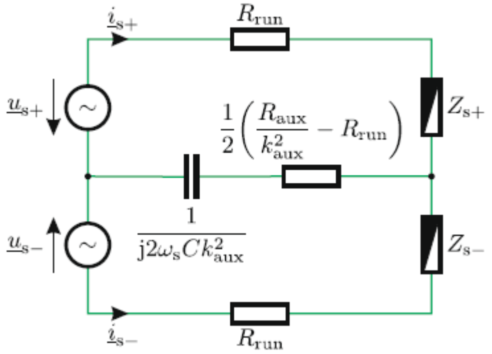
$$\underline{u}_{s+} = \left(R_{run} + Z_{s+}\right)\underline{i}_{s+} + \left\{\frac{1}{2}\left(\frac{R_{aux}}{k_{aux}^2} - R_{run}\right) + \frac{1}{j2\omega_s C k_{aux}^2}\right\}\left(\underline{i}_{s+} + \underline{i}_{s-}\right)$$

(۸-۶۶) (ب)

$$\underline{u}_{s-} = \left(R_{run} + Z_{s-}\right)\underline{i}_{s-} + \left\{\frac{1}{2}\left(\frac{R_{aux}}{k_{aux}^2} - R_{run}\right) + \frac{1}{j2\omega_s C k_{aux}^2}\right\}\left(\underline{i}_{s+} + \underline{i}_{s-}\right)$$

که در آن متغیرهای سیم‌پیچی کمکی و اصلی همان‌طور که برای مدل دینامیکی تعریف شده‌اند، به منظور افزایش خوانایی رابطه‌ی به دست آمده دوباره معرفی گردیده‌اند. نمایشی از مدل بیان شده در رابطه‌ی (۸-۶۶) در شکل (۸-۳۷) نشان داده شده است. در این مدل، دو امپدانس Z_{s+} و Z_{s-} همان‌طور که در رابطه‌ی (۸-۶۴) تعریف شده‌اند، مشخص هستند.

www.takbook.com



شکل (۸-۳۷): مدار معادل یک ماشین القایی تک‌فاز با خازن کمکی در حالت پایدار

محاسبه‌ی گشتاور در حالت پایدار

اکنون گشتاور متوسط و قله‌ی نوسانات گشتاور را در شرایط پایدار و با استفاده از مدل ارائه شده در شکل (۸-۳۷) محاسبه خواهیم کرد. نقطه شروع مناسب برای این تجزیه و تحلیل، به دست آوردن رابطه‌ی کلی گشتاور در حوزه‌ی فازور است:

$$T_e = \Im\{\underline{\psi}_s^* \underline{i}_s\} \tag{۸-۶۷}$$

این رابطه را می‌توان بر حسب شار پیوندی توالی مثبت و منفی ($\underline{\psi}_{s\pm}$) و فازورهای جریان ($\underline{i}_{s\pm}$) و با استفاده از رابطه‌ی (۸-۵۸) (که در آن باید متغیرهای ولتاژ با بردارهای فضایی و فازورهای مناسب جایگزین شوند) بازنویسی کرد. با استفاده از این رویکرد و انجام مقداری محاسبات ریاضیاتی رابطه‌ی زیر برای گشتاور به دست می‌آید:

$$T_e = \underbrace{\Im\{\underline{\psi}_{s+}{}^*\underline{i}_{s+}\} + \Im\{\underline{\psi}_{s-}\underline{i}_{s-}{}^*\}}_{T_e^{av}} + \underbrace{\Im\{\underline{\psi}_{s-}\underline{i}_{s+}e^{j2\omega_s t}\} + \Im\{\underline{\psi}_{s+}{}^*\underline{i}_{s-}{}^*e^{-j2\omega_s t}\}}_{T_e^{ripple}} \tag{۸-۶۸}$$

www.takbook.com

با توجه به رابطه‌ی (۸-۶۸) می‌توان مشاهده کرد که رابطه‌ی گشتاور دارای مؤلفه متوسط (غیر وابسته به زمان) T_e^{av} است که مقدار آن را می‌توان به کمک فازورهای جریان مثبت و منفی به دست آورد. همچنین رابطه‌ی (۸-۶۸) یک مؤلفه‌ی سینوسی (T_e^{ripple}) را برای گشتاور نشان می‌دهد که دارای فرکانس دو برابر فرکانس تحریک ولتاژ یعنی ω_s است. گشتاور T_e را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$T_e = T_e^{av} + T_e^{R}\sin(2\omega_s t) + T_e^{X}\cos(2\omega_s t) \qquad (۸-۶۹)$$

که در رابطه‌ی فوق داریم:

$$T_e^{R} = \Re\{\underline{\psi}_{s-}\underline{i}_{s+}\} - \Re\{\underline{\psi}_{s+}^{*}\underline{i}_{s-}^{*}\}$$
$$T_e^{X} = \Im\{\underline{\psi}_{s-}\underline{i}_{s+}\} + \Im\{\underline{\psi}_{s+}^{*}\underline{i}_{s-}^{*}\}$$

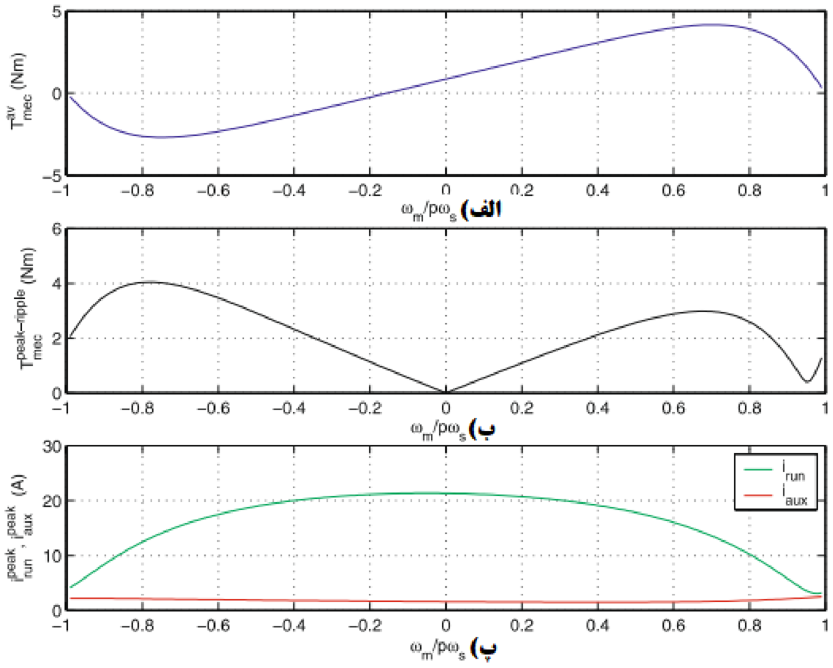
مقدار قله‌ی مولفه‌ی نوسانی گشتاور یعنی $\hat{T}_e^{ripple}$ با استفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$\hat{T}_e^{ripple} = \sqrt{\left(T_e^{R}\right)^2 + \left(T_e^{X}\right)^2} \qquad (۸-۷۰)$$

نتایج مربوط به مثال شبیه‌سازی

یک مثال عددی از تجزیه و تحلیل حالت پایدار برای ماشین القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار در شکل (۸-۳۸) آورده شده است. در این نتایج، گشتاور متوسط، قله‌ی مربوط به ریپل گشتاور، قله‌ی جریان‌های کمکی و اصلی به عنوان تابعی از نسبت بین سرعت شفت و سرعت سنکرون $p\omega_s$ برای لغزش بین $s = ۰$ تا $s = ۲$ نشان داده شده‌اند.

www.takbook.com



شکل (۸-۳۸): نمونه‌ای از نتایج به دست آمده برای تجزیه و تحلیل یک ماشین القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار در حالت پایدار

۸-۶- مثال‌های شبیه‌سازی

۸-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: مدل ساده‌شده‌ی ماشین القایی

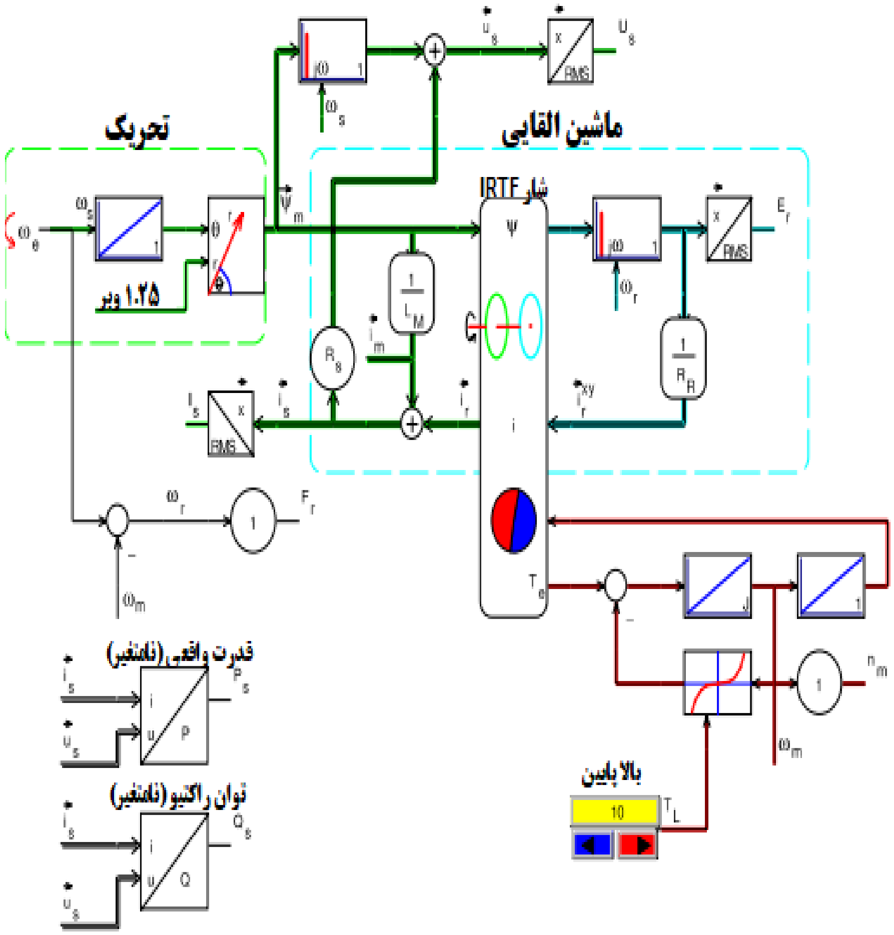
در این مثال شبیه‌سازی، یک شبیه‌سازی بر اساس مدل کلی نشان داده شده در شکل (۸-۳) در نظر گرفته شده است. یک بردار شار در حال چرخش ($\vec{\psi}_m$) با فرکانس زاویه‌ای $\omega_s = ۱۰۰\pi$ rad/s و دامنه Wb $\psi_m = ۱,۲۵$ به عنوان ورودی برای این مدل در نظر گرفته می‌شود. این بدان معنی است که انتگرال‌گیر با خروجی $\vec{\psi}_m$ (شکل (۸-۳) را ببینید) را می‌توان در این مثال شبیه سازی حذف کرد. استفاده از یک بردار شار به عنوان یک ورودی بر این واقعیت تأکید می‌کند

www.takbook.com

که شار در بهره‌برداری ماشین نقش اساسی ایفا می‌کند. علاوه بر این، با استفاده از بردار شـــار ثابت می‌توان یک واحد مشـــتق‌گیر را که به یک بردار ورودی با دامنه ثابت نیاز دارد، در ســـمت روتور واحد IRTF به کار برد. با این روش دیگر لازم نی ست که از واحدهای م شتق‌گیر ا ستاندارد (که ممکن ا ست برای شبیه سازی مشکل‌آفرین باشند) استفاده شود. بردار $\vec{\psi}_m$ با کمک واحد تبدیل مختصات قطبی به دکارتی تولید می‌شود؛ ورودی‌های این واحد تبدیل، دامنه‌ی بردار مورد نیاز ψ_m و زاویه $\omega_m t$ هســـتند. این ماشـــین به یک بار مکانیکی با منحنی گشـــتاور ســـرعت درجه دوم متصـــل شـــده اســـت که در آن می‌توان مقدار گشـــتاور بار را تغییر داد (بنابراین بهره‌برداری موتور با سرعت متغیر قابل دست‌یابی خواهد بود).

هدف از این مثال بررســـی عملکرد حالت پایدار ماشـــین اســـت، از این رو از واحدهایی استفاده شده است که بیانگر مقادیر موثر و توان حقیقی/راکتیو هستند. ماشین مورد نظر دارای پارامترهای زیر است: اینرسی $J = ۰٫۰۰۱\ kgm^۲$، مقاومت اســـتاتور $R_s = ۶٫۹\ \Omega$، مقاومت روتور $R_r = ۳٫۰\ \Omega$ و اندوکتانس مغناطیس‌کننده $L_m = ۳۴۰٫۹\ mH$. مدل شبیه سازی ن شان داده شده در شکل (۸-۳۹) الزامات مربوط به این مثال شـــبیه‌ســـازی را برآورده می‌کند. بهتر اســـت که قبل از اجرای شـــبیه‌ســـازی در نرم‌افزار CASPOC، ویژگی مربوط به نمایش ولتاژهای گره در حین شبیه‌سازی فعال شود، زیرا این کار به کاربر اجازه می‌دهد تا مقادیر عددی را در گره‌های نام‌گذاری شـــده مشـــاهده کند. بردارهای فضـــایی نیز مقدار مربوط به دامنه را نشان می دهند. علاوه بر این، شبیه‌سازی باید به‌گونه‌ای تنظیم شود تا به طور پیوســـته اجرا گردد؛ این کار را می‌توان از طریق دکمه دســـتی روی نوار ابزار نرم‌افزار CASPOC انجام داد. در این مثال شبیه سازی، ولتاژ تغذیه با ا ستفاده از رابطه‌ی (۸-۱) (الف) محاسبه شده است.

www.takbook.com



شکل (۸-۳۹): شبیه‌سازی ماشین القایی با استفاده از مدل ساده‌شده

۸-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: مدل جامع ماشین القایی

در این مثال شبیه سازی به توسعه‌ی یک مدل شبیه سازی بر ا ساس مفهوم جامع ماشین مبتنی بر IRTF پرداخته می‌شود. هدف، به دست آوردن مدلی است که مدل کلی ارائه شده در شکل (۸-۱۳) را نشان دهد. علاوه بر این کاربر باید بتواند متغیر تبدیل a را تغییر دهد و تأثیر این تبدیل را در نمودار برداری از نوع

www.takbook.com

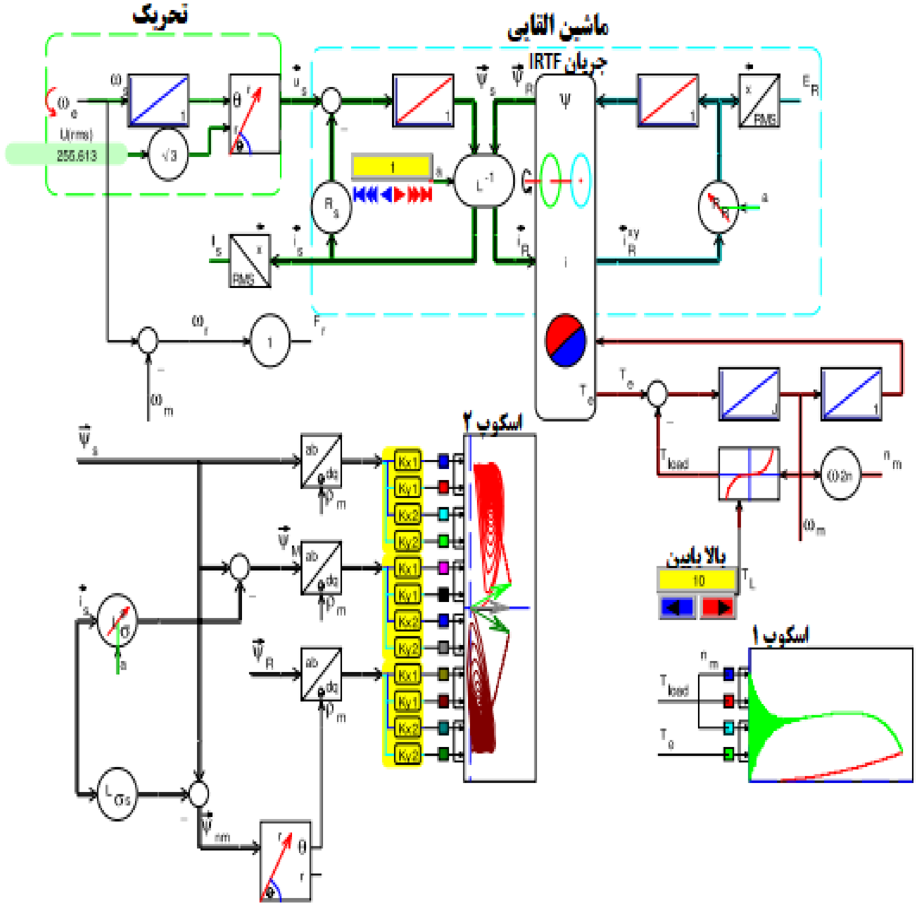
داده شـده در شـکل (۸-۱۱) (ب) مشـاهده کند. برای دسـتیابی به این هدف، بردارهای شار $\vec{\psi}_s$، $\vec{\psi}_M$ و $\vec{\psi}_R$ باید به یک قاب مرجع مختصات که به بردار شار $\vec{\psi}_m$ گره خورده است، منتقل شوند (این موضوع در شکل (۸-۱۱) (الف) نشان داده شـده اسـت). مدلی که در بخش قبلی ایجاد شـده اسـت با در نظر گرفتن مجموعه پارامترهای اندوکتانسـی زیر به این مثال شـبیه‌سـازی نیز تعمیم داده می‌شـود: اندوکتانس اسـتاتور L_s = ۳۴۶٫۹ mH و اندوکتانس روتور L_r = ۳۴۶٫۹ mH. سایر پارامترها برابر با مقادیر ذکر شده برای مثال شبیه سازی قبلی در نظر گرفته شـده‌اند. با انتخاب این مقادیر پارامترها، متغیر تبدیل a در محدوده‌ی $0.9827 \le a \le 1.0177$ تغییر خواهد کرد (به رابطه‌ی (۸-۱۳) مراجعه کنید).

مدل مربوط به این مثال شبیه‌سازی در شکل (۸-۴۰) پیاده‌سازی شده است. در این مدل ماتریس اندوکتانس L^{-1} به همراه یک واحد UPDOWN نشـان داده شـده‌اند؛ این واحد به کاربر اجازه می‌دهد که متغیر تبدیل a را تغییر دهد. همانند مثال قبلی، یک بردار چرخان برای شار فرض شده است که در این مثال بردار شار $\vec{\psi}_s$ را نشان می‌دهد. علاوه بر این، واحد بهره‌ی R_R توسط یک واحد بهره‌ی متغیر جدید جایگزین شـده اسـت که از متغیر تبدیل a به عنوان ورودی دوم اسـتفاده می‌کند. بهره‌ی این واحد جدید برابر با $R_R = a^2\ R_r$ اسـت (به رابطه‌ی (۸-۱۵) مراجعه کنید).

مجموعه‌ای متشکل از سه واحد تبدیل مختصات در شکل (۸-۴۰) معرفی شده است که بردارهای شار $\vec{\psi}_s$، $\vec{\psi}_M$ و $\vec{\psi}_R$ را به یک قاب مرجع سنکرون مرتبط با بردار $\vec{\psi}_m$ تبدیل می کنند. این بردار به کمک رابطه‌ی (۸-۵) (ب) و با در نظر گرفتن $L_{\sigma s} = L_s - L_m$ محاسـبه می شـود. علاوه بر این، زاویه لحظه‌ای این بردار (ρ_m)، که با کمک یک واحد تبدیل مختصات دکارتی به قطبی به دست می‌آید، به واحدهای تبدیل مختصـات مذکور متصـل می‌شـود تا بردارهای شـار مورد نیاز به

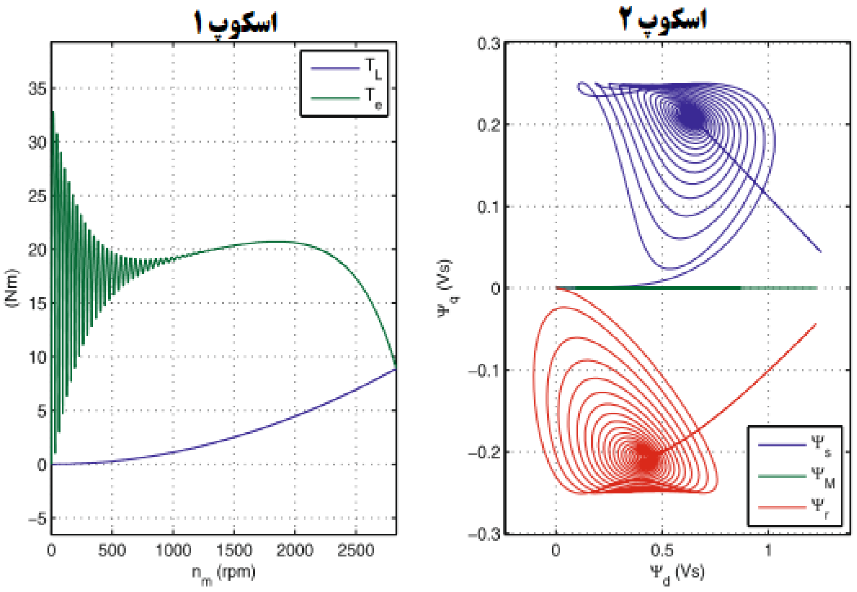
www.takbook.com

د ست آیند. کاربر می‌تواند حین اجرای شبیه سازی، متغیر تبدیل را تغییر داده و اثرات آن را بر روی بردارهای شار و سایر گره‌های شبیه سازی م شاهده کند که این مو ضوع در مثال شبیه سازی قبلی مورد بحث قرار گرفت. به طور خاص توجه دا شته با شید که مقادیر گشتاور/سرعت شفت خروجی (در حالت پایدار) و مقادیر موثر ولتاژ/جریان اســتاتور تحت تأثیر تغییرات در پارامتر a قرار ندارند. ســرانجام، آموزنده اســت که تنظیمات مربوط به گشــتاور بار نیز تغییر داده شــده و تغییرات بردارهای شار و مقادیر مربوط به گره‌های مدل شبیه‌سازی مشاهده شوند.



شکل (۸-۴۰): شبیه‌سازی ماشین القایی، مدل جامع

www.takbook.com



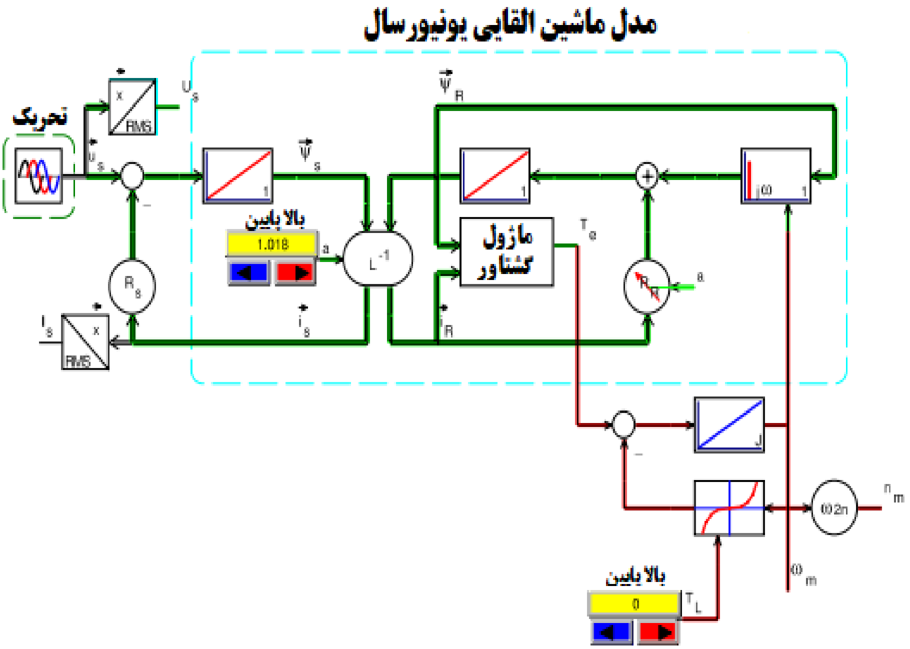
شکل (۸-۴۱): نتایج مربوط به شبیه‌سازی ماشین القایی، مدل جامع

۸-۶-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: مدل جامع جهت‌دار ساکن برای ماشین القایی

در این مثال شبیه‌سازی به پیاده‌سازی یک مدل جهت‌دار ساکن برای ماشین القایی بر اساس مباحث مطرح‌شده در بخش (۸-۳-۳) پرداخته می‌شود. هدف این مثال، به دست آوردن یک مدل شبیه سازی بر اساس ساختار کلی ارائه شده در شکل (۸-۱۹) است. این ماشین قرار است که به یک منبع سینوسی سه‌فاز ۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز متصل شود. مقادیر مربوط به اندوکتانس‌ها و مقاومت‌های ماشین مطابق با مقادیر بیان شده در دو مثال شبیه‌سازی قبلی است. در این شبیه‌سازی از یک بار با اینرسی $J = ۰٫۰۱\ kgm^۲$ استفاده خواهد شد. علاوه بر این، مشخصه‌ی گشتاور بار بر حسب سرعت شفت با استفاده از یک منحنی درجه‌ی دوم نشان داده شده است. مطلوب است که با مشاهده‌ی گشتاور شفت و سرعت شفت این

www.takbook.com

مدل را برای یک مقدار معین از گشـــتاور بار مورد بررســـی قرار دهید و با تغییر ضریب تبدیل a، اثر این ضریب را روی متغیرهای مذکور بررسی کنید.



شکل (۸-۴۲): شبیه‌سازی مدل جامع با قاب مرجع جهت‌دار ساکن

مدل شبیه‌سازی مربوط به این مثال در شکل (۸-۴۲) نشان داده شده است. تحریک مربوط به این مدل با اســـتفاده از بردار تغذیه‌ی ولتاژ چرخان $\vec{u}_s$ تامین می شود که دامنه آن در مقدار $\sqrt{3}\,U_s$ تنظیم شده ا ست (لازم به ذکر ا ست که $U_s = ۲۲۰V$ بوده و مقدار موثر ولتاژ فاز را نشـان می‌دهد). وجود ضـریب $\sqrt{3}$ در دامنه‌ی ولتاژ از این واقعیت نا شی می شود که در سرتا سر این کتاب از بردارهای فضایی نامتغیر با توان استفاده شده است. همچنین در این شکل، عنصر ماتریس معکوس L^{-1} و واحد بهره‌ی R_R نیز نشـان داده شـده‌اند؛ لازم به ذکر اسـت که هر دوی این کمیت‌ها تحت تأثیر تغییر در متغیر تبدیل a هســتند. اگر شــبیه‌ســازی برای مقادیر مختلف تبدیل a اجرا شـود (که در این‌جا این کار با اسـتفاده از یک

www.takbook.com

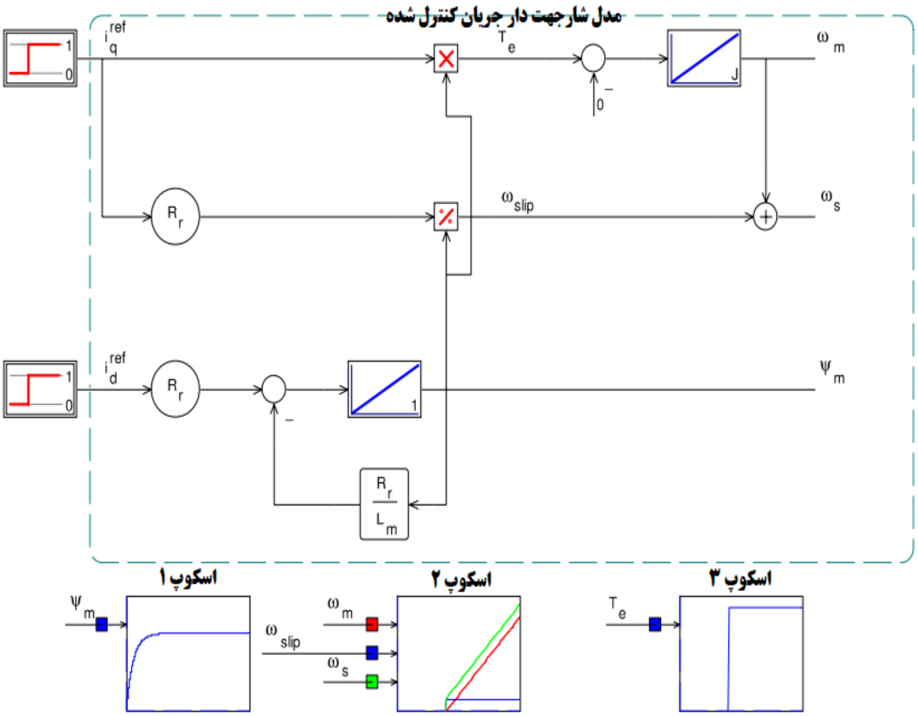
واحد UPDOWN تحقق می یابد) کاربر می‌تواند ثابت کند که مقادیر مربوط به گشـتاور و سـرعت بدون تغییر باقی خواهند ماند. ایجاد تغییر در تنظیمات مربوط به گشـــتاور بار که از طریق تنظیم گشـــتاور واحد بار تحقق می‌یابد، به کاربر این امکان را می دهد که (برای مثال) منحنی گشتاور-سرعت این ماشین را در حالت پایدار بررسی کند.

۸-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدل جهت‌دار شار برای ماشین کنترل‌شده با جریان و نشتی صفر

در این مثال شبیه سازی به توسعه‌ی یک مدل بر پایه‌ی UFO با اندوکتانس نشتی صفر پرداخته می شود؛ این مدل در بخش (۸-۲-۲) مورد بحث قرار گرفته است. مدل شبیه سازی پیش‌بینی شده با ساختار کلی نشان داده شده در شکل (۸-۶) مطابقت دارد. پارامترهای مربوط به مقاومت و اندوکتانس ماشـــین برابر با مقادیری هستند که در مثال شبیه سازی قبلی استفاده شد. علاوه بر این، ماشین دارای اینرسی $J = ۰٫۱\ kgm^۲$ بوده و در شرایط بدون بار کار می کند. از یک جریان مســـتقیم و متعامد به عنوان ورودی اســـتفاده می‌شـــود که در آن مولفه‌ی محور مستقیم باید در شروع شبیه سازی در مقدار $i_d = ۰\ A$ تنظیم شود. یک جریان متعامد پله‌ای از $0 \rightarrow 4A$ در زمان $t = ۰٫۸\ s$ اعمال می شود. هدف از این کار، به دست آوردن یک مدل برای ماشین و بررسی پاسخ‌های گذرای گشتاور شفت T_e، شار پیوندی ψ_m و متغیرهای سرعت ω_m، ω_{sl}، ω_s است. مدلی که شرایط این مثال شبیه‌سازی را برآورده می‌کند در شکل (۸-۳۴) نشان داده شده است؛ از این مدل برای به دست آوردن نتیجه‌ی نشان داده شده در شکل (۸-۷) استفاده شده است. گام زمانی شبیه سازی ۱۰۰ میکروثانیه و زمان اجرای شبیه سازی ۲ ثانیه

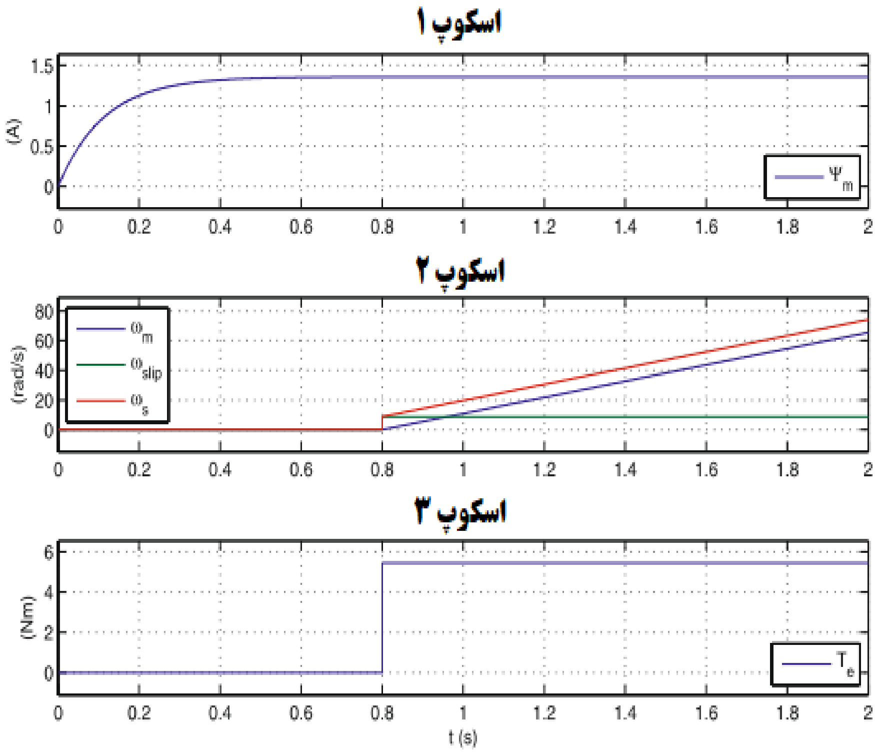
www.takbook.com

فرض شده است تا خواننده بتواند تصویر واضحی از گشتاور، شار پیوندی و پاسخ سرعت ماشین در طول زمان مورد نظر به دست آورد. با استفاده از دکمه‌ی cross hairs/red dot در نوار ابزار نرم‌افزار CASPOC می‌توان ویژگی انیمیشـــن گره برنامه را فعال کرد. با این کار، خواننده می‌تواند در طول شـــبیه‌ســـازی به مقادیر عددی گره‌های برچ سب خورده د ستر سی دا شته با شد. این ویژگی در ترکیب با ویژگی خواندن مجدد داده‌ها (که با ا ستفاده از دکمه قرمز در نوار ابزار پایین فعال می‌شـــود) به کاربر این امکان را می‌دهد که متغیرهای گره را در هر لحظه از توالی شبیه‌سازی بررسی کند. نوسان‌نماهای مورد استفاده برای ارائه نتایج در شکل (۸-۴۴) نشان داده شده‌اند.



شکل (۸-۴۳): شبیه‌سازی مدل جهت‌دار شار ماشین کنترل‌شده با جریان و اندوکتانسی نشتی صفر

www.takbook.com



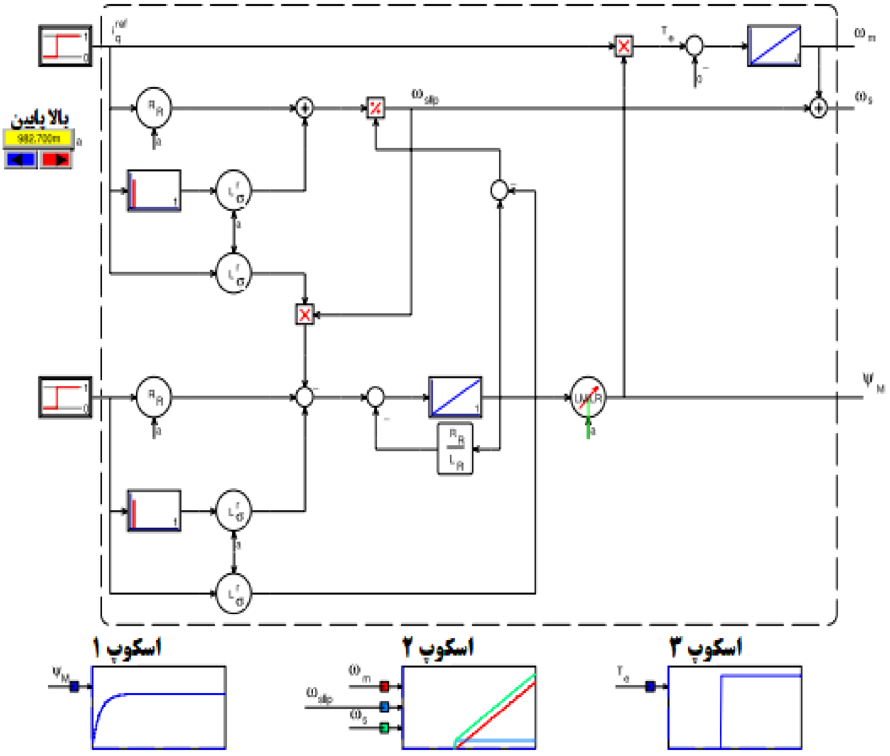
شکل (۸-۴۴): نتایج مربوط به شبیه‌سازی مدل جهت‌دار شار ماشین کنترل‌شده با جریان و اندوکتانسی نشتی صفر

۸-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مدل جامع جهت‌دار میدان (UFO) برای ماشین کنترل‌شده با جریان

در این مثال شبیه‌سازی یک مدل UFO تعمیم‌یافته با اندوکتانس نشتی صفر بر اساس ساختار کلی نشان داده شده در شکل (۸-۲۲) معرفی می‌شود. هدف این مثال شبیه سازی، برر سی پا سخ گذرای مدل مورد نظر با تغییر ن سبت تبدیل a است. برای این منظور مجدداً از جریان تحریک و اینرسی ماشین که در مثال شبیه‌سازی قبلی داده شده است، استفاده می‌شود. علاوه بر این، پارامترهای

www.takbook.com

مربوط به مقاومت و اندوکتانس ما شین برابر با مقادیر ا ستفاده شده در بخش (۸-۶-۲) در نظر گرفته شده‌اند. مدل شبیه سازی مربوط به این مثال، همان‌طور که در شکل (۸-۴۵) نیز ن‌شان داده شده ا ست، با مدل کلی ما شین به شکل فعلی مطابقت دارد (شـــکل (۸-۲۲) را ببینید). تنظیم متغیر تبدیل به هر دو طرف از مقیاس آن با اســـتفاده از واحد UPDOWN صـــورت می‌پذیرد؛ تنظیم این متغیر منجر به یک مدل جهت‌دار شـار روتور یا اسـتاتور می شـود که پاسـخ‌های گذرای مربوط به آن به ترتیب در شکل‌های (۸-۲۶) و (۸-۲۹) ارائه شده‌اند. نوسان‌نماهای مورد استفاده برای ارائه نتایج این شبیه‌سازی، مشابه شکل (۸-۴۴) هستند.



شکل (۸-۴۵): شبیه‌سازی مدل جهت‌دار شار ماشین دارای اندوکتانس نشتی و کنترل‌شده با جریان

www.takbook.com

۸–۶–۶– مثال شبیه‌سازی ۶: تخمین پارامترها با استفاده اطلاعات پلاک ماشین با مقاومت استاتور معلوم

داده‌های پلاک مشخصات در جدول (۸–۱) مربوط به یک موتور با اتصال مثلث است که در آن مقدار موثر جریان بدون بار خط و مقاومت بین دو پایانه (با ماشین بدون حرکت) به ترتیب برابر با $I_1^{noload} = 8.4\,A$ و $R_1 = 0.35\Omega$ اندازه‌گیری شده‌اند. براساس رهیافتی که در بخش (۸–۴) آمده است، یک M-file در نرم‌افزار متلب بنویسید که پارامترهای L_s، $L_{\sigma s}$، $L_{\sigma r}$ و R_r را محاسبه کند؛ فرض کنید که اندوکتانس‌های نشتی برابر هستند. علاوه بر این، شار نامی استاتور $\vec{\psi}_s$، شار مغناطیس‌کننده‌ی ψ_M و پارامترهای $L_{\sigma s}$، L_M و R_R را نیز برای مدل جهت‌دار میدان شار روتور محاسبه کنید.

جدول (۸–۱): اطلاعات مربوط به پلاک مشخصات موتور

پارامترها	مقدار
قدرت نامی P_{out}^{nom}	۲۲ کیلووات
سرعت شفت نامی n_m^{nom}	۱۴۶۵ دور در دقیقه
تعداد جفت قطب p	۲
ولتاژ خط RMS نامی U_l^{nom}	۴۱۵ ولت
جریان خط RMS نامی I_l^{nom}	۳۳،۴ آمپر
فرکانس منبع f_s	۵۰ هرتز
ضریب توان نامی pf^{nom}	۰،۸۸

یک نقطه‌ی شروع مناسب برای حل این مسأله، آزمایش مقاومت اندازه‌گیری شده‌ی R_l بین دو پایانه ماشین است. برای یک ماشین با اتصال مثلث، مقاومت معادلی که توسط دو پایانه مشاهده می‌شود برابر است با مقاومت یک فاز موازی با ترکیب سری مقاومت دو فاز دیگر. از این رو، مقاومت استاتور برابر است با $R_s =$ ۳/۲ R_l. مقدار موثر جریان فاز بدون بار و جریان فاز نامی به ترتیب برابر با $i_D^{noload} = I_1^{noload}/\sqrt{3}$ و $i_D^{nom} = I_1^{nom}/\sqrt{3}$ هستند؛ این مقادیر با توجه به استفاده از

www.takbook.com

اتصال مثلث در ماشین محاسبه شده‌اند. علاوه بر این، با ضرب کردن متغیرهای فاز (با مقادیر موثر) در عبارت $\sqrt{3}$، این متغیرها به دامنه‌ی بردار فضایی نامتغیر با توان تبدیل می‌شوند. از این رو، اندازه‌ی بردارهای فضایی جریان و ولتاژ که در رابطه‌ی (۸-۳۴) تعریف شده‌اند، برابر با $u_s = U_l^{nom}\sqrt{3}$ و $i_s^{noload} = I_l^{noload}$ خواهند بود که امکان محاسبه‌ی اندازه‌ی بردار شار پیوندی استاتور ($\vec{\psi}_s$) و اندوکتانس L_s را می‌دهد (با در نظر گرفتن $\omega_s = 2\pi f_s$). گشتاور الکترومکانیکی نامی نیز با استفاده از رابطه‌ی (۸-۳۶) محاسبه می‌شود که برای این کار دسترسی به دامنه‌ی (بردار فضایی) جریان نامی یعنی $i_s^{nom} = I_l^{nom}$ نیاز است (توجه داشته باشید که در صورت اتصال مثلث، دامنه‌ی بردار فضایی یک جریان نامتغیر با توان برابر با مقدار موثر جریان خط است). سایر متغیرهای مورد نیاز برای این محاسبه با کمک جدول (۸-۱) به دست می‌آیند. پارامترهای L_s، $L_{\sigma s}$، $L_{\sigma r}$ و R_r با فرض $L_{\sigma s} = L_{\sigma r}$ و با استفاده از رویکرد بیان شده در بخش (۸-۴) محاسبه می‌شوند؛ نتایج مربوط به محاسبه‌ی این پارامترها در جدول (۸-۲) نشان داده شده است. همچنین در این جدول، مقاومت اندازه‌گیری شده برای استاتور و اندوکتانس همقطب L_{hom} نیز نشان داده شده‌اند.

جدول (۸-۲): نتایج مربوط به محاسبه‌ی تخمینی پارامترهای ماشین

پارامترها	مقدار
اندوکتانس استاتور L_s	۲۷۲،۴ میلی هانری
اندوکتانس مغناطیسی L_m	۲۶۰،۷ میلی هانری
اندوکتانس نشتی $L_{\sigma s}$	۱۱،۷ میلی هانری
اندوکتانس نشتی $L_{\sigma r}$	۱۱،۷ میلی هانری
مقاومت روتور R_r	۰،۵۳۷۷ اهم
مقاومت استاتور R_s	۰،۵۲۵۰ اهم
اندوکتانس همقطبی L_{hom}	۶،۰ میلی هانری

در بخش دوم این مثال شبیه‌سازی لازم است که پارامترهای مندرج در جدول (۸-۲) به مجموعه‌ی پارامترهای اصلاح شده‌ی مدل جامع تبدیل شوند که

www.takbook.com

این کار با اســـتفاده از روابط (۸-۱۲) و (۸-۱۵) و با فرض $a = L_m/L_r$ صـــورت می‌پذیرد. مجموعه‌ی جدید پارامترها که در جدول (۸-۳) داده شـــده‌اند، با مدل UFO جهت‌دار شـار روتور منطبق هســتند؛ با اســتفاده از این پارامترهای جدید و روابط (۸-۴۳) و (۸-۴۴) دامنه‌ی شـــار مغناطیس‌کننده‌ی مورد نیاز (نامی) $\psi_M^{nom} = \psi_R^{nom}$ محاســـبه می‌شـــود. این مقدار شـــار پیوندی به همراه مقدار شـــار پیوندی اســـتاتور یافته شـــده در قبل و مقاومت اســـتاتور اندازه‌گیری شـــده نیز در جدول (۸-۳) نشان داده‌اند.

جدول (۸-۳): مقادیر تخمینی مربوط به شار پیوندی و پارامترهای ماشین برای یک مدل جهت‌دار شار روتور

پارامترها	مقدار
اندوکتانس مغناطیسی L_M	۲۴۹,۶ میلی هانری
اندوکتانس نشتی $L_{\sigma s}$	۲۲,۸ میلی هانری
اندوکتانس نشتی $L_{\sigma r}$	صفر میلی هانری
مقاومت روتور R_R	۰,۴۹۲۷ اهم
مقاومت استاتور R_s	۰,۵۲۵۰ اهم
پیوند شار استاتور نامی ψ_s^{nom}	۲,۲۹ وبر
پیوند شار رتور نامی ψ_R^{nom}	۲,۰۰ وبر

کدهای M-File

```
% ٢٢kW machine, delta connected
VsR = ٤١٥;                    % RMS line voltage in V
IsR  = ٣٣,٤;              % rated RMS line current in A
IsN   = ٨,٤;                  % noload RMS line current in A
Rlin  = ٠,٣٥;            % measured line-to-line resistance in Ohms
%nameplate data
PoutR = ٢٢٠٠٠;                % rated output power in W
pfR = ٠,٨٨;                   % rated power factor
p     = ٢;                    % fourpole machine
```

www.takbook.com


```
nR   = ١٤٦٥;                 % rated shaft speed in r/min
fs   = ٥٠;                   % supply frequency in Hz %
ws   = ٢*pi*fs;              % electricalfreq in rad/sec
wm = p*٢*pi*nR/٦٠;           % rated electrical shaft freq in rad/sec
Rs   = ٣/٢*Rlin;             % stator resistance in Ohms
isR  = sqrt(٣)*IsR/sqrt(٣);        % power invariant vector is value
isN  = sqrt(٣)*IsN/sqrt(٣);        % power invariant noload is value
usR = sqrt(٣)*VsR;           % power invariant supply voltage vector
Te   = (usR*isR*pfR-isR^٢*Rs)/ws; % rated electrical torque in Nm
% calculate remaining data
psi_s = ١/ws*sqrt(usR^٢-isN^٢*Rs);     % stator flux amplide in Vs
Ls   = psi_s/isN;            % self inductance stator in H
isqR      = Te/psi_s;              % rated isq value in A
isdR      = sqrt(isR^٢-isqR^٢);          % rated isd value in A
RR   = (ws-wm)*psi_s/isqR;         % rotor resistance with a=Ls/Lm
Lrsig     = (isdR-isN)/(isqR^٢/psi_s);          %    leakage    inductance
with a=Ls/Lm
% calculate parameters for a=١ assume Lsigr=Lsigs
Lr   = Ls;           % rotor inductance equal to stator inductance
Lm  = sqrt(Ls^٣/(Lrsig+Ls));   % magnetizing inductance in H
Lsigs     = Ls-Lm;           % stator leakage inductance in H
Rr   = (Lm/Ls)^٢*RR;         % rotor resistance in Ohms
% parameters and flux for any 'a': example rotor flux orientation
a     = Lm/Lr;
Lssig     = Lm*(Ls/Lm-a);
L_M       = a*Lm;
R_R       = a^٢*Rr;
psiMd     = psi_s-Lssig*isdR;
psiMq     = -Lssig*isqR;
psi_M     = sqrt(psiMd^٢+psiMq^٢); % rated magnetizing flux in Vs
```

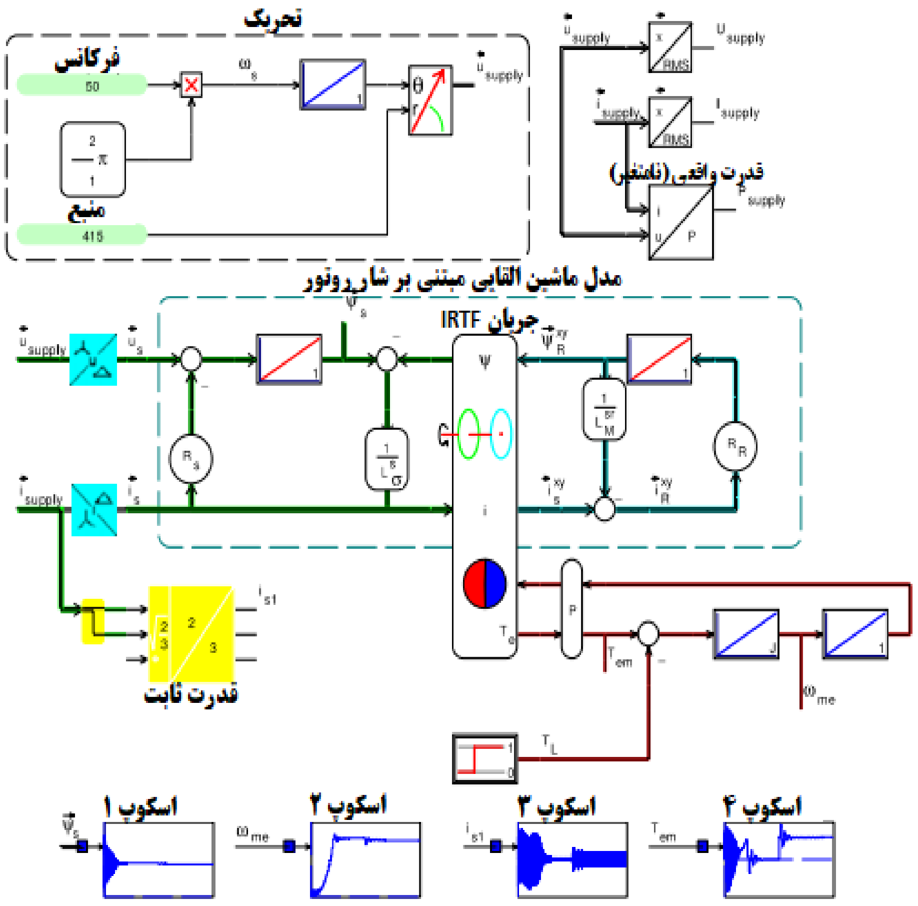
www.takbook.com

۸-۶-۷- مثال شبیه‌سازی ۷: ماشین القایی متصل شده به شبکه

در این بخش یک مدل دینامیکی برای یک ماشـــین القایی ســه فاز با اتصــال مثلث و با اینرسی $J = ۰٫۱ \ kgm^۲$ در نظر گرفته شده است؛ این ماشین قرار است که به یک منبع ولتاژ ۴۱۵ ولتی(ولتاژ موثر خط به خط) با فرکانس ۵۰ هرتز متصل شود. برای این مثال شبیه سازی، یک ماشین با چهار پارامتر و دو جفت قطب در نظر گرفته شــده اســت که دارای اندوکتانس نشــتی جهت‌دار اســتاتور و مجموعه‌ی پارامترهای داده شــده در جدول (۸-۳) اســت. یک مدل شــبیه‌ســازی برای این ماشـــین با منبع تغذیه‌ی مورد نیاز فراهم کنید و نمودارهای مربوط به گشتاور شفت T_e، جریان خط i_l، دامنه شار استاتور $|\vec{\psi}_s|$ و سرعت شفت ω_m را در طی یک دوره‌ی دو ثانیه‌ای رســم نمایید. در ابتدا فرض بر این اســت که ماشــین بدون بار مکانیکی کار می‌کند. با این حال، در زمان $t = ۱ \ s$ باید یک گشتاور پله‌ای برابر با ۱۲۰ نیوتن‌متر (نامی) اعمال شـــود. علاوه بر این، مجموعه‌ای از واحدهای مختلف باید به شبیه سازی اضافه شوند تا بتوان مقدار عددی توان ورودی، مقدار موثر جریان خط I_l و مقدار موثر ولتاژ فاز U_D را نمایش داد.

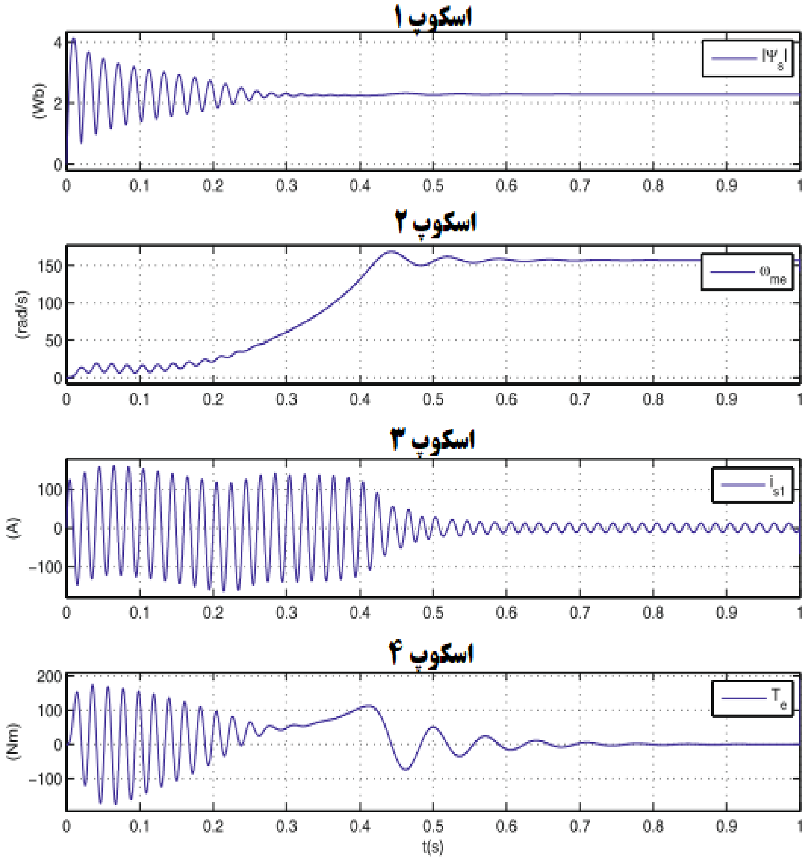
این مثال شبیه سازی را می‌توان با استفاده از مدل کلی ماشین که در شکل (۸-۱۵) نشان داده شده است، پیاده‌سازی کرد؛ لازم به ذکر است که واحد IRTF در این مدل باید توسط یک واحد جفت قطب توسعه پیدا کند. از این واحد جفت قطب می‌توان به راحتی در مدل مربوط به این شبیه سازی که در شکل (۸-۴۶) نشان داده شده است، استفاده کرد. در این مدل شبیه سازی یک تولیدکننده‌ی بردار فضایی نیز نشـان داده شـده اسـت که در خروجی خود یک بردار فضـایی چرخان نامتغیر با توان (با ســـرعت ۳۰۰۰ دور در دقیقه) با دامنه ۴۱۵ ولت تولید می‌کند. توجه داشته باشید که دامنه‌ی بردارهای فضایی نامتغیر با توان، $\sqrt{3}$ برابر مقدار موثر هر یک از سه فاز است. در این مدل، مجموعه‌ای از واحدهای تبدیل به

کار رفته‌اند تا تبدیل ستاره-مثلث را برای $\vec{u}_{supply} \rightarrow \vec{u}_s$ انجام دهند که در آن $\vec{u}_s$، بردار فضایی ولتاژ ورودی برای مدل ماشین است. برعکس، مجموعه‌ای مشابه از واحدهای تبدیل نیز در مدل معرفی شده‌اند تا فرایند تبدیل مثلث- ستاره را برای بردار جریان استاتور یعنی $\vec{i}_s$ انجام دهند. همچنین در شکل (۸-۴۶) مجموعه‌ای از واحدها نشان داده شده‌اند که جریان منبع تغذیه‌ی I_l (مقدار موثر)، مقدار موثر ولتاژ فاز U_D و توان ورودی p_{in} را تولید می‌کنند.



شکل (۸-۴۶): شبیه‌سازی ماشین القایی متصل شده به شبکه

www.takbook.com



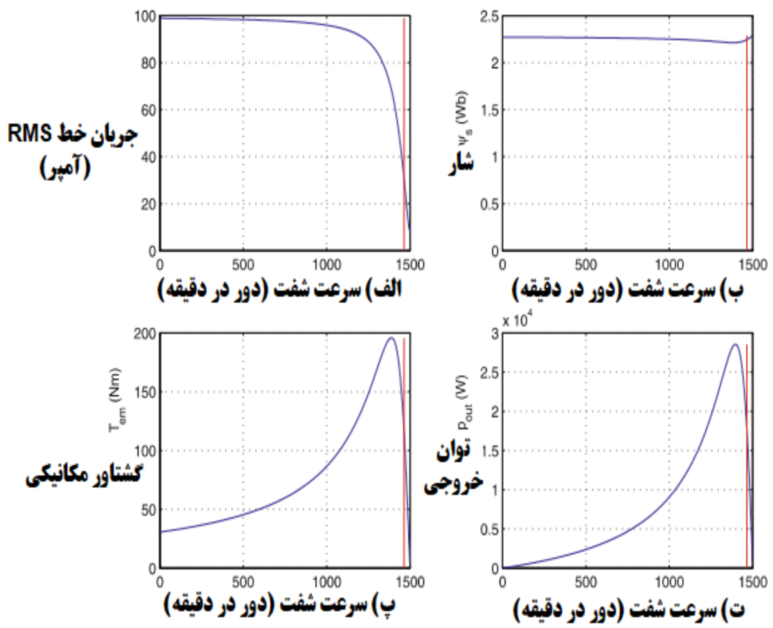
شکل (۸-۴۷): نتایج شبیه‌سازی مربوط به ماشین القایی متصل شده به شبکه

۸-۶-۸- مثال شبیه‌سازی ۸: مشخصه‌های حالت پایدار یک ماشین القایی متصل شده به شبکه

در این مثال شبیه‌سازی به محاسبه‌ی مشخصات حالت پایدار T_e، I_l، ψ_s، P_{out} برای ماشین با اتصال مثلث که در بخش قبلی مورد بحث قرار گرفت، پرداخته می‌شود. یک m-file در نرم‌افزار متلب تهیه کنید که شامل یک تجزیه و تحلیل مبتنی بر فازور برای ماشین مورد نظر باشد؛ لازم به ذکر است که این ماشین همانند مثال قبلی به یک منبع سینوسی سه‌فاز متصل شده است. فرض کنید که

www.takbook.com

فازور ولتاژ ورودی ماشـین ($\underline{u}_s$) فقط دارای مولفه‌ی حقیقی است و با استفاده از رویکرد مطرح شده در بخش (۸-۳-۶) فازور جریان استاتور و گشتاور متناظر را محاسبه کنید. نتایج خود را از طریق مجموعه‌ای از نمودارها نشان دهید که این مجموعه باید شامل منحنی‌های گشتاور مکانیکی T_e، مقدار موثر جریان خط I_l، شار پیوندی $|\underline{\psi}_s|$ و توان خروجی P_{out} باشد (کلیه‌ی منحنی‌ها به عنوان تابعی از سرعت شفت بیان شوند). گستره‌ی سرعت شفت برای رسم نمودارها را به گونه‌ای انتخاب کنید که با تغییر لغزش در محدوده‌ی $s:1 \rightarrow 0$ منطبق باشد.



شکل (۸-۴۸): مشخصه‌های حالت پایدار ماشین القایی ۲۲ کیلوواتی

با در نظر گرفتن مدار معادل ماشین داده شده در شکل (۸-۳۱) می‌توان یک راه حل ممکن برای این مسأله پیدا کرد. مدل مورد نظر از یک اندوکتانس نشتی مبتنی بر استاتور استفاده می‌کند، بنابراین پارامترهای ماشین باید تبدیل شوند (که این موضوع در مثال آموزشی ارائه شده در بخش (۸-۶-۶) بحث شده است).

www.takbook.com

این ماشـــین دارای اتصـــال مثلث اســـت از این رو فازور ولتاژ ورودی به شـــکل $\underline{u}_s = 415\sqrt{3}$ خواهد بود که می‌توان از این مقدار در رابطه‌ی (۸-۳۲) اســـتفاده کرد تا فازور جریان اســـتاتور یعنی $\underline{i}_s$ به دســـت آید. برای یک ماشـــین با اتصـــال مثلث، مقدار موثر جریان خط برابر با $\underline{i}_s$ است (که روش محاسبه‌ی مقدار مربوط به آن در بالا توضیـــح داده شـــد). مقدار گشـــتاور را می‌توان (برای مثال) با کمک رابطه‌ی (۸-۳۳) محاسبه کرد که این رابطه باید به شکل معادل فازوری آن تبدیل شـود. این عبارت نیاز به دسـترسـی به فازور شـار $\underline{\psi}_R$ دارد که مقدار آن با کمک رابطه‌ی (۸-۲۹) (ب) به دست می‌آید.

۸-۶-۹- مثال شبیه‌سازی ۹: ماشین القایی تک‌فاز متصل شده به شبکه

در این مثال شبیه‌سازی یک مدل شبیه‌سازی دینامیکی برای ماشین القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار پیاده‌ســازی می‌شــود؛ این ماشــین به یک منبع ولتاژ ۱۱۰ ولتی (مقدار موثر) با فرکانس ۵۰ هرتز متصـل شـده اسـت. برای این منظور یک ماشـــین نمونه‌ی آزمایشـــگاهی با پارامترهای موجود در جدول (۸-۴) در نظر گرفته شـده و رفتار دینامیکی آن در هنگام راه‌اندازی با جریان خط مورد بررســی قرار می‌گیرد. مطلوب است که گشتاور لحظه‌ای، سرعت شفت و جریان‌های فاز در طول توالی راه‌اندازی موتور بررسی شوند. رهیافت مطرح شده در این‌جا بر اساس مفاهیم مورد بحث در بخش (۸-۵) اســـت که (همان‌طور که مشـــاهده می شـــود) رویکرد کلی‌تری را نسبت به موضوع مدل سازی ماشین‌های تک‌فاز ارائه می‌دهد. این مثال شبیه‌سازی فقط به یک ماشین دارای خازن راه‌انداز محدود می شود اما این مدل را می‌توان به آسانی به ماشین‌های با سیم‌پیچی دو بخشی و دارای خازن راه‌انداز نیز تعمیم داد. در ماشـــین‌های دارای خازن راه‌انداز مقاومت ســـیم‌پیچی کمکی باید به روشی که در مثال شبیه‌سازی قبلی بیان شده است، کنترل شود.

www.takbook.com

جدول (۸-۴): پارامترهای مربوط به ماشین القایی تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار

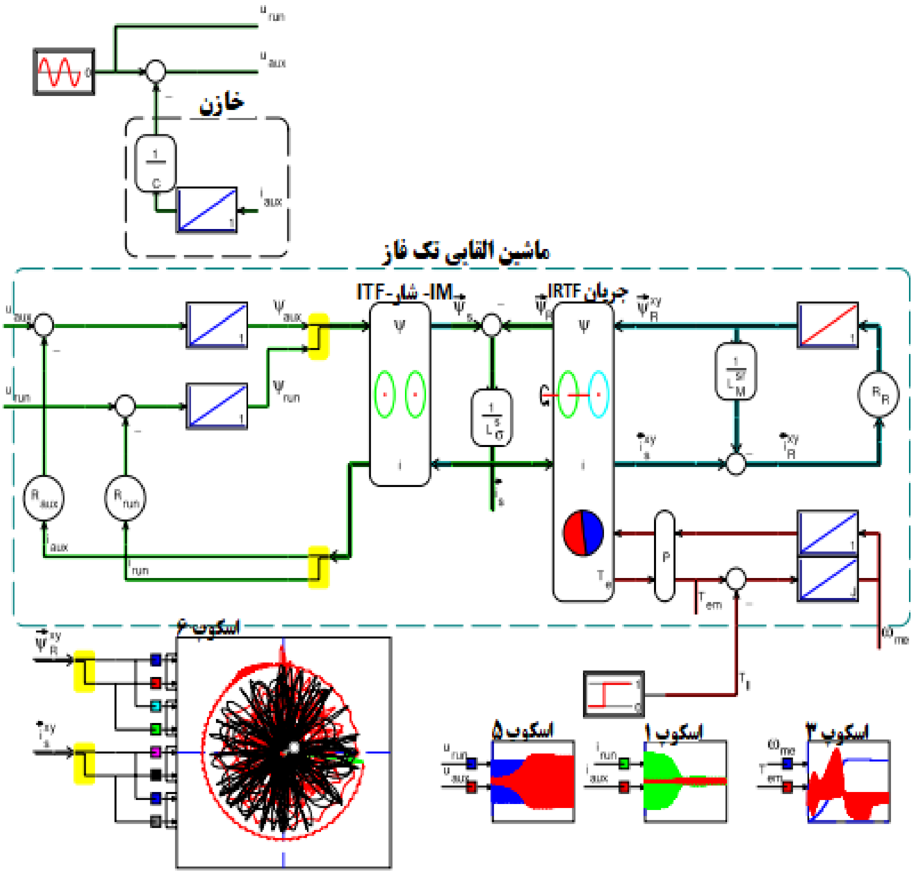
پارامترها	مقدار
اندوکتانس نشتی $(L_{\sigma s})$	۱۲,۸ میلی هانری
مقاومت استاتور (سیم پیچ run) (R_{run})	۲,۰۲ اهم
مقاومت استاتور (سیم پیچ aux) (R_{aux})	۷,۱۴ اهم
مقاومت روتور (R_R)	۳,۸۷ اهم
اندوکتانس مغناطیسی (L_M)	۱۷۱,۸ میلی هانری
نسبت سیم پیچ نامتقارن ITF (k_{aux})	۱,۱۸
اندازه خازن (C)	۳۱,۰ میکروفاراد
اینرسی (J)	$۱۰^{-۴}$ * ۱,۴۶ کیلوگرم در متر مربع
جفت قطب (P)	۲
سرعت اولیه روتور ω_m^{i}	صفر رادیان بر ثانیه

یک نقطه شروع مناسب برای انجام تجزیه و تحلیل ارائه شده در بالا، استفاده از مدل کلی ماشین تک‌فاز نشان داده شده در شکل (۸-۳۵) است که در آن سیم‌پیچی کمکی (برای این مثال) باید از طریق خازن C به سیم‌پیچی اصلی و صل شود. با توجه به این رویکرد، برای پیاده سازی رابطه‌ی (۸-۴۶) باید از یک مجموعه‌ی ا ضافی از واحدهای کلی ا ستفاده شود. مدل مطابق با شکل (۸-۴۹)، واحدهای ITF و IRTF را همان‌طور که مدل کلی ارائه شده‌اند، نشان می‌دهد. در این حالت واحد IRTF با استفاده از واحد بهره‌ی اضافی p توسعه پیدا می‌کند چرا که از یک ماشین چهار قطبی برای این مثال شبیه‌سازی استفاده شده است. هم‌چنین در این شکل یک واحد منبع نیز ن شان داده شده ا ست که از آن برای اعمال یک گشتاور بار پله‌ای به مقدار ۱ نیوتن‌متر در زمان $t = ۱,۵ \ s$ استفاده می‌شود.

به منظور درک نحوه‌ی تولید گشتاور در این ماشین بهتر است که مکان هندسی بردارهای فضایی $\vec{i}_s^{xy}$ و $\vec{\psi}_R^{xy}$ را در طول دوره‌ی شبیه‌سازی در نظر بگیرید. برای تولید نتایج مربوط به شبیه‌سازی از مجموعه‌ای از نوسان‌نماها ا ستفاده شده ا ست و این نتایج با کمک نمودارهای مبتنی بر متلب در شکل (۸-۵۰) نشان داده شده‌اند. این نتایج به وضوح نشان می‌دهند که علاوه بر یک مولفه‌ی گشتاور متوسط، یک مولفه‌ی نوسانی بزرگ نیز در گشتاور وجود دارد که

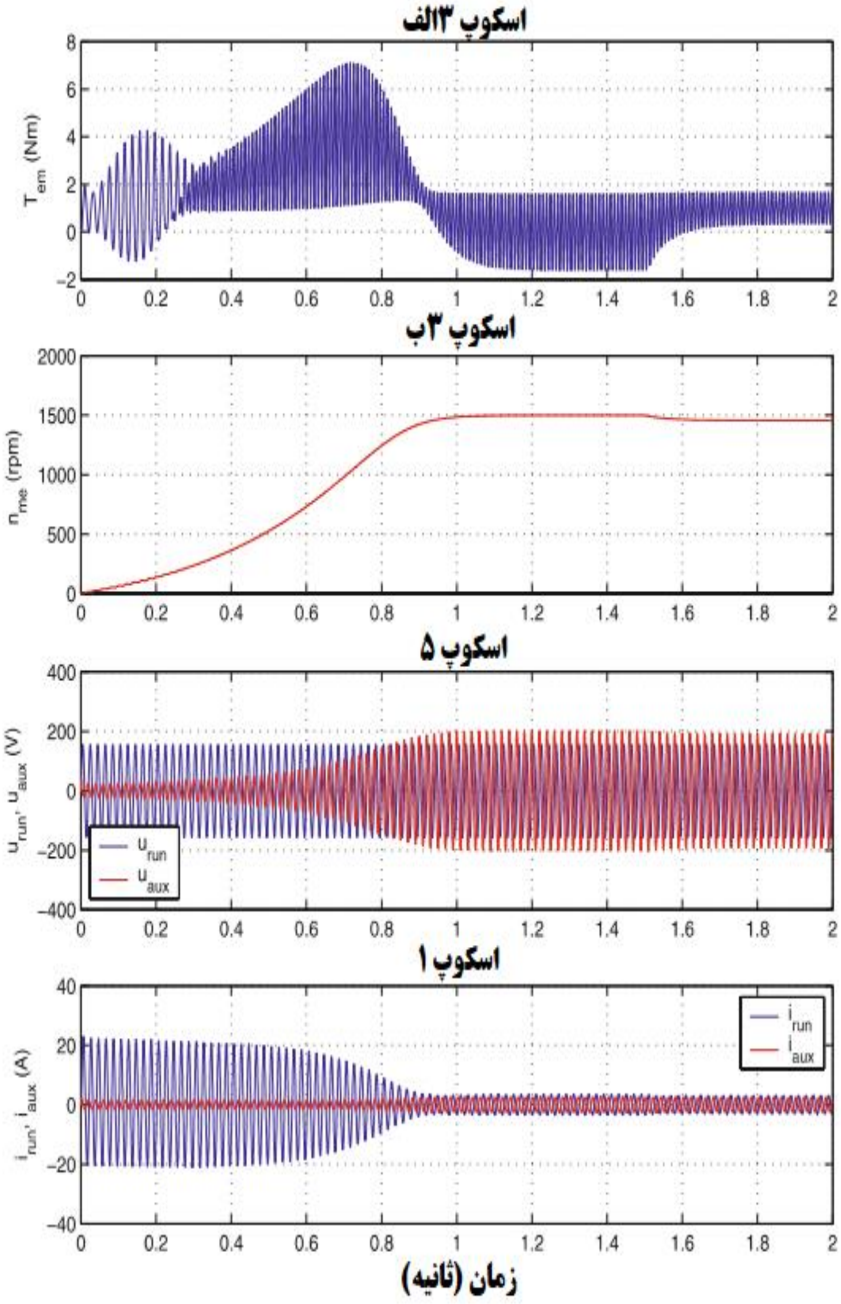
www.takbook.com

(تحت شرایط حالت پایدار) با مقدار گشتاور بار اعمال شده (۱ نیوتون‌متر) مطابقت دارد. همچنین برر سی اثر متقابل بین شار روتور $\vec{\psi}_R^{xy}$ و بردار جریان ا ستاتور $\vec{i}_s^{xy}$ (در مختصات روتور) ماشین نیز آموزنده خواهد بود چرا که گشتاور لحظه‌ای در ما شین تو سط این بردارها تعریف می شود. در نمودار برداری ارائه شده در شکل (۸-۵۱) نشان می‌دهد که رابطه بین بردارهای شار و جریان به هیچ وجه در طول دوره شبیه سازی ثابت نیستند. این نکته به حضور یک مولفه‌ی نو سانی بزرگ در گ شتاور ا شاره دارد که در نتایج مربوط به نو سان‌نمای ۳ (الف) نیز کاملا م شهود است (به شکل (۸-۵۰) نگاه کنید).



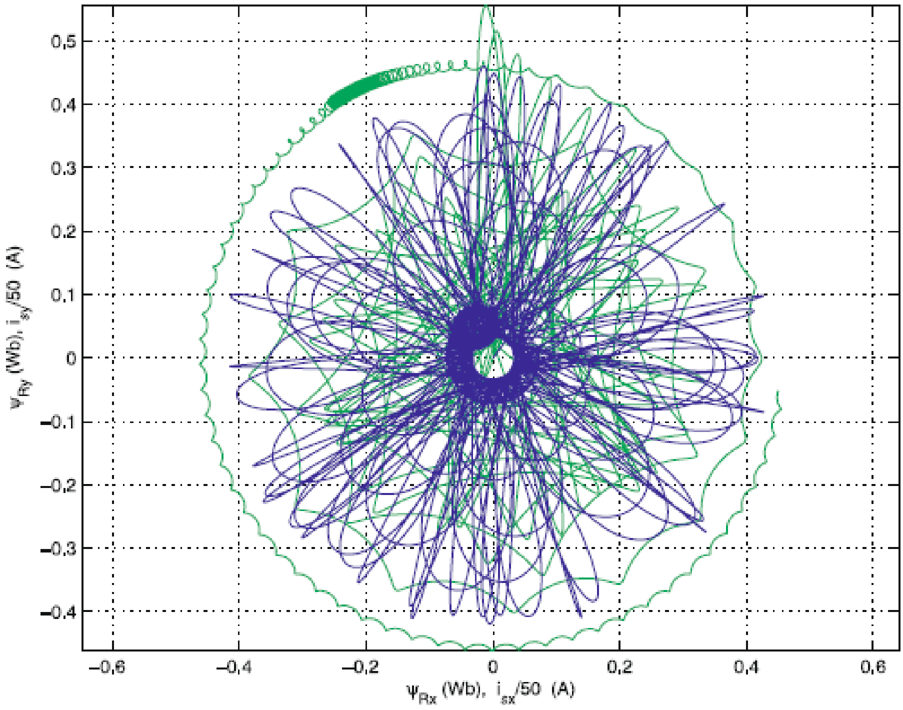
شکل (۸-۴۹): شبیه‌سازی موتور تک‌فاز دارای خازن دائم‌کار

www.takbook.com



شکل (۸-۵۰): نتایج شبیه‌سازی مربوط به راه‌اندازی با جریان خط در یک ماشین القایی تک‌فاز از نوع خازن دائم‌کار

www.takbook.com



شکل (۸-۵۱): نمودار برداری $\vec{\psi}_R^{xy}$ (خط سیر سبز رنگ) و $\vec{i}_s^{xy}/50$ (خط سیر آبی رنگ) مربوط به راه‌اندازی با جریان خط در یک ماشین القایی تک‌فاز از نوع خازن دائم‌کار

www.takbook.com

فصل نهم

کنترل راه‌اندازهای ماشین القایی

در این فصل به مفاهیم کنترلی مربوط به ماشین‌های القایی توجه شده است که می‌توانند برای دستیابی به کنترل مستقل گشتاور و شار این ماشین‌ها در طیف وسیعی از سرعت مورد استفاده قرار گیرند. با رعایت اصول وارون‌سازی مدل ماشین، مدل‌های ماشین معرفی شده در فصل قبل دوباره برای استخراج ساختارهای کنترلی مناسب مورد استفاده قرار می گیرند.

www.takbook.com

در ابتدا مفاهیم مربوط به کنترل V/f کلاسیک با قابلیت عملکرد دینامیکی بسیار محدود مورد بحث قرار خواهد گرفت. در مرحله‌ی بعد، روش‌های کنترل جهت‌دار میدان مورد بحث قرار می‌گیرند که این روش‌ها بر اساس مدل اساسی ارائه شده در بخش (۴-۲-۳) هستند. در این فصل، مدل جامع جهت‌دار میدان (UFO) هم‌چنان نقش اصلی را ایفا خواهد کرد و از این مدل‌ها در رابطه با مدل یک ماشین القایی متصل شده به منبع جریان استفاده خواهد شد. در مرحله‌ی بعد، این مدل با مدل یک ماشین القایی منبع ولتاژ که به یک مبدل کنترل‌شده با جریان متصل شده است، جایگزین می‌شود. سرانجام، به جنبه‌های عملیاتی راه‌اندازها که شامل حداکثر ولتاژ تغذیه و محدودیت‌های جریان هستند، توجه می‌شود. در این زمینه روش‌های تضعیف شار نیز مورد بحث قرار می‌گیرند. در انتهای این فصل نیز مجموعه‌ای از مثال‌های شبیه‌سازی ارائه شده است تا خواننده با مفاهیم ارائه شده در این فصل بیش‌تر آشنا شود.

۹-۱- کنترل نسبت ولتاژ به فرکانس (V/f)

در بسیاری از کاربردها، کنترل دینامیکی گشتاور یا سرعت یک بار مکانیکی متصل به موتور القایی به عنوان یک مسأله‌ی حیاتی در نظر گرفته نمی‌شود. برای چنین کاربردهایی از کنترل کلاسیک نسبت ولتاژ به فرکانس (V/f) استفاده می‌شود و در نتیجه مسأله‌ی کنترل راه‌انداز، بسیار ساده‌تر شده و می‌توان آن را به راحتی در سخت افزار آنالوگ اجرا کرد. بنابراین سخت‌افزارهای آنانوگ قبل از در دسترس بودن سخت‌افزار دیجیتال به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گرفت. مفاهیم اصلی مربوط به کنترل V/f در ادامه‌ی این بخش آورده شده است.

www.takbook.com

در ســاختار راه‌انداز مورد نظر از کنترل جریان حلقه بســته که در فصــل ۳ مورد بررسی قرار گرفت، استفاده نمی‌شود. به جای آن فقط ولتاژ استاتور $\hat{u}_s$ و فرکانس استاتور ω_s به گونه‌ای کنترل می‌شوند که رابطه‌ی زیر برقرار گردد:

$$\psi_s = const. \tag{۹-۱}$$

همان‌طور که قبلا نیز گفته شد، کنترل V/f نسبت به سایر روش‌های کنترلی دارای پویایی کم‌تر است. نبود کنترل جریان در کنترل V/f منجر می شود که این مفهوم راه‌اندازی از مفاهیم کنترلی جهت‌دار میدان پویا که در بخش بعدی این فصل بحث خواهند شد، متمایز گردد. به علاوه، در این بخش نشان داده می شود که حذف کنترل جریان در برخی از کاربردها می‌تواند منجر به ناپایداری شــود. در مباحث مطرح شده در بخش بعدی از یک ماشین دو قطبی استفاده شده است تا نتایج به دست آمده از تجزیه و تحلیل آن به آسانی قابل بررسی باشد.

روابط حالت پایدار برای کنترل V/f

پیش از بررســـی الگوریتم‌ها و مدل‌های کلی مربوط به این نوع کنترل بهتر است که روابط بین گشتاور T_e و شار پیوندی ψ_s و فرکانس زاویه‌ای ω_s در حالت پایدار مورد بررسی قرار گیرند.

برای این منظور از مدل جهت‌دار شار استاتور که در بخش (۸-۳-۴-۲) بحث شد، استفاده می‌شود چرا که برای این مدل می‌توان از یک الگوریتم کنترلی ساده اســتفاده کرد. در این شــرایط، متغیرهای ψ_M و L_M که در شــکل (۸-۲۷) نشــان داده شده‌اند به ترتیب به صورت ψ_s و L_s نوشته می‌شوند. مجموعه روابط متناظر با مدل شار استاتور در شرایط حالت پایدار به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} \tag{۹-۲ الف}$$

www.takbook.com

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \psi_s$$ (۹-۲) (ب)

$$\omega_s \psi_s = \omega_{s1} L_{\sigma R} i_{Rd} + R_R i_{sq} + \omega_m \psi_s$$ (۹-۲) (پ)

$$i_{sd} = \frac{\psi_s}{L_s} + \underbrace{\frac{\omega_{s1} L_{\sigma R} i_{sq}}{R_R}}_{i_{Rd}}$$ (۹-۲) (ت)

$$i_{sq} = \frac{T_e}{\psi_s}$$ (۹-۲) (ث)

با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲) (ت) می‌توان متغیر i_{Rd} را از رابطه‌ی (۹-۲) (پ) حذف کرد. در این صورت داریم:

$$L_{\sigma R} i_{sq} = \frac{\psi_s}{\dfrac{\hat{\omega}_{s1}}{\omega_{s1}} + \dfrac{\omega_{s1}}{\hat{\omega}_{s1}}}$$ (۹-۳)

که در رابطه‌ی فوق $\hat{\omega}_{s1} = R_R / L_{\sigma R}$ و $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m$ هستند. با استفاده از روابط (۹-۳) و (۹-۲) (ث) رابطه‌ی زیر برای گشتاور به دست می‌آید که با نام فرمول Kloss شناخته می‌شود:

$$T_e = \frac{2\hat{T}_e}{\dfrac{\hat{\omega}_{s1}}{\omega_{s1}} + \dfrac{\omega_{s1}}{\hat{\omega}_{s1}}}$$ (۹-۴)

که در رابطه‌ی فوق داریم:

$$\hat{T}_e = \frac{\psi_s^2}{2L_{\sigma R}}$$ (۹-۵)

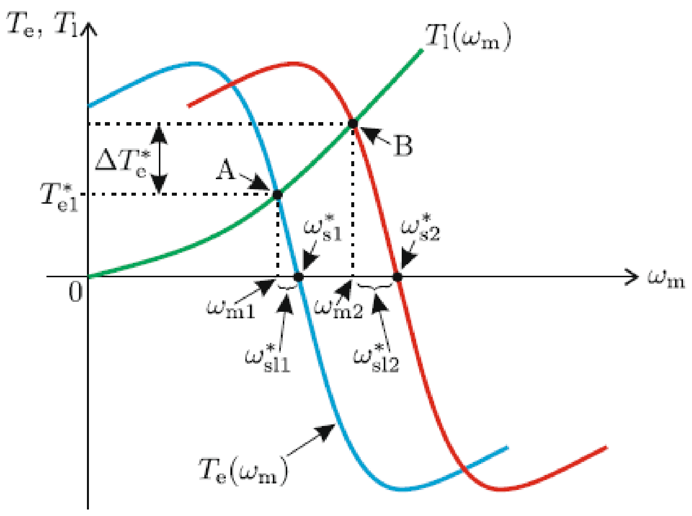
در روابط فوق، $\hat{T}_e$ نشان‌دهنده‌ی گشتاور بیرون کشنده و $\hat{\omega}_{s1}$ نشان‌دهنده‌ی فرکانس لغزشی است که در آن این گشتاور اتفاق می‌افتد. با استفاده از رابطه‌ی

www.takbook.com

(۹-۴) به همراه فرکانس مرجع استاتور یعنی $\omega_s = \omega_{s1}^*$ می‌توان منحنی گشتاور بر حسب سرعت شفت را مطابق شکل (۹-۱) (منحنی آبی رنگ) به دست آورد. طبق رابطه‌ی (۹-۱) وقتی فرکانس ا ستاتور افزایش یابد و شار پیوندی ا ستاتور ($\hat{\psi}_s$) ثابت نگه داشته شود، منحنی دیگری برای مقدار جدید فرکانس مرجع استاتور یعنی ω_{s2}^* طبق شکل (۹-۱) به دست می‌آید که در آن $\omega_{s1}^* < \omega_{s2}^*$ است. توجه کنید که با ثابت نگه‌داشتن شار پیوندی ψ_s، دامنه‌ی گشتاور بیرون کشنده‌ی $\hat{T}_e$ نیز ثابت می‌ماند؛ این موضوع را می‌توان در رابطه‌ی (۹-۵) نیز ملاحظه کرد.

نمونه‌ای از مشخصه‌ی گشتاور بار بر حسب سرعت شفت ($T_l(\omega_m)$) نیز در شکل (۹-۱) آورده شده است تا با استفاده از آن نقطه‌ی کار راه‌انداز در حالت پایدار نشان داده شود؛ این نقطه‌ی کار زمانی به دست می‌آید که گشتاور بار برابر گشتاور تولیدی توسط ماشین شود.

در دو بخش آتی به کنترل‌کننده‌های V/f برای کنترل سرعت و گشتاور پرداخته شده است.



شکل (۹-۱): مفهوم راه‌انداز کلاسیک ولتاژ به فرکانس (V/f)

www.takbook.com

۹-۱-۱- کنترل‌کننده‌ی سرعت ساده با استفاده از الگوریتم V/f

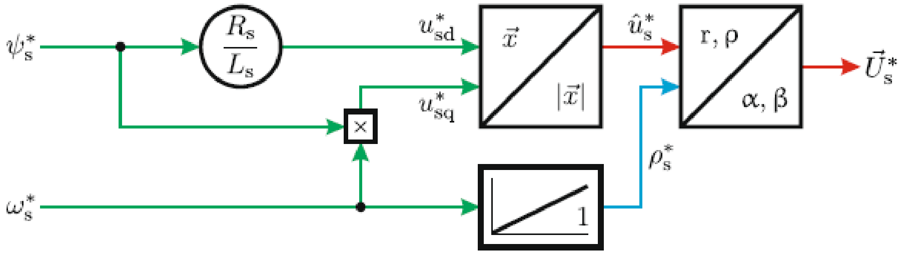
این رویکرد کنترلی بر ا ساس ا ستفاده از مرجع ω_s^* و ثابت نگه‌دا شتن مقدار مربوط به شار پیوندی استاتور (بدون در نظر گرفتن مقاومت استاتور) بنا شده است. دامنه‌ی مربوط به ولتاژ تغذیه‌ی مورد نیاز ($\hat{u}_s$) و زاویه‌ی فاز ρ_s به کمک مجموعه روابط (۹-۲) تعیین می‌شوند. فرکانس استاتور یعنی ω_s به عنوان ورودی کنترل‌کننده در نظر گرفته می‌شود که در این صورت زاویه‌ی فاز برابر با $\rho_s = \omega_s t$ به دست می‌آید. دامنه‌ی ولتاژ مورد نیاز را می‌توان به صورت $\hat{u}_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2}$ نو شت. در اکثر موارد می‌توان از عبارت ن شتی در رابطه‌ی (۹-۲) (ت) صرف نظر کرد؛ در این صورت ولتاژ u_{sd} را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$u_{sd} \simeq \psi_s^* \frac{R_s}{L_s} \quad \text{(۹-۶) (الف)}$$

$$u_{sq} \simeq \omega_s^* \psi_s^* \quad \text{(۹-۶) (ب)}$$

مولفه‌ی ولتاژ متعامد که در رابطه‌ی (۹-۶) (ب) نشان داده شده است، با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲) (ب) و با این فرض به دست می‌آید که عبارت $\omega_s \psi_s$ معمولا از عبارت $R_s i_{sq}$ بزرگ‌تر است. توجه کنید که در اکثر کاربردها شار پیوندی مرجع استاتور با شار پیوندی نامی استاتور برابر در نظر گرفته می‌شود تا از اشباع جلوگیری گردد. با صرف نظر کردن از مقاومت استاتور، عبارت $\frac{u_{sq}}{\omega_s}$ ثابت نگه دا شته می شود که دلیل ا شاره به این نوع کنترل با نام کنترل V/f نیز همین ا ست. نمایش کلی یک کنترل‌کننده‌ی سرعت V/f ساده در شکل (۹-۲) ن شان داده شده است.

www.takbook.com



شکل (۹-۲): ساختار کنترل V/f با فرکانس مرجع استاتور به عنوان ورودی

اگر برای مثال مرجع سرعت در مقدار ω_{s1}^* تنظیم شود، سرعت شفت برای مشخصه‌ی گشتاور بار بر حسب سرعت (که در شکل (۹-۱) نشان داده شده است) در حالت پایدار در مقدار ω_{m1} قرار می‌گیرد. لازم به ذکر اســـت که در این نوع کنترل‌کننده نیازی به استفاده از حسگر سرعت شفت نیست که این موضوع در مواردی که امکان اســـتفاده از چنین حســـگرهایی نیســـت، یک مزیت به حســـاب می‌آید. سرعت واقعی ماشین با سرعت مرجع متفاوت است و مقدار این اختلاف با فرکانس لغزش تناسب دارد؛ اختلاف بین این دو سرعت از آن‌جایی ناشی می‌شود که کنترل‌کننده این فرکانس را محاسبه نمی‌کند.

نتایج مربوط به مثال شبیه‌سازی

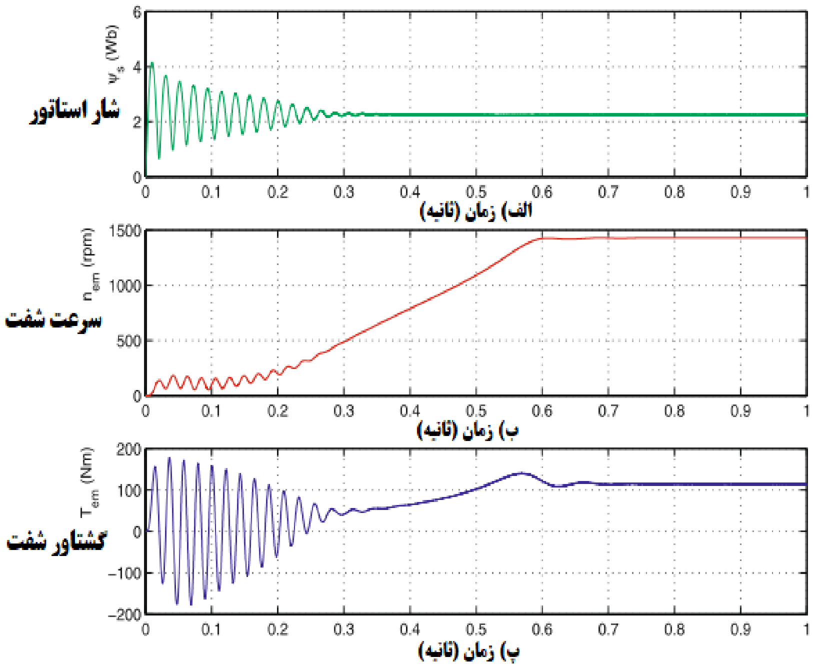
نمونه‌ای از یک راه‌انداز که از مفهوم کنترلی نشان داده شده در شکل (۹-۲) استفاده می‌کند، در مثال شبیه سازی (۹-۷-۲) آورده شده است. همانند فصل قبل، در این مثال نیز از یک ماشـــین ۲۲ کیلوواتی با اتصـــال مثلث اســـتفاده شـــده است. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از این شبیه سازی در شکل (۹-۳) آورده شده است. این شکل دامنه‌ی شار پیوندی استاتور $|\vec{\psi}_s|$، سرعت شفت و گشتاور شـــفت را به صـــورت تابعی از زمان نشـــان می‌دهد. مرجع شـــار پیوندی در مقدار $\psi_s^* = 2.29\,\text{Wb}$ تنظیم شده است که این مقدار برابر با شار پیوندی استاتور نامی برای این ماشین است. فرکانس مرجع استاتور که بر حسب سرعت مرجع بیان

www.takbook.com

می‌شـــود در مقدار $n_m^* = 1465\,rpm$ تنظیم شـــده اســـت. گشـــتاور بار طبق یک رابطه‌ی درجه‌ی دو از ســـرعت شـفت پیروی می‌کند به صـورتی که گشـتاور نامی $T_1^{nom} = 120\,Nm$ در ســـرعت نامی $n_m^{nom} = 1465\,rpm$ اتفاق می‌افتد. با توجه به نتایج داده شده در شکل (۹-۳) می‌توان مشاهده کرد که با مقادیر در نظر گرفته شده برای ورودی کنترل‌کننده، سرعت شفت و دامنه‌ی شار پیوندی استاتور در حالت پایدار در محدوده‌ی قابل قبولی هســتند. سـرعت شـفت در حالت پایدار در مقدار کم‌تری از مرجع کنترل‌کننده قرار خواهد گرفت چرا که اختلاف بین تنظیمات مربوط به این دو سرعت با فرکانس لغزش متناسب است. برای دریافت جزئیات بیش‌تر از شـــبیه‌ســـازی می‌توانید به مثال شـــبیه‌ســـازی بخش (۹-۷-۱) مراجعه کنید.

لازم به ذکر اســـت که این کنترل‌کننده به شـــکل کنونی آن قادر نیســـت که حفظ جریان‌های اســـتاتور در محدودیت‌های مشـــخص شـــده را تضـــمین کند. این موضـــوع باید در یک راه‌انداز عملی مورد توجه قرار گیرد چرا که تغییرات مرجع فرکانس اســـتاتور می‌تواند منجر به انحرافات بزرگی در جریان شـــود. ماهیت این کنترل را می‌توان با کنترل مربوط به یک ماشین DC متصل شـــده به منبـــع ولتـــاژ مقایسه کرد. این موضوع را می‌توان با استفاده از مدل داده شده در شکل (۵-۵) که در آن منبع جریان با یک منبع ولتاژ جایگزین شـده اسـت، نشـان داد؛ می‌توان مشاهده کرد که این مدل، مشابه مدل متعامد مربوط به ماشین جهت‌دار شار استاتور در شکل (۸-۲۷) است. با توجه به این مدل متعامد می‌توان مشاهده کرد که یک تغییر پله‌ای در فرکانس ω_s منجر به یک تغییر پله‌ای در u_{sq} می‌شود که این نیز جریان i_{sq} را تغییر می‌دهد. به منظور جلوگیری از تغییرات بزرگ در جریان باید ورودی فرکانس مرجع استاتور به کنترل‌کننده محدود شود.

www.takbook.com

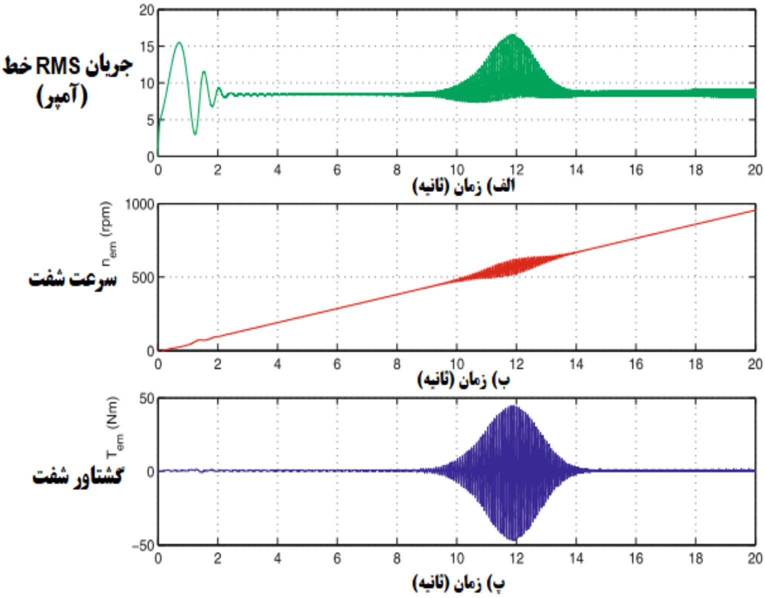


شکل (۹-۳): ماشین ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث و با راه‌اندازی توسط کنترل‌کننده‌ی V/f ساده‌شده

در قسمت دوم مثال آموزشی داده شده در بخش (۹-۷-۱) نمونه‌ای از یک بهربرداری مورد بحث قرار گرفته است که در آن فرکانس استاتور با شیب ثابت $d\omega_s^*/dt = 10\,rad/s^2$ افزایش پیدا می‌کند. بررسی این مورد می‌تواند بسیار آموزنده باشد چرا که راه‌اندازهای مبتنی بر کنترل‌کننده‌ی V/f که در این بخش در مورد آن‌ها بحث شد، ممکن است تحت شرایط خاصی دچار ناپایداری شوند. برای نشان دادن این پدیده از یک گشتاور بار مستطیلی شکل با دامنه‌ی ۰٫۲ Nm و فرکانس ۴ هرتز در مثال شبیه‌سازی بخش (۹-۷-۲) استفاده شده است. نمونه‌ای از نتایج عددی مربوط به این شبیه‌سازی در شکل (۹-۴) نشان داده شده است. این نتایج، رفتار راه‌انداز را در طول یک فاصله‌ی زمانی ۲۰ ثانیه‌ای نشان می‌دهد که در آن سرعت شفت از حالت سکون تا مقداری تقریبا برابر با ۱۰۰۰ دور در دقیقه افزایش پیدا می‌کند. مقاومت در نظر گرفته شده برای روتور از مقدار

www.takbook.com

نامی محا سبه شده تو سط اطلاعات پلاک ما شین ۱۰ در صد کم‌تر ا ست تا بتوان این پدیده‌ی تشدید را بهتر نشان داد.



شکل (۹-۴): ماشین ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث که توسط یک کنترل‌کننده‌ی V/f ساده‌شده راه‌اندازی شده است (این ماشین دچار ناپایداری گردیده است)

با توجه به نتایج نشان داده شده می‌توان مشاهده کرد که ناپایداری راه‌انداز در سرعت شفت تقریبا برابر با ۵۸۰ دور در دقیقه اتفاق می‌افتد و این ناپایداری، جریان‌های ا ستاتور و گ شتاور را به شدت تحت تاثیر قرار می‌دهد. باید توجه کرد که وقتی ما شین با مقاومت روتور نامی بهره‌برداری شود، این ناپایداری نیز کاهش پیدا می‌کند. با این حال، نتایج به دست آمده ثابت می‌کنند که ماشین‌های القایی‌ای که (به صورت حلقه باز) در فر کانس های پایین و متوسط مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند ممکن است دچار ناپایداری شوند. تولیدکنندگان راه‌انداز از نوع V/f معمولا اقدامات پیشگیرانه‌ای انجام می‌دهند تا سرعت‌های بهره‌برداری

www.takbook.com

را در شـــرایط ناپایداری کم‌تر کنند. تاکید می‌شـــود که ناپایداری به شـــرایط بهره‌برداری بستگی دارد و در ترکیب خاصی از پارامترهای ماشین اتفاق می‌افتد که این موضـــوع را می‌توان در شـــکل (۹-۴) نیز مشـــاهده کرد. باید توجه کرد که اجرای شبیه سازی بدون اعمال اغتشاش در گشتاور بار منجر به نتایجی می شود که اثر ناپایداری در آن‌ها معلوم نیست.

۹-۱-۲- کنترل‌کننده‌ی گشتاور V/f با حسگر سرعت شفت

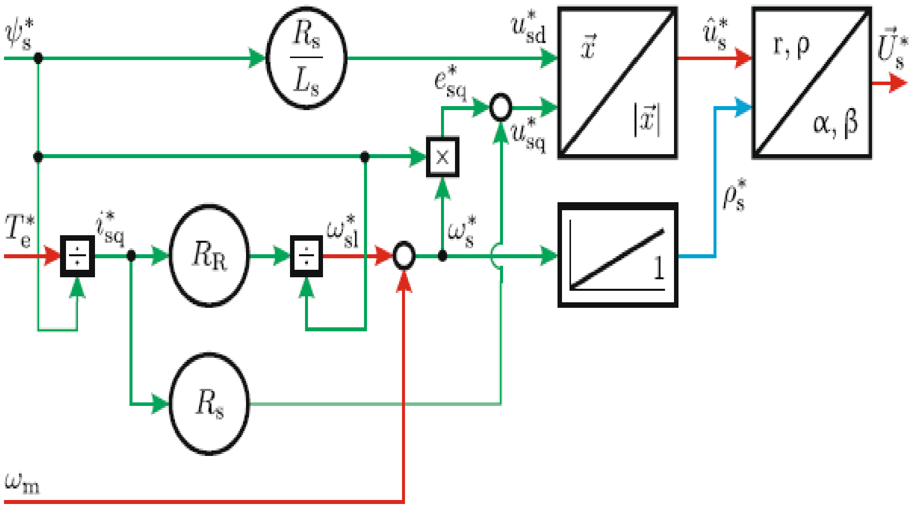
برای راه‌اندازهایی که به سرعت شفت اندازه‌گیری شده یا برآورد شده‌ی ω_m دسترسی دارند می‌توان یک کنترل گشتاور V/f پیاده‌سازی کرد. این کنترل‌کننده از یک مرجع گشـــتاور (T_e^*) و یک مرجع شـــار پیوندی (ψ_s^*) به عنوان ورودی اســـتفاده می‌کند. مدل کلی کنترل‌کننده‌ی گشـــتاور V/f را می‌توان با اســـتفاده از رویکرد مطرح شـــده در بخش قبلی اســـتخراج کرد. دامنه‌ی ولتاژ مورد نیاز یعنی $\hat{u}_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2}$ با استفاده از مدل جهت‌دار شار استاتور که در بخش (۸-۳-۴-۲) بحث شد، به دست می‌آید. در این مورد، ورودی کنترل فرکانس استاتور توسط گشتاور مرجع T_e^* جایگزین می شود. در این صورت فرکانس استاتور ω_s^* باید با استفاده از سرعت شفت اندازه‌گیری شده یا برآورد شده‌ی ω_m محاسبه شود. ورودی مربوط به کنترل شـــار اســـتاتور ψ_s^* بدون تغییر باقی می‌ماند و ولتاژ محور مستقیم به کمک مجموعه روابط (۹-۶) محاسبه می شود. مرجع فرکانس استاتور را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی $\omega_s^* = \omega_{s1}^* + \omega_m$ محاسبه کرد که در آن از متغیر مربوط به فرکانس لغزش یعنی ω_{s1}^* اســـتفاده شـــده اســـت. این فرکانس لغزش را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲) (پ) به دست آورد که در آن فرض می شود

www.takbook.com

که جمله‌ی شامل اندوکتانس نشتی $L_{\sigma r}$ در مقایسه با سایر عبارت‌ها به اندازه‌ی کافی کوچک است. در این شرایط فرکانس لغزش به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\omega_{s1}^{*} \simeq \frac{R_R i_{sq}^{*}}{\psi_s^{*}} \qquad (۷-۹)$$

متغیر مربوط به جریان متعامد i_{sq} را که در رابطه‌ی (۹-۷) ظاهر شده است، می‌توان به کمک رابطه‌ی (۹-۲) (ث) و با در نظر گرفتن $\psi_s = \psi_s^{*}$ و $T_e = T_e^{*}$ محاسبه کرد. متغیر مربوط به ولتاژ متعامد u_{sq} نیز به آسانی با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲) (ب) محاسبه می‌شود. مدل کلی به دست آمده از روابط (۹-۲) و (۹-۷) در شکل (۹-۵) نشان داده شده است. این مدل شامل واحدی است که اندازه‌ی بردار $\vec{u}_s^{dq}$ را تعیین می‌کند و هم‌چنین یک واحد تبدیل مختصات قطبی به کارتزین نیز بردار مرجع ولتاژ استاتور را با استفاده از متغیرهای $\hat{u}_s^{*}$ و ρ_s^{*} به دست می‌آورد. زاویه‌ی ρ_s^{*} با گرفتن انتگرال از فرکانس مرجع محاسبه شده برای استاتور (ω_s^{*}) محاسبه می‌شود.



شکل (۹-۵): ساختار کنترل V/f با ورودی سرعت شفت

www.takbook.com

برای سرعت‌های شفت $\omega_m \gg \omega_{s1}^{nom}$ که در آن ω_{s1}^{nom} نشان دهنده‌ی فرکانس لغزش نامی اســـت، دامنه‌ی ولتاژ $\hat{u}_s^*$ عمدتاً توســـط نیروی ضـــد محرکه‌ی $e_{sq}^* = \psi_s^* \omega_s^*$ تعیین می‌شـــود. در فرکانس های پایین اســـتاتور، عبارت های کنترل‌کننده‌ی u_{sd}^* و $R_s i_{sq}^*$ در مقایســـه با عبارت e_{sq}^* برتری بیش‌تری پیدا می‌کنند که این موضوع سبب می شود که در این ناحیه‌ی کاری، تابع $\hat{u}_s^*(\omega_s^*)$ از مشـــخصـــه‌ی $e_{sq}^*(\omega_s^*)$ انحراف پیدا کند. ناحیه‌ی کاری مذکور با عنوان ناحیه‌ی تقویت ولتاژ ســـرعت پایین شـــناخته می‌شـــود و در جبران‌ســـازی افت ولتاژ روی مقاومت استاتور تاثیر گذار است.

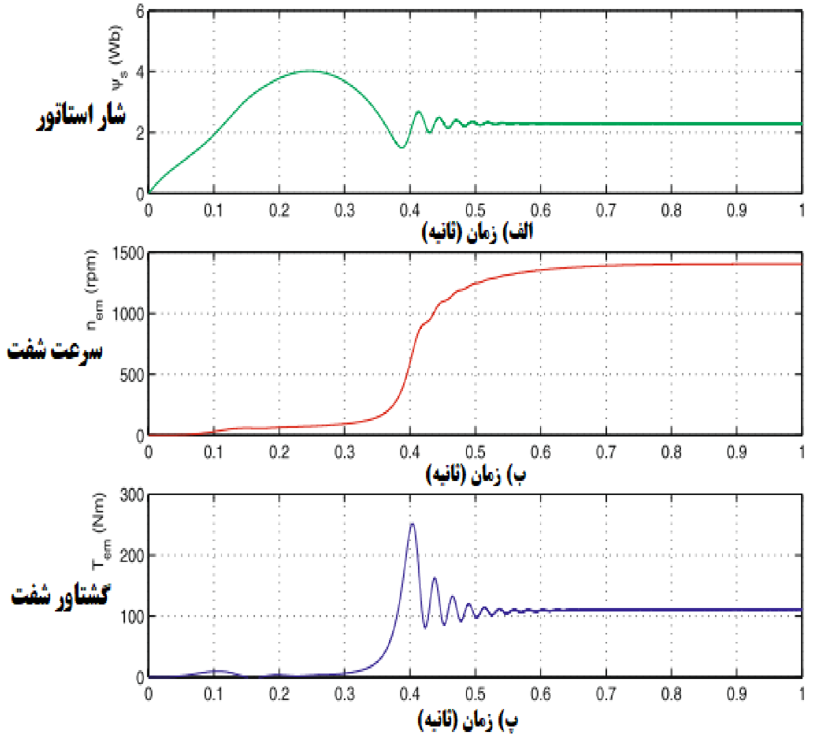
در شـــکل (۹-۱) و در نقطه‌ی A، ماشـــین با ســـرعت شـــفت ω_{m1} بهره‌برداری می‌شود و گشتاوری برابر با $T_e = T_1$ را تولید می‌کند و فرض می‌شود که این مقدار با گشـــتاور مرجع واحد کنترل یعنی T_{e1}^* برابر اســـت. در این صـــورت وظیفه‌ی کنترل‌کننده به تعیین مرجع فرکانس لغزش مورد نیاز یعنی ω_{sl1}^* (برای یک مقدار مشـــخص مرجع شـــار پیوندی ψ_s^*) کاهش پیدا می‌کند که فرکانس مرجع ω_{sl1}^* به همراه سرعت شفت اندازه‌گیری شده، فرکانس مربوط به شار پیوندی استاتور مورد نیاز یعنی ω_{s1}^* را تولید می‌کنند. اگر یک پله‌ی گشـــتاور مرجع به بزرگی ΔT_e^* اعمال شود، کنترل‌کننده مرجع جدیدی برای فرکانس لغزش تعیین می‌کند (ω_{sl2}^*) که این موضوع منجر به اصلاح فرکانس استاتور در مقدار ω_{s2}^* می شود که این فرایند در شکل (۹-۱) نیز نشان داده شده است. افزایش گشتاور اعمالی به شفت ماشـــین در حالت پایدار منجر به شـــتاب گرفتن ماشـــین می‌شـــود و این افزایش ســـرعت تا جایی ادامه پیدا می‌کند که نقطه‌ی بهره‌برداری به نقطه‌ی B برســـد. مرجع فرکانس استاتور در این نقطه برابر با ω_{s3}^* است.

www.takbook.com

نتایج مربوط به مثال شبیه‌سازی

در مثال شـــبیه‌ســازی (۹-۷-۲) نمونه‌ای از این نوع راه‌انداز که در آن همانند قبل از ما شین ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث ا ستفاده می شود، شبیه سازی شده است. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از این شبیه‌سازی در شکل (۹-۶) آمده است که در آن دامنه‌ی شــار پیوندی اســتاتور $|\vec{\psi}_s|$، ســرعت شــفت و گشــتاور شــفت به صـــورت تابعی از زمان نشـــان داده شـــده‌اند. مرجع شـــار پیوندی در مقدار $\psi_s^* = 2.29\,\text{Wb}$ تنظیم شده ا ست که در واقع همان شار پیوندی ا ستاتور نامی برای این ماشـــین اســـت. مرجع گشـــتاور شـــفت برای کنترل‌کننده نیز در مقدار $T_e^* = 120\,\text{Nm}$ تنظیم گردیده ا ست. با توجه به نتایج داده شده در شکل (۹-۶) می‌توان مشـــاهده کرد که با تنظیم ورودی کنترل‌کننده در مقادیر گفته شـــده، گشتاور شفت و دامنه‌ی شار پیوندی ا ستاتور در حالت پایدار در محدوده‌ی قابل قبول قرار گرفته‌اند. برای کسب جزییات بیش‌تر در خصوص شبیه‌سازی می‌توانید به مثال شـــبیه‌ســـازی ارائه شـــده در بخش (۹-۷-۲) مراجعه کنید. توجه کنید که کنترل‌کننده‌ی گشـــتاور V/f، گشـــتاور و شـــار پیوندی را تحت شـــرایط گذرا از هم تفکیک نمی‌کند. تبدیل انرژی از حالت مغناطیسی به مکانیکی و بالعکس منجر به ایجاد نوساناتی در طول حالت گذرا می‌شود.

www.takbook.com



شکل (۹-۶): ماشین ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث که توسط راه‌انداز مبتنی بر کنترل V/f و حسگر سرعت شفت راه‌اندازی شده است.

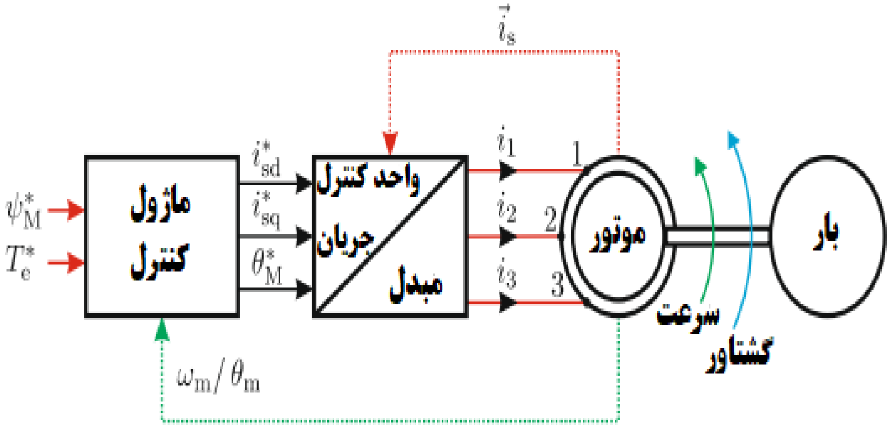
۹-۲- کنترل جهت‌دار میدان

ظهور پردازنده‌های سیگنال دیجیتال با عملکرد بالا و قیمتی مقرون به صرفه منجر به سهولت استفاده از کنترل جهت‌دار میدان در کاربردهای مربوط به ماشین‌های القایی شده است.

کنترل جهت‌دار میدان این امکان را فراهم می‌سازد که گشتاور و شار پیوندی در شرایط گذرا به صورت مستقل و مجزا از هم کنترل شوند. به منظور فراهم کردن چنین تفکیکی، در طراحی کنترل‌کننده از رویکرد وارون‌سازی مدل که در

www.takbook.com

ف صل‌های قبلی برای ما شین DC و سنکرون معرفی شد، ا ستفاده می شود. در ساختار راه‌انداز همان‌طور که در شکل (۹-۷) ن شان داده شده ا ست، یک واحد کنترل برداری وجود دارد که مجموعه‌ای از سیگنال‌های مرجع را برای استفاده در بهره‌برداری ماشین القایی توسط کنترل‌کننده‌ی جریان تولید می‌کند. روش‌های کنترل جریان که در فصل ۳ مطرح شدند، به طور مستقیم در مثال‌ها و کاربردهای بحث شده در این بخش نیز قابل استفاده هستند.



شکل (۹-۷): ساختار مربوط به راه‌اندازی با کنترل جهت‌دار میدان

در ابتدا به مفاهیم پایه‌ای مربوط به این نوع کنترل پرداخته می شود که با این کار می‌توان واحدهای کنترل برداری مختلفی را به طور دقیق پیاده‌سازی کرد؛ این پیاده سازی با ا ستفاده از کنترل جهت‌دار میدان م ستقیم و غیر م ستقیم صورت می‌پذیرد. در ادامه‌ی این بخش، واحد کنترل برداری با ما شین القایی کنترل شده با جریان یکپارچه شده و با استفاده از روش‌های کنترل جریان که در بخش ۳ ارائه شدند، مورد آزمایش قرار می‌گیرد. مثال‌های شبیه‌سازی مرتبط با این مباحث نیز در انتهای همین فصل گنجانده شده‌اند.

www.takbook.com

۹-۲-۱- اصول مربوط به کنترل‌کننده

کنترل گشتاور

بهتر است که ابتدا مدل کلی و نمادین جهت‌دار شار روتور در نظر گرفته شود؛ این مدل در شکل (۸-۲۴) نشان داده شده است. مدل‌های ماشین مستقیم و متعامد نقش اساسی را در درک اصول پایه‌ای مربوط به کنترل گشتاور ایفا می‌کنند؛ با داشتن چنین درکی می‌توان به یک کنترل گشتاور دقیق دست یافت که در آن شار پیوندی مغناطیس‌کننده از سایر متغیرها تفکیک شده است. با توجه به مدل محور مستقیم می‌توان مشاهده کرد که کنترل جریان محور مستقیم (i_{sd}) کنترل مستقیم شار پیوندی مغناطیس‌کننده‌ی ψ_M را فراهم می‌کند. ثابت زمانی مربوط به تغییرات این شار پیوندی برابر با L_M/R_R است. بنابراین اگر مقدار i_{sd} ثابت باشد، مقدار شار پیوندی روتور و مقدار e_{sd} نیز ثابت خواهند بود؛ لازم به ذکر است که در چنین شرایطی مقدار e_{sd} برابر صفر می‌شود. کنترل گشتاور با استفاده از مولفه‌ی متعامد جریان استاتور یعنی i_{sq} صورت می‌پذیرد چرا که این جریان می‌تواند تغییر کند بدون این‌که روی شار پیوندی ψ_M اثر داشته باشد. برای مثال اگر مقدار i_{sq} مطابق با رابطه‌ی زیر تغییر کند یک گشتاور پله‌ای با شار پیوندی مغناطیس‌کننده‌ی ثابت ψ_M حاصل می‌شود:

$$i_{sq} = \frac{T_e}{\psi_M} \tag{۹-۸}$$

بنابراین مقدار مورد نیاز برای i_{sq} با مقدار مشخصی از گشتاور و شار پیوندی متناظر است.

با توجه به مدل متعامد نشان داده شده در شکل (۸-۲۴) می‌توان مشاهده کرد که این تغییر جریان با یک تغییر ولتاژ در دو سر مقاومت روتور (R_R) مرتبط

www.takbook.com

است. این تغییر ولتاژ باید با حاصل ضرب فرکانس لغزش $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_m$ در شار پیوندی مغناطیس‌کننده‌ی ψ_M برابر باشد. از آن‌جایی که شار پیوندی و سرعت شفت نمی‌توانند به صورت آنی تغییر کنند لازم است که یک افزایش پله‌ای در فرکانس لغزش رخ دهد. این افزایش پله‌ای را می‌توان با استفاده از یک افزایش در ولتاژ القا شده‌ی روتور ایجاد کرد. افزایش ولتاژ القا شده در روتور نیز منجر به جریان روتور (i_{rq}) بزرگ‌تر می شود که این جریان با جریان متعامد جدید استاتور برابر خواهد بود. بنابراین تنها متغیری که (به جز i_{sq} و i_{rq}) باید به صورت آنی تغییر کند، فرکانس استاتور ω_s است. به علاوه، تغییر مورد نیاز برای فرکانس استاتور باید دقیق باشد تا شرایط ذکر شده در رابطه‌ی (۹-۹) همواره برقرار گردد.

$$(\omega_s - \omega_m)\psi_M = R_R i_{sq} \tag{۹-۹}$$

رابطه‌ی فوق مستقیماً با اعمال قانون ولتاژ کیرشهف به مدل متعامد نشان داده شده در شکل (۸-۵) به دست آمده است.

با توجه به مطالب مطرح شده در بخش قبل واضح است که کنترل‌کننده‌ی جریان باید قادر به تحویل جریان‌های مستقیم و متعامد مورد نیاز ماشین باشد. از این جریان‌ها نیز می‌توان به عنوان ورودی در یک مبدل سه‌فاز کنترل‌شده با جریان که در فصل ۳ بحث شد، استفاده کرد.

محاسبه‌ی جهت‌گیری میدان (CFO)

همان‌طور که قبلا نیز اشاره شد، کنترل گشتاور با کنترل مجزای جریان‌های مستقیم و متعامد قابل دستیابی است. واضح است که مختصات مرجع dq برای کنترل‌کننده باید با مختصات dq سنکرون تشکیل شده توسط بردارهای $\vec{\psi}_M$ و $\vec{e}_M = j\omega_s\vec{\psi}_M$ هم‌جهت شود. هر دو سیستم به ترتیب با زاویه‌ی θ_M و θ_M^c در

www.takbook.com

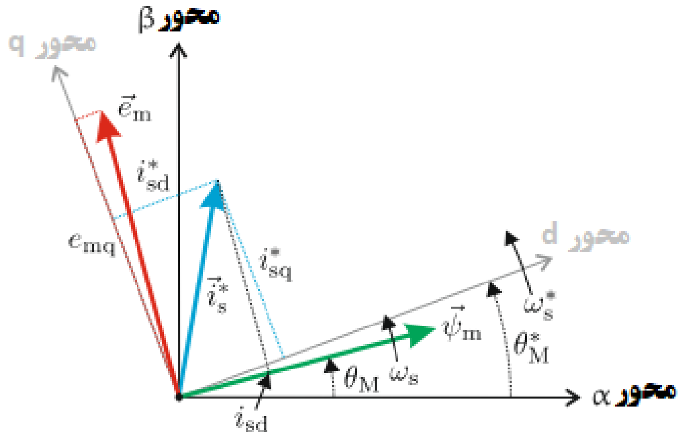
حال چرخش هستند. دو روش برای تعیین زاویه‌ی θ_M^c توسط کنترل‌کننده وجود دارد که به شرح ذیل هستند:

- ✓ کنترل جهت‌دار میدان مستقیم (DFO) که زاویه‌ی θ_M^c را با استفاده از بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ یا بردار ولتاژ $\vec{e}_M$ تخمین می‌زند. این کار را می‌توان با استفاده از حسگرهایی در ماشین یا یک مشاهده‌گر انجام داد؛ مشاهده‌گر از کمیت‌های الکتریکی که در ترمینال‌های ماشین اندازه‌گیری شده‌اند، استفاده می‌کند. رهیافت کنترلی بدون حسگر عمدتاً به بهره‌برداری‌هایی گفته می‌شود که در آن ماشین از حسگرهای موقعیت مکانیکی استفاده نمی‌کند.
- ✓ کنترل جهت‌دار میدان غیر مستقیم (IFO) که از حسگرهای مکانیکی برای اندازه‌گیری زاویه‌ی شفت Θ_m (کدگذار موقعیت) یا از انتگرال‌گیری سرعت شفت اندازه‌گیری شده یعنی Ω_m (دور سنج الکتریکی) استفاده می‌کند.

هرچند که ممکن است مختصات مرجع کنترل‌کننده و مختصات مرجع موتور طبق شکل (۹-۸) به درستی جهت‌دهی نشوند. این غیر هم‌محور بودن منجر به ایجاد خطای $\Delta\theta_M = \theta_M^c - \theta_M$ بین مقادیر مرجع و مقادیر واقعی جریان می شود که این موضوع نیز روی سطح گشتاور و شار پیوندی مغناطیس‌کننده‌ی ماشین اثر می‌گذارد. در این مورد، سطح شار پیوندی مغناطیس‌کننده که ماشین در حالت پایدار تولید می‌کند برابر $\psi_M = L_M i_{sd}$ خواهد بود که از مقدار مورد نیاز $\psi_M^* = L_M i_{sd}^*$ کم‌تر است (چرا که $i_{sd} < i_{sd}^*$ است). به علاوه، i_{sq} واقعی نیز قدری از مقدار مرجع بیش‌تر است هر چند که در این مورد گشتاور تولید شده تو سط ماشین از مقدار T_e^* کم‌تر خواهد بود چرا که سطح مغناطیس‌کنندگی ماشین

www.takbook.com

کم‌تر است ($T_e = i_{sq}\psi_M$). بنابراین از غیر هم‌محور بودن سیستم مختصات باید تا حد زیادی جلوگیری کرد.



شکل (۹-۸): نمودار بردار فضایی dq برای موتور و کنترل‌کننده تحت شرایط غیر هم‌محوری

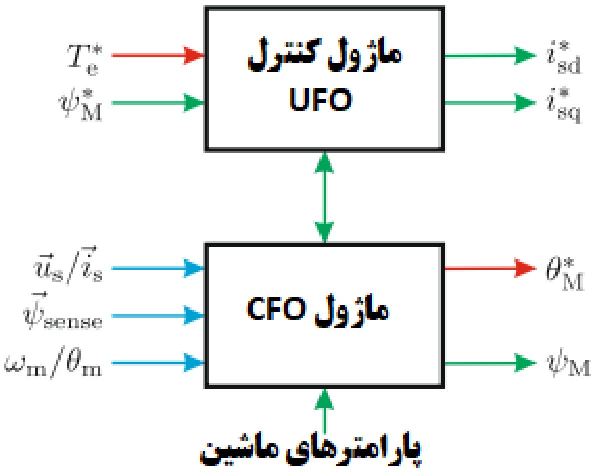
۹-۲-۲- ساختار کنترل‌کننده

در بخش قبلی ا صول پایه‌ای مربوط به کنترل‌کننده بر ا ساس یک مدل بدون اندوکتانس‌های نشـــتی مطرح شـــد. در این بخش، اندوکتانس‌های نشـــتی نیز در مدل‌سازی در نظر گرفته می‌شوند. از یک مدل جهت‌دار میدان جامع (UFO) برای تو سعه‌ی مفاهیم مربوط به یک کنترل‌کننده‌ی تعمیم‌یافته ا ستفاده می شود؛ این مدل جامع مطابق با مباحث مطرح شده در بخش (۸-۳-۴) است.

مفهوم مربوط به این کنترل‌کننده در شکل (۹-۹) نشان داده شده ا ست. این شکل شامل دو واحد پایه‌ای، واحد کنترل UFO (که گشتاور و شار پیوندی را از یکدیگر تفکیک می‌کند) و محاســـبه‌ی مربوط به جهت‌گیری شـــار واحد کنترل CFO است.

www.takbook.com

واحد UFO مقادیر مورد نیاز برای جریان‌های مرجع i_{sd}^* و i_{sq}^* را تولید می‌کند که این مقادیر با ورودی‌های گشـــتاور مرجع T_e^* و شـــار پیوندی مرجع ψ_M^* که توسط کاربر تعریف می‌شوند، متناظر هستند.



شکل (۹-۹): ساختار کنترل‌کننده‌ی CFO

واحد CFO زاویه‌ی مرجع محور d یعنی θ_M^c را برای جهت‌دهی ســیســتم مختصــات کنترل جهت‌دار میدان محاســبه می‌کند و در بعضــی از کاربردها مقدار شـــار پیو ندی ψ_M را نیز تخمین می‌ز ند. ورودی های وا حد CFO ولـتاژ های اندازه‌گیری شده‌ی ا ستاتور ($\vec{u}_s$) و جریان‌های ا ستاتور ($\vec{i}_s$) ه ستند. به علاوه در این شکل بردار ورودی با نام $\vec{\psi}_{sense}$ نشان داده شده است که بردار شار پیوندی را بیان می‌کند؛ این بردار به کمک حســـگرهای تعبیه شـــده در داخل ماشـــین اندازه‌گیری می‌شود. سایر ورودی‌ها که شامل ω_m و θ_m هستند زاویه یا سرعت اندازه‌گیری شده تو سط کدگذارهای موقعیت یا دور سنجهای الکتریکی را ن شان می‌دهند. توجه کنید که لازم نیست که تمامی متغیرهای ورودی CFO به صورت یک‌جا در دسترس باشند. انتخاب ورودی‌های استفاده شده به روش کنترلی به کار رفته در راه‌انداز بستگی دارد.

www.takbook.com

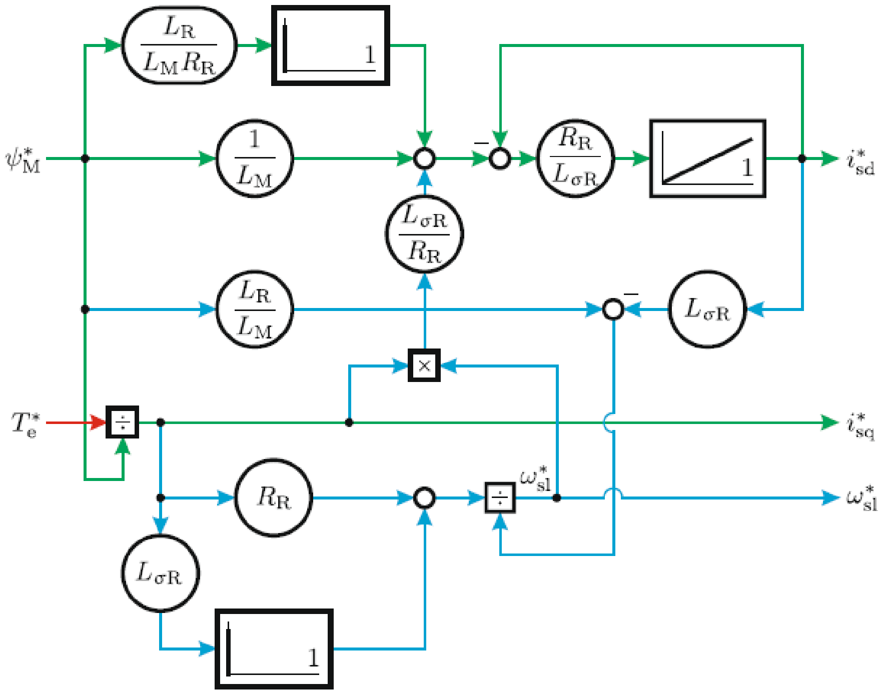
اشــاره شــد که همواره کنترل‌کننده به تعدادی از پارامترهای برآورده شــده‌ی ماشـــین نیاز دارد. تعداد و انتخاب پارامترها به شـــدت به انتخاب نوع جهت‌دهی میدان (مســتقیم یا غیر مســتقیم) بســتگی دارد. عملکرد مورد نیاز برای راه‌انداز و حساسیت این عملکرد به اثرات غیر هم‌محور بودن سیستم‌های مختصات مرجع که از تغییرات در پارامترها ناشی می‌شود، به شدت تحت تاثیر نوع کنترل‌کننده‌ای هســتند که قرار اســت پیاده‌سازی شــود؛ لازم به ذکر اســت که پارامترها ماشــین می‌توانند به دلایل مختلفی از قبیل تغییرات دما و اشباع مغناطیسی تغییر کنند.

۹–۲–۳– ساختار واحد UFO

نمایش کلی واحد UFO را می‌توان با وارون‌ســـازی واحد dq مبتنی بر UFO که در شکل (۸-۲۲) نشان داده شده است به دست آورد. این مدل وارون شده را می‌توان با اســتفاده از روابط (۸-۲۵) (ب) و (۸-۲۶) اســتخراج کرد که با این کار مدل کلی کنترل‌کننده به صورت شکل (۹-۱۰) به دست می‌آید.

با مقایســه‌ی شــکل‌های (۹-۱۰) و (۸-۲۲) می‌توان مشــاهده کرد که دو مدل مشابه هستند. هم‌چنین همان‌طور که از نمودار کلی کنترل‌کننده مشخص است، پارامتر اندوکتانس $L_{\sigma R}$ در مدل سازی این کنترل‌کننده لحاظ شده است. تنظیم این متغیر در مقدار صفر (یعنی انتخاب کنترل جهت‌دار شار روتور)، از پیچیدگی کنترل‌کننده به مقدار قابل توجهی می کاهد. این موضـــوع را می‌توان به طور مستقیم در شکل (۹-۱۰) مشاهده کرد چرا که در این صورت مسیرهای سیگنال آبی رنگ غیر فعال می‌شوند.

www.takbook.com



شکل (۹-۱۰): ساختار کنترلی تفکیک‌کننده‌ی UFO

با تنوعی که در پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ها وجود دارد دیگر لازم نیست که تمام پیکربندی‌های ممکن برای واحدهای نشان داده شده در شکل (۹-۹) در نظر گرفته شوند. به جای آن تعدادی از پیکربندی های واقعی کنترل‌کننده ها در بخش‌های آتی مورد بررسی قرار می‌گیرند که شامل هر دو مفهوم جهت‌دار میدان مستقیم و غیر مستقیم هستند. مزایای پیکربندی‌های مختلف، عملکرد آن‌ها، محدوده‌ی بهره‌برداری و حساسیت آن‌ها به غیر هم‌محور بودن سیستم‌های مختصات مرجع از جمله مواردی هستند که در ادامه به آن‌ها پرداخته خواهد شد. خواننده می‌تواند با استفاده از مثال‌های شبیه‌سازی ارائه شده در انتهای این فصل جزئیات بیش‌تری در خصوص مفاهیم مطرح شده به دست آورد.

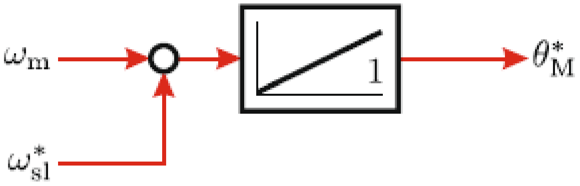
www.takbook.com

۹-۲-۴- بررسی واحد IFO که از سرعت شفت یا زاویه‌ی شفت اندازه‌گیری شده استفاده می‌کند

در حقیقت برای پیاده‌سازی یک واحد CFO با جهت‌دهی میدان غیر مستقیم لازم است که به موقعیت نسبی شفت دسترسی داشته باشیم چرا که قرار است از این کمیت به عنوان ورودی در کنترل‌کننده استفاده شود. اگر سرعت شفت اندازه‌گیری شود برای محاسبه‌ی زاویه‌ی شفت می‌توان از رابطه‌ی زیر استفاده کرد.

$$\theta_M^* = \int (\omega_{sl}^* + \omega_m) dt \qquad (۹-۱۰)$$

که در رابطه‌ی فوق ω_{sl} فرکانس لغزش روتور را نشان می‌دهد. این فرکانس لغزش را می‌توان با استفاده از مقدار برآورد شده‌ی ω_{sl}^* که توسط رابطه‌ی (۸-۲۶) محا سبه می شود، تقریب زد؛ مقدار ω_{sl}^* تو سط واحد تفکیک‌کننده‌ی UFO که در شکل (۹-۱۰) نشان داده شده است، محاسبه می‌شود. واحد CFO با استفاده از سرعت شفت اندازه‌گیری شده در شکل (۹-۱۱) پیاده سازی شده است.

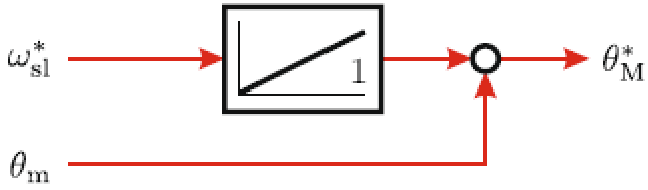


شکل (۹-۱۱): واحد CFO: IFO با استفاده از سرعت شفت اندازه‌گیری شده

توجه کنید که خطای اندازه‌گیری و خطای آفست (انحراف از مبدا) به ویژه در سرعت‌های پایین می‌تواند به مقدار قابل توجهی منجر به غیر هم‌محور شدن کنترل‌کننده شود چرا که معمولا $\omega_{sl} \ll 1$ است.

www.takbook.com

مفهوم IFO را می‌توان به راحتی برای اســتفاده از یک کدگذار شـفت افزایشــی به جای دور ســنج الکتریکی شــفت انطباق داد. با اســتفاده از یک کدگذار دیجیتال حســاســیت به خطاهای آفســت از بین می‌رود و می‌توان آن را به آســانی با یک کنترل‌کننده‌ی دیجیتال یکپارچه کرد. در این رویکرد برای واحد CFO از θ_m به عنوان ورودی استفاده می‌شود؛ لازم به ذکر است که جمله‌ی آخر در رابطه‌ی (۹-۱۰) (یعنی $\int \omega_m dt$) همان زاویه‌ی شـفت θ_m را نشـان می‌دهد. بنابراین نمایش کلی واحدهای CFO که از سرعت شفت اندازه‌گیری شده استفاده می‌کنند، مطابق با شکل (۹-۱۲) اصلاح می‌شود.



شکل (۹-۱۲): واحد CFO: IFO با استفاده از زاویه‌ی شفت اندازه‌گیری شده

برای هر دو پیاده سازی با سرعت شفت یا موقعیت شفت اندازه‌گیری شده می‌توان متغیر تبدیل a را در هر مقداری داخل محدوده‌ی $L_m/L_r \le a \le L_s/L_m$ تنظیم کرد. همان‌طور که می‌توان در شکل (۹-۱۰) نیز م شاهده کرد، یک پله در جریان متعامد (که با یک پله در گ شتاور متناظر ا ست) منجر به ایجاد یک پله در ورودی‌های مشتق‌گیر می‌شود. بنابراین برای i_{sq}^* باید از یک محدودکننده استفاده شود تا از این موضوع جلوگیری گردد. در غیر این صورت یک تابع ضربه منجر به ایجاد پله در فرکانس لغزش ω_{sl} می‌شود. با توجه به وابستگی پارامترها لازم است که در روش بحث شـده پارامترهای L_M و R_R و همچنین اندوکتانس نشـتی $L_{\sigma R}$ تخمین زده شوند. اندوکتانس نـشتی ممکن ا ست که تحت شرایط ا ستفاده از بار

www.takbook.com

متغیر تغییر کند که میزان این تغییر به نوع روتور قفس‌سنجابی مورد استفاده بستگی دارد. هم‌چنین مقاومت روتور نیز به تغییرات دمایی حساس است.

یکی از معایب این رویکردها لزوم استفاده از یک حسگر برای شفت است که برای این کار باید یک کابل سیگنال بین موتور و کنترل‌کننده اضافه شود؛ بنابراین مقاومت راه‌انداز در برابر خطا کاهش پیدا می‌کند. به علاوه برای اکثر ماشین‌های آماده‌ی بهره‌برداری فقط یک شفت راه‌انداز فراهم می‌شود (و برای اتصال بار مکانیکی استفاده می‌شود) که این موضوع باعث می‌گردد که مسأله‌ی جا دادن یک کدگذار تشدید شود. از طرف دیگر، کنترل‌کننده‌ی IFO با زاویه‌ی شفت اندازه‌گیری شده می‌تواند به درستی در فرکانس صفر (حالت بدون حرکت) کار کند چرا که در این حالت از انتگرال‌گیرها برای تعیین موقعیت شار پیوندی استفاده نمی‌شود.

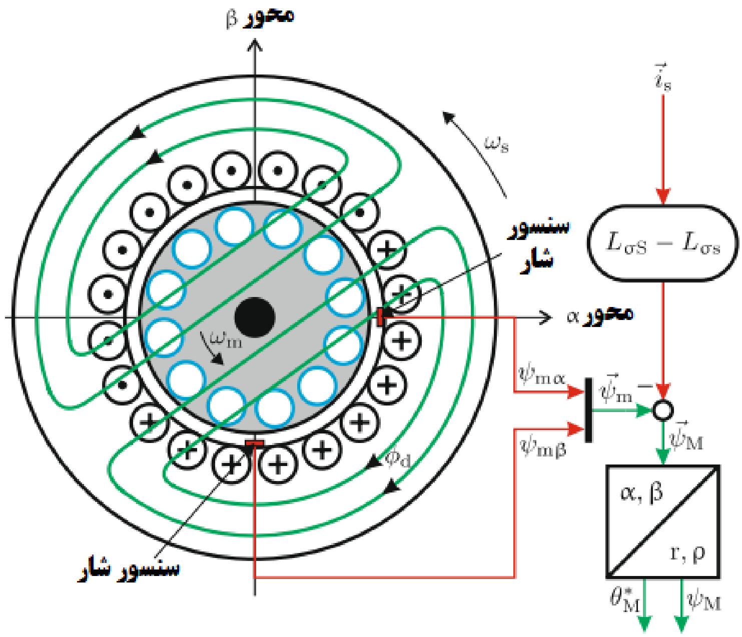
۹-۲-۵- بررسی واحد DFO با حسگرهای شار شکاف هوایی

جهت‌دهی شار مستقیم (DFO) را می‌توان با اندازه‌گیری چگالی شار داخل شکاف هوایی به وسیله‌ی حسگرهای اثر هال محقق کرد. شکل (۹-۱۳) موقعیت دو حسگر را روی محور حقیقی و موهومی یک صفحه‌ی مختلط مبتنی بر استاتور نشان می‌دهد.

از یک واحد تبدیل اسکالر به برداری استفاده شده است تا دو مقدار شار پیوندی $\psi_{m\alpha}$ و $\psi_{m\beta}$ که کمیت‌های اسکالر هستند در یک بردار واحد به صورت $\vec{\psi}_m = \psi_{m\alpha} + j\psi_{m\beta}$ ترکیب شوند. انتخاب قاب مرجع برای کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان UFO به طور مستقیم با واحد CFO در ارتباط است؛ در این‌جا واحد CFO باید بردار خروجی مورد نیاز $\vec{\psi}_M$ را بر اساس بردار اندازه‌گیری

www.takbook.com

شده‌ی $\vec{\psi}_m$ و بردار جریان استاتور $\vec{i}_s$ تولید کند. رابطه‌ی بین این بردار با استفاده از رابطه‌ی (۸-۱۱) به صورت زیر به دست می‌آید:



شکل (۹-۱۳): واحد CFO: DFO با حس‌گرهای شار شکاف هوایی

$$\vec{\psi}_M = \vec{\psi}_m - (L_{\sigma S} - L_{\sigma s})\vec{i}_s \quad (۹-۱۱)$$

هم‌چنین در شکل (۹-۱۳) واحدهای مربوط به این رابطه و واحد تبدیل مختصات کارتزین به قطبی نیز نشان داده شده است؛ واحد تبدیل مختصات کارتزین به قطبی موظف است که زاویه‌ی مرجع θ^*_M را تولید کند. بهتر است که اثر انتخاب‌های به خصوص نسبت تبدیل مورد بررسی قرار گیرد. برای مثال اگر از مقدار تبدیل ۱ = a در واحد CFO استفاده شود، بردار خروجی برابر با $\vec{\psi}_M = \vec{\psi}_m$ می‌گردد (در رابطه‌ی (۹-۱۱) $L_{\sigma s} = L_{\sigma S}$ می‌شود). در این صورت لازم نیست که از اندوکتانس نشتی روتور $L_{\sigma r}$ یا بردار جریان استاتور $\vec{i}_s$ برای این واحد استفاده

www.takbook.com

شود. بنابراین در محا سبه‌ی زاویه‌ی مرجع وابستگی بین پارامترها از بین می‌رود. هرچند که واحد UFO به اندوکتانس نشتی $L_{\sigma r}$ در کنترل‌کننده نیاز دارد چرا که این واحد از کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار شار شکاف هوایی ($a = 1$) استفاده می‌کند؛ این موضوع را می‌توان در شکل (۹-۱۰) نیز مشاهده کرد. بنابراین پیچیدگی آن در مقایسه با یک کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار شار روتور $L_{\sigma r} = 0$ افزایش پیدا می‌کند. هرچند کنترل کردن شار پیوندی شکاف هوایی یک گزینه‌ی محبوب است چرا که طراحی ماشین معمولا بر اساس یک مقدار مشخص چگالی شار شکاف هوایی صورت می‌پذیرد. در نتیجه حفظ این مقدار چگالی شار تحت شرایط بار متغیر منجر به استفاده‌ی بهینه از ماشین می‌گردد.

می‌توان از یک کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار شار روتور نیز استفاده کرد که در این صورت از واحد CFO (همان‌طور که توسط رابطه‌ی (۹-۱۱) تعریف شده است) و واحد UFO باید با نسبت تبدیلی برابر با $a = L_m / L_R$ استفاده شود. توجه کنید که در این‌جا می‌توان به صورت اختیاری از هر قاب مرجعی استفاده کرد به شرطی که ضریب تبدیل در هر دو واحد مذکور داخل محدوده‌ی تعریف شده برای آن تغییر کند.

از حسگرهای اثر هال اغلب در آزمایشگاه‌ها برای اندازه‌گیری چگالی شار شکاف هوایی استفاده می‌شود. هرچند استفاده از حسگرهای شکاف هوایی کاربر را به استفاده از ماشین‌های غیر استاندارد محدود می‌کند و با این کار محدوده‌ی دمای حداکثر راه‌انداز نیز به شدت محدود می شود (معمولا کم‌تر از ۱۲۰ درجه‌ی سانتی‌گراد). بنابراین در استفاده از این رهیافت کنترلی باید به مسأله‌ی قابلیت اطمینان حسگر و مقاومت راه‌انداز در برابر خطا پرداخته شود.

www.takbook.com

۹-۲-۶- بررسی DFO با حسگر سیم‌پیچی

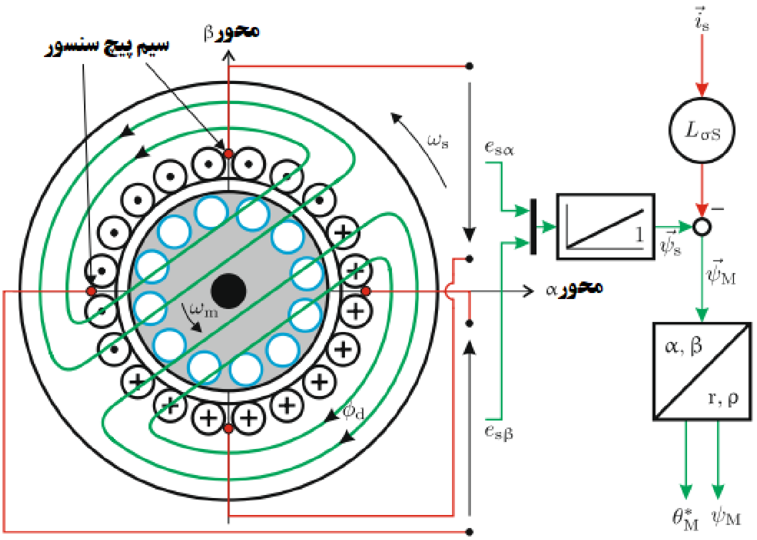
با استــفاده از مجموعه‌ای از حســگرها در ســیم‌پیچی اســتاتور روی محورهای حقیقی و موهومی ساکن می‌توان شار پیوندی ا ستاتور را تو سط انتگرال‌گیری از ولتاژ القا شده به دست آورد؛ این حسگرها در شکل (۹-۱۴) نشان داده شده‌اند. به طور جایگزین می‌توان از تپ‌هایی روی سیم‌پیچی استاتور نیز استفاده کرد چرا که اطلاعات یکسانی را برای ما فراهم می‌کنند.

از ولتاژهای $e_{s\alpha}$ و $e_{s\beta}$ که ولتاژهای القا شده در حسگر هستند باید انتگرال گرفت تا بردار شــار پیوندی اســتاتور یعنی $\vec{\psi}_s$ تخمین زده شــود. این وظیفه در واحد CFO انجام می‌شــود؛ هم‌چنین این واحد بردار مرجع $\vec{\psi}_M$ را با اســتفاده از رابطه‌ی زیر برای کنترل‌کننده‌ی UFO تولید می‌کند:

$$\vec{\psi}_M = \vec{\psi}_s - L_{\sigma S}\vec{i}_s \qquad (۹-۱۲)$$

که بردار $\vec{i}_s$ جریان اندازه‌گیری شــده و $L_{\sigma S}$ اندوکتانس نشــتی برآورد شــده توســط رابطه‌ی (۸-۱۲) (الف) را نشــان می‌دهد. این اندوکتانس نشــتی تابعی از متغیر تبدیل a' است که باید برای هر دو واحد UFO و CFO دارای مقدار یکسانی باشــد. با تنظیم متغیر a در مقدار $a = L_s/L_m$ مقدار صــفر برای $L_{\sigma S}$ به دســت می‌آید بنابراین طبق رابطه‌ی (۹-۱۲) رابطه‌ی $\vec{\psi}_M = \vec{\psi}_s$ حاصل می‌شــود؛ چنین شــرایطی بســیار ســودمند اســت چرا که دیگر لازم نیســت جریان‌های اســتاتور اندازه‌گیری شــوند. در چنین رهیافتی لازم اســت که حســگرها در داخل ماشــین جاسازی شوند بنابراین دیگر نمی‌توان از ماشین‌های استاندارد آماده‌ی بهره‌برداری اســتفاده کرد. به علاوه نیاز به انتگرال‌گیری از ولتاژهای حســگر باعث می‌شــود که این روش برای کاربردهایی که در آن فرکانس میدان مغناطیســـی چرخان صـــفر می‌شوند، مناسب نباشد.

www.takbook.com



شکل (۹-۱۴): واحد CFO: DFO با حسگرهای سیم‌پیچی

۹-۲-۷- بررسی واحد DFO با تبدیل‌کننده‌های ولتاژ و جریان

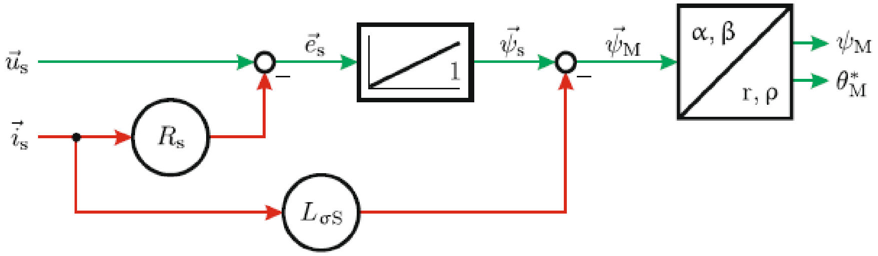
یک رویکرد جایگزین برای استخراج بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ مورد نیاز در نظر گرفتن ماشین از سمت ترمینال استاتور است. در این رویکرد از سه ولتاژ اندازه‌گیری شده به همراه رابطه‌ی (۸-۱۶) (الف) استفاده می شود؛ در این صورت رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\frac{d\hat{\vec{\psi}}_s}{dt} = \underbrace{\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s}_{\vec{e}_s} \qquad (۹-۱۳)$$

که در رابطه‌ی فوق $\hat{\vec{\psi}}_s$ بردار شار پیوندی برآورد شده برای استاتور را نشان می‌دهد. رابطه‌ی (۹-۱۳) نشان می‌دهد که در این روش لازم است که به بردار ولتاژ استاتور $\vec{u}_s$ دسترسی وجود داشته باشد همچنین باید مقاومت استاتور و بردار جریان $\vec{i}_s$ نیز معلوم باشند؛ این بردار جریان توسط اندازه‌گیری جریان‌های

www.takbook.com

ا ستاتور به د ست می‌آید. بردار جامع شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ با ا ستفاده از رابطه‌ی (۹-۱۲) محاسبه می‌شود؛ برای استفاده از این رابطه ابتدا باید از بردار نیروی ضد محرکه‌ی $\vec{e}_s$ انتگرال گرفت. ساختار این مشاهده‌گر (به شکل بردار فضایی) در شکل (۹-۱۵) نشان داده شده است؛ این ساختار توسط روابط (۹-۱۲) و (۹-۱۳) تعیین می‌شود.



شکل (۹-۱۵): واحد CFO: DFO با تبدیل‌کننده‌های ولتاژ و جریان

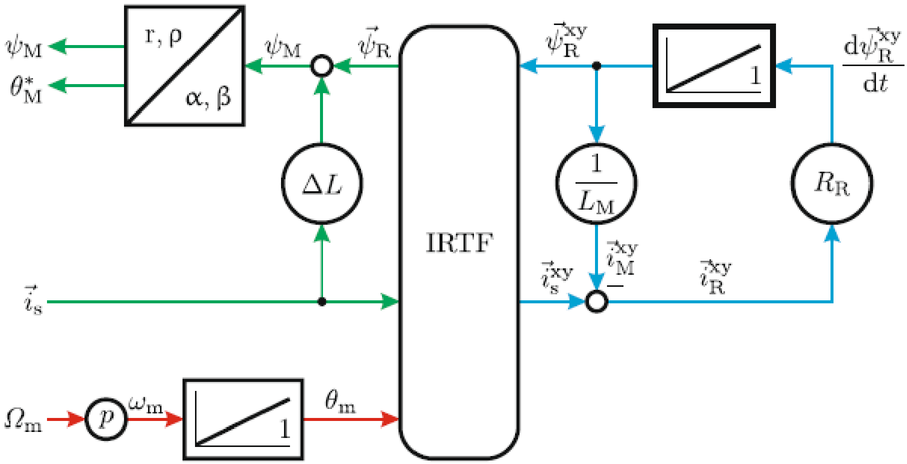
برای پیاده‌سازی عملی ساختار مشاهده‌گر DFO لازم است که به سیگنال‌های اندازه‌گیری شده در سمت خروجی مبدل د ستر سی وجود دا شته با شد که این سیگنال‌های خروجی باید به واحد کنترل‌کننده متصل شوند. این کار می‌تواند منجر به ایجاد نویز الکتریکی بین این دو وا حد شود. به علاوه، با ید از یک انتگرال‌گیر آنالوگ یا یک انتگرال‌گیر فرکانس بالا ا ستفاده شود تا به طور مستقیم شکل موج‌های ولتاژ PWM مبدل پیوسته را پردازش کند. استفاده از ولتاژ نمونه‌برداری شده که با مدوله‌کننده‌ی PWM هم‌گام با شد امکان‌پذیر نیست چرا که معمولا در فواصل زمانی نمونه‌برداری، بردار صفر فعال است. بخش باقی‌مانده‌ی مشاهده‌گر را می‌توان یا در زمان گسسته و یا با استفاده از یک مدار آنالوگ پیاده‌سازی کرد. هرچند باید توجه کرد که این مشاهده‌گر (همان‌طور که در بالا ذکر شد) از پارامتر R_s استفاده می‌کند. این پارامتر تحت تاثیر تغییرات دما در موتور قرار دارد. این موضوع منجر به بروز خطاهایی در مشاهده‌گر به ویژه در

www.takbook.com

سرعت‌های پایین می‌شود که در این سرعت‌ها اندازه‌ی ولتاژ مبدل به مقدار $\left|R\vec{i}_s\right|$ می‌رسد. در این صورت لازم است که تغییرات مقاومت استاتور توسط این نوع مشاهده‌گر تخمین زده شود که این کار را با استفاده از اندازه‌گیری یا تخمین دمای سیم‌پیچی ا ستاتور انجام می‌دهد. به علاوه، این روش م شابه روش DFO با حسگر سیم‌پیچی استاتور، در کاربردهای با فرکانس استاتور صفر کارایی ندارد.

۹-۲-۸- بررسی DFO با تبدیل‌کننده‌ی جریان و سرعت شفت

مشاهده‌گر بر پایه‌ی جریان باید به جریان‌های اندازه‌گیری شده و سرعت شفت اندازه‌گیری یا برآورد شده دسترسی داشته باشد. ساختار این مشاهده‌گر بر اساس مجموعه روابط (۸-۱۹) به دست می‌آید که این ساختار به همراه واحد IRTF، ساختار کلی مشاهده‌گر را تشکیل می‌دهند که در شکل (۹-۱۶) نشان داده شده است.



شکل (۹-۱۶): واحد CFO: DFO با تبدیل‌کننده‌ی جریان و سرعت شفت

www.takbook.com

شکل (۹-۱۶) ساختار مشاهده‌گر را در صفحه‌ی مختلط نمایش می‌دهد؛ در این شکل پارامتر مقاومت روتور نیز وجود دارد و این پارامتر تحت تاثیر تغییرات دمای روتور به شدت تغییر می‌کند.

ساختار این مشاهده‌گر مشابه ساختاری است که در سمت روتور مدل IRTF کلی بر پایه‌ی شار روتور در شکل (۸-۱۵) استفاده شده است. در نتیجه، تفاوت‌های موجود بین مشاهده‌گر و مقاومت واقعی روتور یعنی R_R، بروز تغییرات در L_M به دلیل اثر اشباع و همچنین خطاهای بین سرعت شفت اندازه‌گیری شده و سرعت شفت واقعی می‌توانند تخمین بردار شار پیوندی جامع $\vec{\psi}_M$ را به ویژه در فرکانس‌های لغزش پایین (که بهره‌ی انتگرال‌گیر بالاست) تحت تاثیر قرار دهند. بزرگ‌ترین مزیت این مشاهده‌گر عدم نیاز به اندازه‌گیری ولتاژهای مبدل است. بنابراین می‌توان از آن در محدوده‌ی سرعت‌های شفت پایین، ناحیه‌ی لغزش بالا (فرکانس‌های استاتور پایین) به طور موثری استفاده کرد چرا که در این نواحی خطاهای سرعت شفت یا مقاومت روتور نمی‌توانند روی خطای تخمین شار پیوندی اثر قابل توجهی بگذارند.

بردار شار پیوندی جامع مورد نیاز ($\vec{\psi}_M$) را می‌توان با استفاده از مجموعه روابط (۸-۱۶) به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\vec{\psi}_M = \vec{\psi}_R + \underbrace{\left(L_{\sigma S}(a = \frac{L_M}{L_r}) - L_{\sigma S}(a) \right)}_{\Delta L} \vec{i}_s \qquad (۹-۱۴)$$

که بهره‌ی $\left(L_{\sigma S}(a = L_m/L_r) - L_{\sigma S}(a)\right)$ در رابطه‌ی فوق معرفی شده است. کاربر با اضافه کردن این واحد بهره (به شکل (۹-۱۶) نگاه کنید) قادر خواهد بود که مقدار تبدیل مورد نیاز a را که با بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ مشاهده‌گر متناظر باشد، انتخاب کند.

www.takbook.com

در بعضی از موارد از این مشاهده‌گر به همراه مشاهده‌گر مبتنی بر ولتاژ/جریان که قبلا بحث شد، ا ستفاده می شود. مزیت این رویکرد این ا ست که در سرعت‌های شفت پایین می‌توان از مشاهده‌گر مبتنی بر جریان و در سرعت‌های بالاتر می‌توان از مشاهده‌گر مبتنی بر ولتاژ استفاده کرد. با استفاده از رویکرد از هر مشاهده‌گر در محدوده‌ی سرعت‌هایی استفاده می‌شود که برای آن مناسب است. فقط باید تضمین شود که گذار از مشاهده‌گر جریان/سرعت شفت به مشاهده‌گر ولتاژ/جریان و بالعکس به صورت یکپارچه انجام شود.

۹-۳- محدودیت‌های عملیاتی برای کنترل جهت‌دار شار روتور

برای راه‌انداز ماشین‌های القایی کنترل‌شده با جریان و جهت‌دار میدان می‌توان همان رهیافتی را توسعه داد که برای راه‌اندازهای DC و سنکرون برای پیاده‌سازی قوانین کنترلی و اعمال ممحدودیت‌های بهره‌برداری ناشی از حداکثر ولتاژ و جریان استفاده شد. همانند موارد قبلی از یک صفحه‌ی dq سنکرون استفاده می‌شود که در آن محور مستقیم d به بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_R$ گره خورده است (چرا که در این‌جا از کنترل جهت‌دار شار روتور استفاده می‌شود). در ابتدا از این رهیافت به دلیل سادگی ساختار کنترل‌کننده به طور گسترده‌ای استفاده می‌شد؛ این سادگی به عنوان یک نتیجه‌ی طبیعی از تفکیک کردن جریان‌های مستقیم و متعامد به دست می‌آید (به شکل (۹-۱۰) نگاه کنید).

روابط حالت پایدار

مجموعه روابط حاکم بر ماشین را که با مدل مستقیم و متعامد نشان داده شده در شکل (۸-۲۴) مرتبط هستند؛ مجدداً در نظر بگیرید. محدودیت‌های

www.takbook.com

عملیاتی راه‌انداز برای حالت شبه پایدار به ترتیب برای ولتاژ، شار پیوندی و گشتاور به صورت زیر استخراج می‌شوند:

$$\vec{u}_s^{dq} = R_s \vec{i}_s^{dq} + j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} \quad \text{(۹-۱۵) (الف)}$$

$$\vec{\psi}_s^{dq} = \psi_R + L_{\sigma S} \vec{i}_s^{dq} \quad \text{(۹-۱۵) (ب)}$$

$$\vec{T}_e = \psi_R \times \vec{i}_s^{dq} = \psi_R i_{sq} \quad \text{(۹-۱۵) (پ)}$$

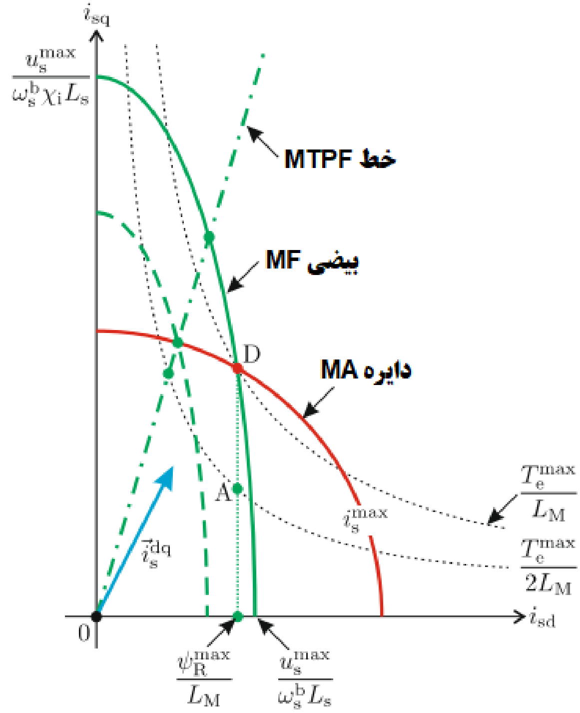
برای بهره‌برداری در حالت شـــبه پایدار شـــار پیوندی ψ_R به صـــورت $\psi_R = L_M \times i_{sd}$ به د ست می‌آید که ن شان دهنده‌ی این واقعیت ا ست که جریان محور مســـتقیم مغناطیس‌کنندگی ماشـــین را تعریف می‌کند. این ویژگی به طور قطعی منجر به تمایز این رهیافت با راه‌اندازهای ماشـــین DC و ســـنکرون (که در فصل‌های قبلی مورد بحث قرار گرفتند) می‌شود.

بهره‌برداری عمومی ماشین زیر و فراتر از سرعت پایه‌ای

در محدوده‌ی ســرعت پایه‌ای (که قرار اســت بعداً تعریف شــود) معمولاً شــار پیوندی روتور در مقدار نامی آن نگه دا شته می شود (از این پس با نماد ψ_R^{max} به آن اشـــاره می‌شـــود) که این مقدار نیز با حداکثر جریان محور مســـتقیم برابر با $i_{sd}^{max} = \psi_R^{max} / L_M$ متناظر است. حفظ کردن شار پیوندی ماشین در مقدار حداکثر خود از این جهت سودمند ا ست که کاربر می‌تواند گشتاور را بین صفر تا حداکثر مقدار تنظیم کند بدون این‌که لازم با شد که سطح شار پیوندی ψ_R را د ستکاری نماید؛ این مو ضوع از این جهت اهمیت دارد که ثابت زمانی حاکم بر شار پیوندی مقدار بزرگی (برابر با (L_M/R_R) است (که این موضوع را می‌توان در شکل (۸-۲۴) نیز مشاهده کرد). اگر شار پیوندی ثابت نگه دا شته شود، هر تغییر پله‌ای گشتاور فقط تو سط زمان لازم برای تغییر جریان متعامد i_{sq} دیکته می شود (فقط تو سط ولتاژ دو سر $L_{\sigma S}$ محدود شده است).

www.takbook.com

محدودیت ولتاژ برای بهره‌برداری در بالاتر از سرعت پایه‌ای حا صل می شود. شار پیوندی ψ_R باید تغییر کرده و وارد محدوده‌ی تضعیف میدان شود. در این صورت راه‌انداز می‌تواند در این سرعت به کار خود ادامه دهد که این اتفاق در ازای کاهش عملکرد دینامیکی راه‌انداز رخ می‌دهد.



شکل (۹-۱۷): محدودیت‌های عملیاتی راه‌انداز ماشین القایی (برای راه‌انداز جهت‌دار شار روتور)

خطوط گشتاور ثابت

بهتر است که رابطه‌ی گشتاور را به صورت زیر بازنویسی کنیم:

$$T_e = L_M i_{sd} i_{sq} \tag{۹-۱۶}$$

www.takbook.com

که در رابطه‌ی فوق داریم $\psi_R = L_M i_{sd}$. مسیرهای گشتاور ثابت که با استفاده از رابطه‌ی (۹-۱۶) به دست می‌آیند در نمودار مربوط به محدودیت‌های عملیاتی راه‌انداز ماشین القایی در شکل (۹-۱۷) نشان داده شده‌اند.

محدودیت‌های مربوط به جریان (حداکثر آمپر، MA)

این نمودار (شکل (۹-۱۷)) همچنین دایره‌ی جریان حداکثر MA را با شعاع i_s^{max} که قبلاً معرفی شده است نشان می‌دهد. منطقه‌ی موجود در داخل این دایره، منطقه‌ی عملیاتی راه‌انداز را از نظر محدودیت مربوط به حداکثر جریان نشان می‌دهد که این محدودیت توسط ماشین، منبع اصلی یا مبدل‌های الکترونیک قدرت تحمیل می‌گردد.

$$\left|\vec{i}_s^{\,dq}\right| \le i_s^{max} \qquad (۹-۱۷)$$

محدودیت مربوط به حداکثر شار روتور

برای راه‌انداز ماشین القایی تنها بخشی از ناحیه‌ی MA قابل دسترسی است و این ناحیه با استفاده از محدودیت مربوط به حداکثر شار روتور (که توسط ماشین اعمال شده است) مشخص می‌شود؛ این ناحیه در شکل (۹-۱۷) با استفاده از خط عمودی متصل‌کننده‌ی نقاط کار A و D نشان داده شده است که در آن i_{sd} با مقدار حداکثرش یعنی i_{sd}^{max} برابر است:

$$i_{sd}^{max} = \frac{\psi_R^{max}}{L_M} \qquad (۹-۱۸)$$

www.takbook.com

محدودیت مربوط به ولتاژ (حداکثر شار پیوندی، MF)

هم‌چنین در شکل (۹-۱۷) مجموعه‌ای از مسیرهای بیضوی نیز نشان داده شده‌اند که مربوط به محدودیت حداکثر ولتاژ هستند. مسیرهای مربوط به حداکثر شار پیوندی (MF) بر اساس استفاده از رابطه‌ی (۹-۱۵) (الف) و با فرض غالب بودن جمله‌ی ولتاژ القایی در این رابطه معرفی شده است. با توجه به این فرض، می‌توان از متغیر شار پیوندی استاتور یعنی ψ_s^{max} استفاده کرد (همان‌طور که برای پیکربندی‌های قبلی راه‌انداز نیز انجام شد) که طبق رابطه‌ی (۹-۱۵) (الف) و با در نظر گرفتن $\left|\vec{u}_s^{dq}\right| = u_s^{max}$ و $\vec{u}_s^{dq} \cong j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq}$ می‌توان آن را به صورت زیر نوشت:

$$\psi_s^{max} \cong \frac{u_s^{max}}{\omega_s} \qquad (۹-۱۹)$$

متغیر ψ_s^{max} از نظر عملیاتی حداکثر مقدار مربوط به شار پیوندی استاتور را نشان می‌دهد که می‌توان آن را برای سرعت مشخص ω_s و ولتاژ مشخص u_s^{max} محاسبه کرد. با استفاده از $\left|\vec{\psi}_s^{dq}\right| = \psi_s^{max}$ به همراه رابطه‌ی (۹-۱۵) (ب) و مساوی قرار دادن مولفه‌های حقیقی و موهومی $\vec{i}_s^{dq}$، رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$i_{sd}^2 + \left(\chi_i i_{sq}\right)^2 = \left(\frac{\psi_s^{max}}{L_s}\right)^2 \qquad (۹-۲۰)$$

که در رابطه‌ی فوق داریم:

$$\chi_i = \frac{L_{\sigma S}}{L_s} \qquad (۹-۲۱)$$

www.takbook.com

χ_i بیانگر نسبت بین اندوکتانس نشتی $L_{\sigma s}$ و اندوکتانس استاتور است. با توجه به رابطه‌ی (۹-۲۰) می‌توان مشاهده کرد که این عبارت در واقع معادله‌ی یک بیضی است که مبدا آن در مختصات (۰،۰) قرار دارد. این بیضی محورهای مستقیم و متعامد را به ترتیب در نقاط $\pm u_s^{max}/\omega_s L_s$ و $\pm u_s^{max}/\chi_i \omega_s L_s$ قطع می‌کند که این موضوع را می‌توان در شکل (۹-۱۷) نیز مشاهده کرد. توجه داشته باشید که مقدار χ_i در شکل (۹-۱۷) عمداً بزرگ انتخاب شده است تا بتوان مسیرهای بهره‌برداری مختلف را بهتر نشان داد. مسیرهای بیضوی MF با تغییر فرکانس ω_s و ولتاژ استاتور تغییر خواهند کرد (همان‌طور که در پیکربندی‌های قبلی راه‌انداز نیز این اتفاق رخ می‌داد).

نقطه‌ی اشباع و سرعت پایه‌ای راه‌انداز

می‌توان یک نقطه بهره‌برداری پایه‌ای با عنوان نقطه‌ی اشباع راه‌انداز یا نقطه‌ی گوشه‌ای مشخص کرد. سرعت پایه‌ای راه‌انداز با استفاده از بیضی‌ای به دست می‌آید که دایره‌ی حداکثر جریان MA و خطوط حداکثر شار پیوندی روتور (MF) را قطع می‌کند (یعنی در نقطه D). سرعت پایه‌ای را می‌توان با کمک روابط (۹-۲۰) و (۹-۱۹) و با در نظر گرفتن رابطه‌ی $i_{sd}^2+i_{sq}^2=\left(i_s^{max}\right)^2$ به صورت زیر به دست آورد:

$$\omega_s^b=\left(\frac{u_s^{max}}{L_s i_s^{max}}\right)\frac{1}{\sqrt{\chi_i^2+\kappa_i^2\left(1-\chi_i^2\right)}} \qquad (۹-۲۲)$$

که متغیر κ_i با استفاده از رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\kappa_i=\frac{\psi_R^{max}}{L_M i_s^{max}} \qquad (۹-۲۳)$$

www.takbook.com

خط حداکثر گشتاور در شار پیوندی (MTPF)

خط حداکثر گشتاور در شار پیوندی (MTPF) برای این نوع ماشین با توجه به مسیرهای گشتاور به دست آمده از رابطه‌ی (۹-۱۶) و مسیرهای بیضوی مربوط به حداکثر شار پیوندی (MF) یافت می شود (رابطه‌ی (۹-۲۰) را ببینید). برای یک گشتاور معین (که با یک هذلولی در شکل (۹-۱۷) نشان داده شده است) فرکانس بهره‌برداری در جایی اتفاق می‌افتد که بیضی دیگر منحنی گفته‌شده را قطع نکند بلکه صرفاً در یک نقطه به هذلولی T_e مماس باشد. جریان‌های مستقیم و متعامد برای بهره‌برداری در امتداد خط MTPF با استفاده از رابطه‌ی زیر بیان می‌شوند:

$$i_{sd} = \frac{u_s^{max}}{\sqrt{2}\omega_s L_s} \quad \text{(۹-۲۴) (الف)}$$

$$i_{sq} = \frac{i_{sd}}{\chi_i} \quad \text{(۹-۲۴) (ب)}$$

که این رابطه را می‌توان با جایگذاری رابطه‌ی (۹-۱۶) در رابطه‌ی (۹-۲۰) و سپس مشتق‌گیری نسبت به گشتاور به دست آورد.

بهره‌برداری در امتداد خط MTPF نشان‌گر عملکرد راه‌انداز بالاتر از سرعت پایه‌ای با بالاترین سطح گشتاور ممکن برای یک مقدار مشخص شار پیوندی استاتور است. در عمل، بهره‌برداری در طول این خط (بالاتر از سرعت پایه‌ای) به دلیل محدودیت اعمال شده توسط حداکثر جریان محدود می‌شود. این بدان معنی است که بهره‌برداری در امتداد خط MTPF برای آن بخش از مسیر ممکن است که در داخل دایره‌ی حداکثر جریان MA باشد.

www.takbook.com

خط حداکثر گشتاور در آمپر (MTPA)

خط حداکثر گشـــتاور در هر آمپر (MTPA) که در پیکربندی راه‌اندازهای قبلی مورد بحث قرار گرفت، در شکل (۹-۱۷) نشان داده نشده است. این خط را می‌توان با جایگذاری عبارت $i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = \left(i_s^{max}\right)^2$ (که بیان‌گر دایره‌ی MA اســـت) در رابطه‌ی (۹-۱۶) و سپس مشتق‌گیری نسبت به گشتاور به دست آورد که در این صورت داریم:

$$i_{sd} = 0 \rightarrow \frac{\psi_R^{max}}{L_M} \quad \text{(۹-۲۵) (الف)}$$

$$i_{sq} = \pm i_{sd} \quad \text{(۹-۲۵) (ب)}$$

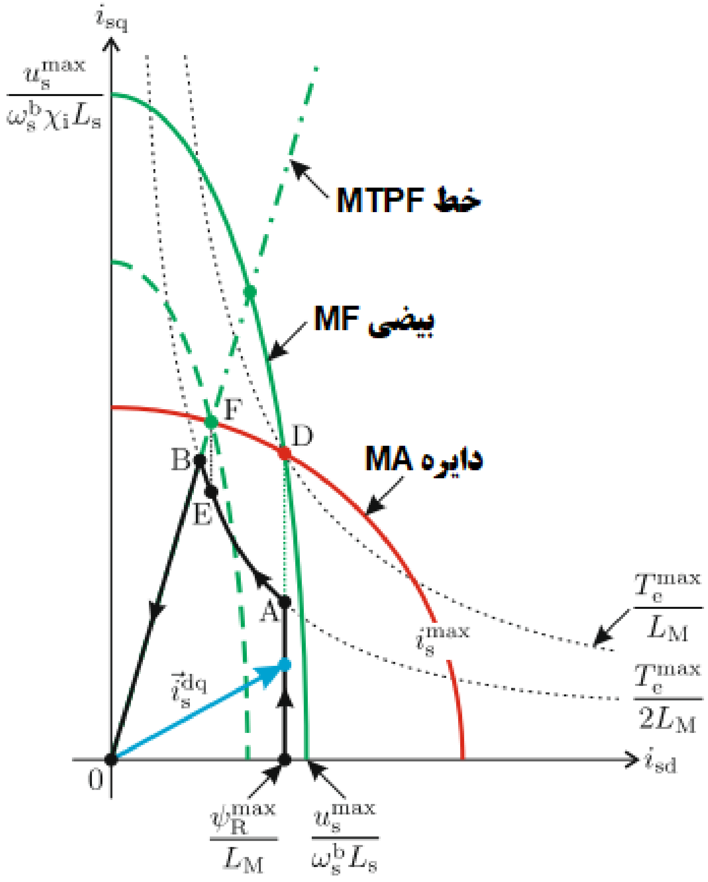
رابطه‌ی فوق یک مســـیر بهره‌برداری را نشـــان می‌دهد که در آن بالاترین گشتاور با کم‌ترین مقدار جریان استاتور به دست می‌آید. برای ماشین‌های القایی، بهره‌برداری در شرایط MTPA معمولاً انجام نمی‌شود چرا که سطح شار پیوندی ψ_R و جریان متعامد باید به طور هم‌زمان تغییر کنند که این موضـــوع عملکرد دینامیکی راه‌انداز را همان‌طور که قبلاً نیز گفته شد تخریب می‌کند. علاوه بر این، حداکثر گشتاور قابل دستیابی در شرایط MTPA توسط حداکثر میزان مجاز برای جریان محور مستقیم محدود شده است.

۹-۴- تضعیف شار برای راه‌اندازهای IM جهت‌دار شار روتور

تضـعیف میدان برای راه‌اندازهای ماشـین القایی جهت‌دار میدان به راحتی با کاهش مولفه‌ی جریان محور مســتقیم (i_{sd}) و دســتکاری مقدار جریان متعامد i_{sq} مطابق با استراتژی کنترلی انتخاب شده حاصل می‌شود. در این بخش، مشخصه‌ی

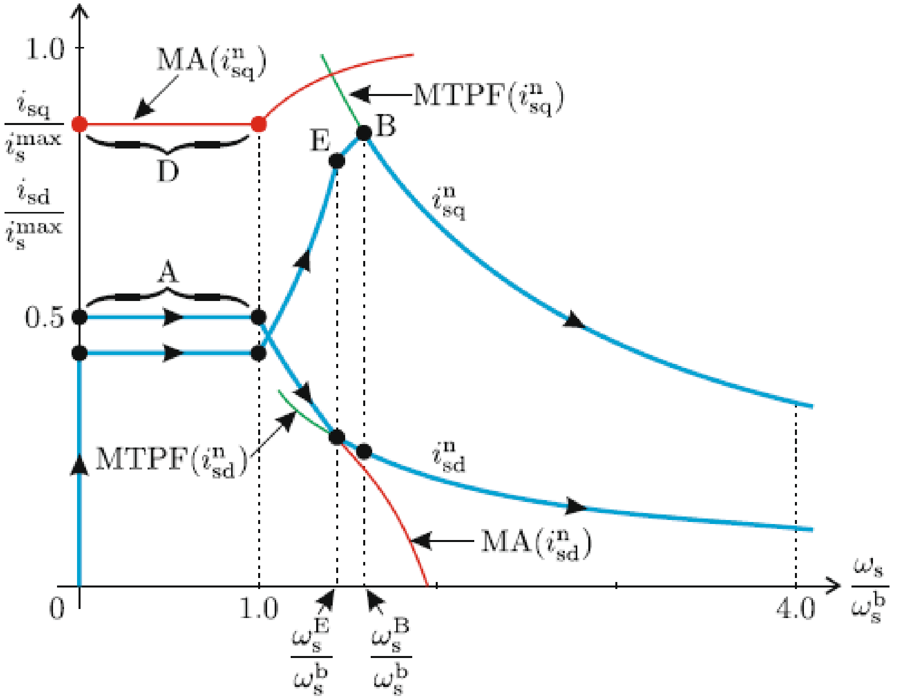
www.takbook.com

مکان هند سی جریان و جریان dq متناظر بر حسب سرعت برر سی خواهد شد؛ هم‌چنین یک ساختار جهت‌دار شار روتور برای استراتژی کنترلی در نظر گرفته شده ا ست. مکان هند سی بردار فضایی جریان (همان‌طور که در شکل (۹-۱۸) آورده شده است) سه مسیر بهره‌برداری خاص را نشان می‌دهد که نمونه‌ای از سه منطقه‌ی بهره‌برداری مختلف یعنی بهره‌برداری در محدوده‌ی سرعت پا یه‌ای، بهره‌برداری در محدوده‌ی تضعیف میدان پا یه‌ای و بهره‌برداری در محدوده‌ی حداکثر گشتاور در هر شار را نشان می دهد.



شکل (۹-۱۸): نمودار مکان هندسی جریان: محدویت‌های عملیاتی راه‌انداز برای راه‌انداز ماشین القایی جهت‌دار شار روتور

www.takbook.com



شکل (۹-۱۹): نمودار جریان – سرعت برای راه‌انداز ماشین القایی جهت‌دار شار روتور

جر یان م حور d در م حدوده‌ی سـرعت پا یه‌ای ($0 \le \omega_s \le \omega_s^b$) ($\psi_R^{max}/L_M \to A$)

در بهره‌برداری در سـرعت‌های کم‌تر از سـرعت پایه‌ای ω_s^b، جریان محور d یعنی i_{sd} در مقدار نامی آن تنظیم می‌شود؛ بنابراین داریم:

$$i_{sd} = i_{sd}^{R} = \frac{\psi_R^{max}}{L_M} \qquad (۹-۲۶)$$

دقت کنید که گشـتاور در نقطه‌ی A به ۵۰ درصـد حداکثر مقدار خود در سرعت پایه‌ای می‌رسد.

www.takbook.com

جریان محور d در تضعیف میدان پایه‌ای، $\omega_s^b \le \omega_s \le \omega_s^B$ $(A \rightarrow B)$

با افزایش سرعت، اندازه‌ی بیضی مربوط به حداکثر شار پیوندی کاهش می‌یابد. سرعت پایه‌ای ω_s^b هنگامی حاصل می‌شود که این بیضی از دایره‌ی MA در نقطه‌ی D عبور کند. در این صورت اگر جریان i_{sd} ثابت نگه داشته شود و سرعت بیش‌تر افزایش پیدا کند، گشتاور قابل دستیابی به سرعت به صفر نزدیک می‌شود. این اتفاق در سرعت ω_s^l رخ می‌دهد که در آن بیضی MF محور d را در نقطه‌ی $i_s = i_{sd} = \psi_R^{max}/L_M$ قطع می‌کنند. ω_s^l را می‌توان به کمک روابط (۹-۲۰) و (۹-۲۳) به صورت زیر استخراج کرد:

$$\omega_s^l = \left(\frac{u_s^{max}}{L_s i_s^{max}}\right)\frac{1}{\kappa_i} \qquad (۹-۲۷)$$

با توجه به این‌که معمولاً قید $\chi_i \ll \kappa_i$ برقرار است، ω_s^l تقریباً برابر با سرعت پایه‌ای ω_s^b خواهد بود. از این رو در بالاتر از سرعت پایه‌ای، بهره‌برداری از راه‌انداز در حالت تضعیف میدان صورت می‌پذیرد که این کار را می‌توان توسط کاهش جریان مستقیم i_{sd} انجام داد. در جایی که دایره‌ی MA و بیضی MF یکدیگر را قطع می‌کنند، میدان باید به شدت تضعیف شود. به همان دلیلی که در بالا گفته شد، از i_{sd} برای همه‌ی مقادیر گشتاور (در یک سرعت مشخص) استفاده می شود. برای استخراج عبارت مربوط به i_{sd} در شرایط تضعیف میدان، ابتدا با استفاده از رابطه‌ی $i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = \left(i_s^{max}\right)^2$ (که بیان‌گر دایره‌ی MA است) i_{sq} به دست می‌آید و سپس این مقدار در رابطه‌ی (۹-۲۰) (که دایره‌ی MF را نشان می‌دهد) جایگذاری می‌شود. با حل این رابطه برای i_{sd} داریم:

www.takbook.com

$$i_{sd}=\sqrt{\frac{\left(\frac{\psi_s^{max}}{L_s}\right)^2-\chi_i^2\left(i_s^{max}\right)^2}{1-\chi_i^2}}\qquad (۹-۲۸)$$

که با نرمالیزه کردن رابطه‌ی (۹-۲۸) رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$i_{sd}^n=\sqrt{\frac{\left(i_o^b\frac{\omega_s^b}{\omega_s}\right)^2-\chi_i^2}{1-\chi_i^2}}\qquad (۹-۲۹)$$

که در رابطه‌ی فوق داریم: $i_o^b=u_s^{max}/\omega_s^b L_s i_s^{max}$.

از آن‌جایی که معمولاً χ_i مقدار کوچکی دارد (که منجر به ایجاد یک بیضی کشیده در امتداد محور اصلی می‌شود) می‌توان رابطه‌ی (۹-۲۹) را به شکل ساده شده‌ی زیر نوشت:

$$i_{sd}^n\simeq\kappa_i\left(\frac{\omega_s^b}{\omega_s}\right)\qquad (۹-۳۰)$$

جریان محور d در امتداد خط MTPF، $\omega_s^B\le\omega_s$ ($B\to(0,0)$)

برای بهره‌برداری در امتداد خط MTPF، جریان محور d (i_{sd}) باید بیش‌تر از جریان مستقیم باشد. بنابراین در نهایت سرعت ω_s^B به فرمان گشتاور وابسته می‌شود (با شکل (۹-۱۹) مقایسه کنید). بالاتر از این سرعت، بهره‌برداری در امتداد خط MTPF اتفاق می افتد که در آن i_{sd} با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲۴) (الف) تعریف شده است. بر این اساس حداکثر گشتاور قابل دستیابی کاهش می‌یابد.

www.takbook.com

جریان محور q

با تجزیه و تحلیلی که تا کنون انجام شد، جریان محور مستقیم کاملاً تعریف شده است. آن‌چه که باید تعریف شود رابطه‌ی جریان متعامد برحسب سرعت است. یک محدودیت این است که جریان dq در ناحیه‌ی تشکیل شده توسط دایره حداکثر جریان و خط MTPF باقی می‌ماند که این محدودیت را می‌توان در نمودار مکان هندسی جریان که در شکل (۹-۱۸) نشان داده شده است، مشاهده کرد.

یک گزینه این است که سطح گشتاور تعریف شده توسط کاربر در بهره‌برداری‌های فراتر از سرعت پایه‌ای نیز حفظ شود (چنین دستورالعمل کنترلی نیز برای راه‌انداز سنکرون اتخاذ شد) که در این حالت جریان به صورت زیر تعریف می شود:

$$i_q = \frac{T_e}{L_M i_{sd}} \qquad (۹-۳۱)$$

که در رابطه‌ی فوق i_{sd} در محدوده‌ی بهره‌برداری در سرعت پایه‌ای با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲۶)، در طول بهره‌برداری در محدوده‌ی تضعیف شار پایه‌ای با استفاده رابطه‌ی (۹-۲۸) و در امتداد خط سیر MTPF با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲۴) (الف) تعریف می‌شود.

بحث در مورد خط سیرهای مختلف

در ادامه، قوانین به دست آمده در بالا به طور خلاصه در مسیرهای موجود در نمودار مکان هندسی جریان در شکل (۹-۱۸) و نمودار جریان - سرعت در شکل (۹-۱۹) بحث خواهند شد.

www.takbook.com

مسیر اول، از نقطه $\psi_R^{max}/L_M \rightarrow A$ است که با اعمال یک گشتاور برابر با ۵۰ درصد مقدار حداکثر به ماشین در حال سکون مطابقت دارد. این مسیر بهره‌برداری روی خط i_{sd}^R و در محدوده سرعت پایه‌ای رخ می‌دهد.

مسیر A تا B در محدوده تضعیف میدان پایه‌ای قرار دارد. گشتاور ثابت نگه داشته می‌شود در حالی که جریان dq با توجه به محدودیت ولتاژ تغییر می‌کند. شکل‌های (۹-۱۸) و (۹-۱۹) نشان می‌دهند که در شرایط گشتاور ثابت می‌توان از راه‌انداز در حالت تضعیف میدان به صورت محدود بهره‌برداری کرد.

در نقطه B دیگر نمی‌توان گشتاور را ثابت نگه داشت و در نتیجه این گشتاور کاهش می‌یابد در حالی که جریان dq از مسیر MTPF پیروی می‌کند.

به این موضوع در مثال شبیه سازی ارائه شده در بخش (۹-۷-۵) نیز اشاره شده است. در این مثال شبیه‌سازی حالت تضعیف میدان طبق اصول کنترلی ذکر شده در بالا بررسی می‌شود. از این کنترل‌کننده در مدل یک ماشین القایی بر پایه‌ی منبع جریان که با کنترل میدان جهت‌دار شار روتور بهره‌برداری می‌شود، استفاده شده است.

جایگزینی برای استراتژی تضعیف میدان

استراتژی جایگزینی که اغلب برای تضعیف شار مورد استفاده قرار می‌گیرد، از رویکردی پیروی می‌کند که برای ماشین تحریک مستقل استفاده شد؛ در این رویکرد جریان آرمیچر پس از رسیدن به سرعت بهره‌برداری پایه‌ای به مدت طولانی ثابت نگه داشته می‌شود (به بخش ۵-۳-۲ مراجعه کنید). برای راه‌انداز IM این شرط به معنای ثابت نگه داشتن i_{sq} در بهره‌برداری‌های بالاتر از سرعت پایه‌ای ω_s^b است که در این صورت طبق رابطه‌ی (۹-۳۰) داریم:

www.takbook.com

$$i_{sd}^{n} \simeq \kappa_i \left(\frac{\omega_s^b}{\omega_s} \right) \qquad (۳۲-۹)$$

بنابراین

$$i_{sq}^{n} = \text{constant} \qquad (۳۳-۹)$$

مقادیر جریان به دست آمده در روابط (۹-۳۲) و (۹-۳۳) در حالت بهره‌برداری با توان ثابت، نگه داشته می‌شوند (مشابه محدوده‌ی بهره‌برداری در نقطه‌ی B برای راه‌انداز DC، شکل (۵-۱۱) را ببینید) به شرط این‌که این متغیرها در داخل ناحیه‌ی MTPF باشند (به مجموعه روابط (۹-۲۴) و شکل (۹-۱۹) مراجعه کنید).

۹-۵- پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان برای یک ماشین القایی کنترل‌شده با جریان

قبل از بحث در مورد کنترل جهت‌دار میدان با یک ماشین بر پایه‌ی منبع ولتاژ، بهتر است که از یک مدل IRTF بر پایه‌ی جریان استفاده شود. این روش مفید است زیرا به کاربر این امکان را می‌دهد تا تعامل بین واحد کنترل بردار و ماشین القایی را بدون نیاز به در نظر گرفتن جزئیات مربوط به کنترل‌کننده‌ی جریان بررسی کند. در راه‌انداز پیشنهادی همان‌طور که در شکل (۹-۲۰) آورده شده است، از واحد کنترل بردار استفاده شده است که توسط واحد کنترل UFO (شکل (۹-۱۰)) و واحد CFO بیان می‌شود. در واحد CFO ممکن است که از طیف وسیعی از ورودی‌ها برای تعیین زاویه‌ی لحظه‌ای بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ ماشین (θ_M^*) استفاده شود (که این موضوع در بخش‌های قبلی مورد بحث قرار

www.takbook.com

گرفت). به خاطر سادگی، یک رویکرد IFO به طور دلخواه انتخاب شده است که از زاویه‌ی اندازه‌گیری شده‌ی روتور ماشین (یعنی θ) استفاده می‌کند (به بخش ۹-۴-۲ مراجعه کنید) که این به معنی استفاده از یک انکدر متصل به شفت موتور است.

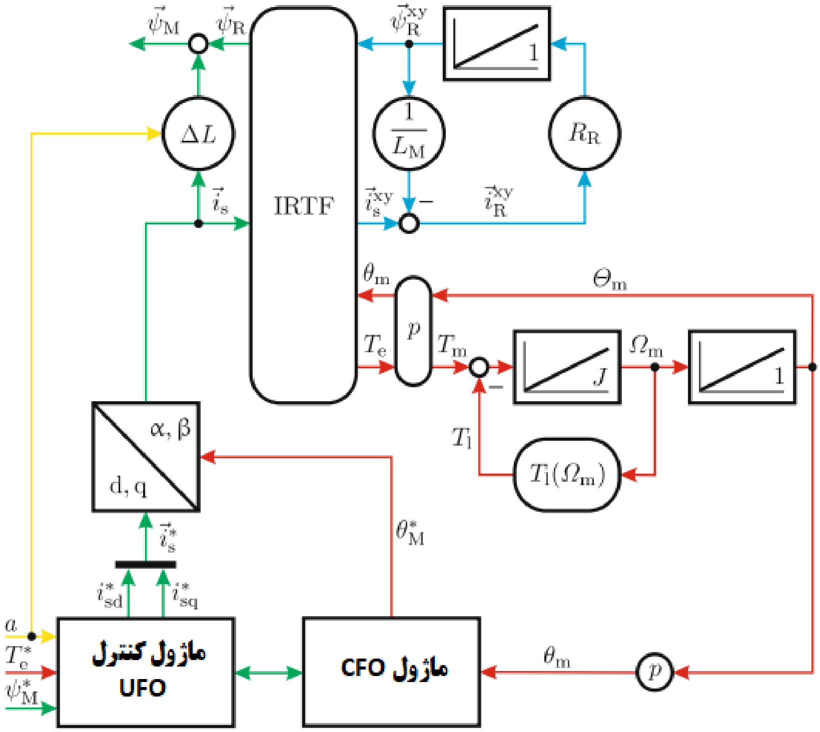
برای نمایش ماشین از مدل استاندارد بر پایه‌ی شار روتور که در بخش (۸-۱-۲-۳) مورد بحث قرار گرفت، استفاده می شود. هرچند که در این مدل به جای بردار ولتاژ $\vec{u}_s$ از جریان استاتور $\vec{i}_s$ به عنوان ورودی استفاده می‌شود. با توجه به مجموعه روابط (۸-۱۹) می‌توان مشاهده کرد که مدل کلی به دست آمده به ساختار ارائه شده در شکل (۹-۲۰) کاهش می‌یابد. لازم به ذکر است که می‌توان از هر یک از مدل‌های ارائه شده در فصل ۸ برای نمایش ماشین استفاده کرد. در مدل ماشین نشان داده شده در شکل (۹-۲۰) از واحد بهره‌ی ΔL (این واحد قبلاً توسط رابطه‌ی (۹-۱۴) معرفی شد) به همراه بردار جریان $\vec{i}_s$ و بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_R$ استفاده شده است تا بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ را تولید کنند. با استفاده از واحد بهره‌ی ΔL، کاربر می‌تواند اثر تغییر متغیر تبدیل a را روی بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ در ماشین بررسی کند. به طور خاص، دامنه‌ی بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ باید با مرجع شار پیوندی ψ_M^* برای هر مقدار انتخاب شده از a در داخل محدوده‌ی $L_m/L_r \le a \le L_s/L_m$ مطابقت داشته باشد. علاوه بر این، گشتاور لحظه‌ای تولید شده توسط ماشین (T_e) باید با گشتاور مرجع (T_e^*) استفاده شده توسط کنترل‌کننده UFO مطابقت داشته باشد.

نتایج مربوط به مثال شبیه سازی

در مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۹-۷-۳)، راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۹-۲۰) مورد بررسی قرار گرفته است. از ماشین استاندارد ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث همان‌طور که قبلاً نیز در این فصل استفاده شد (شکل (۹-۶) را

www.takbook.com

ببینید) دوباره استفاده می شود به طوری که در آن شار پیوندی مرجع ψ_M^* روی ۲,۲۹ Wb تنظیم شده است. یک گشتاور شفت پله‌ای برابر با $T_e^* = 0 \rightarrow 120\,\mathrm{Nm}$ در زمان t = ۲۰۰ ms اعمال می‌شـود و مرجع گشـتاور نیز در زمان t = ۳۰۰ ms معکوس می‌گردد. هیچ بار خارجی به ماشین وصل نشده است. نتایج ارائه شده در شکل (۹-۲۱) گشتاور شفت، سرعت شفت و شار پیوندی ψ_M را نشان می دهد؛ در این‌جا شار پیوندی ψ_M شار پیوندی استاتور را نشان می‌دهد چرا که متغیر a به گونه‌ای تنظیم شـده اسـت که کنترل‌کننده بردار بتواند به صـورت کنترل جهت‌دار شار استاتور بهره‌برداری شود.



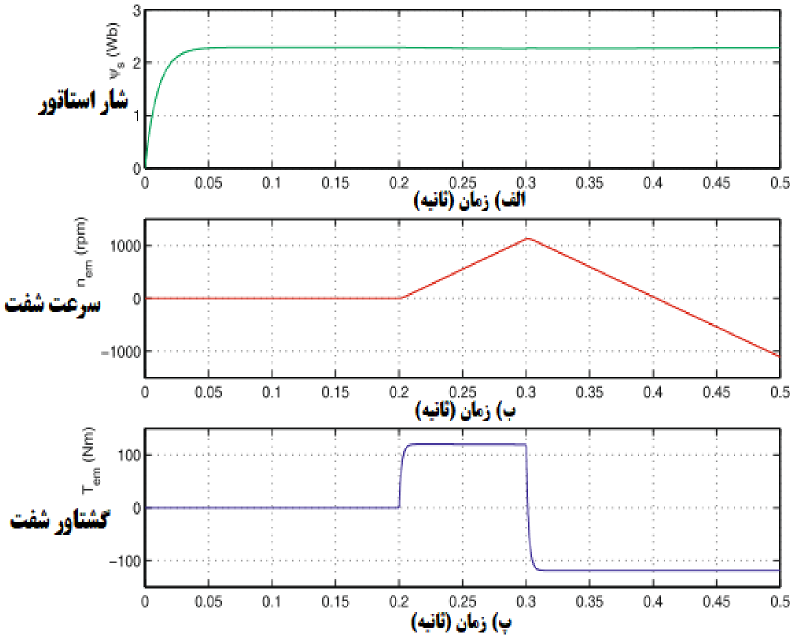
شکل (۹-۲۰): کنترل جهت‌دار میدان به همراه مدل ماشین القایی مبتنی بر منبع جریان

با مقایسـه‌ی نتایج داده شـده در شـکل (۹-۲۱) و نتایج به دسـت آمده با رویکرد کنترل کلاسـیک (شـکل (۹-۶) را ببینید) می‌توان مشـاهده کرد که میزان قابل

www.takbook.com

توجهی از کنترل با استفاده از کنترل جهت‌دار میدان به دست می‌آید. توجه داشته باشید که تغییر متغیر تبدیل a اساساً نتایج نشان داده شده را تغییر نخواهد داد که این واقعیت را می‌توان با در نظر گرفتن نتایج شبیه سازی داده شده در بخش (۹-۷-۳) نیز مشاهده کرد. برخی از تغییرات جزئی به دلیل وجود مشتق‌گیرهای غیر ایده‌آل در کنترل‌کننده اتفاق می‌افتند. علاوه بر این، پله‌ی گشتاور و شار پیوندی با استفاده از فیلترهای پایین‌گذر تعدیل شده‌اند که ثابت‌های زمانی آن‌ها به ترتیب برابر با ۲ میلی‌ثانیه و ۱۰ میلی‌ثانیه هستند. بدون وجود این فیلترها، جریان‌های غیر واقعی زیادی در شبیه‌سازی و به همین ترتیب در ماشین ظاهر می‌شوند.

خواننده می‌تواند برای کسب جزئیات بیش‌تر در خصوص مدل شبیه‌سازی به بخش (۹-۷-۳) مراجعه کند.



شکل (۹-۲۱): ماشین ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث با کنترل‌کننده‌ی بر پایه‌ی UFO و انکدر شفت

www.takbook.com

۹-۶- پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌ی جهت‌دار میدان برای یک ماشین القایی متصل شده به منبع ولتاژ

پیاده‌سازی عملی ماشین کنترل شده با جریان که در قسمت قبلی مورد بحث قرار گرفته است، نیاز به استفاده از یک مبدل منبع ولتاژ دارد. در نتیجه باید یک رویکرد کنترلی جریان سه‌فاز (همان‌طور که در بخش (۳-۲) بررسی شد) با راه‌انداز ادغام شود. در این بخش از یک کنترل‌کننده‌ی جریان مبتنی بر مدل سه‌فاز استفاده می شود، زیرا این کنترل‌کننده‌ها در کاربردهای عملی مربوط به راه‌اندازها استفاده‌ی بیش‌تری دارند (دلیل این استفاده به نویز صوتی این کنترل‌کننده‌ها مربوط می‌شود که در بخش (۳-۲-۲) مورد بررسی قرار گرفت). مدل کلی کنترل‌کننده‌ی جریان مورد نظر، همان‌طور که در شکل (۳-۱۹) نشان داده شده است، به یک بار تعمیم یافته متصل می شود که پارامترهای مربوط به کنترل‌کننده‌های جریان سنکرون مبتنی بر مدل گسسته (که به بردار $\vec{\psi}_e$ گره خورده‌اند) را تعریف می‌کند. برای راه‌انداز ماشین القایی، بردار $\vec{\psi}_e$ باید با بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M = \psi_M e^{j\theta_M^*}$ جایگزین شود که در آن زاویه θ_M^* توسط واحد CFO ایجاد می‌شود. علاوه بر این، پارامترهای مورد استفاده برای کنترل‌کننده باید مجددا تعریف شوند چرا که در این حالت، بار یک ماشین القایی است. به منظور تعیین پارامترها می‌توان مدل‌های نمادین محور مستقیم و متعامد جهت‌دار شار روتور ماشین آسنکرون را که در شکل (۸-۲۴) نشان داده شده است، در نظر گرفت. برای کنترل‌کننده جریان محور مستقیم، ولتاژ متوسط مرجع نمونه برداری شده‌ی $U_d^*(t_k)$ با استفاده از رابطه‌ی (۳-۲۱) (الف) محاسبه می شود که در این صورت پارامترهای R و L به دلیل ماهیت بار مورد استفاده باید با متغیرهای R_s و $L_{\sigma s}$ جایگزین شوند. برای کنترل‌کننده‌ی محور متعامد، ولتاژ متوسط مرجع نمونه

www.takbook.com

برداری شده‌ی $U_d^*(t_k)$ نیز با روشی مشابه و با استفاده از رابطه‌ی (۳-۲۱) (ب) محاسبه می شود؛ در این صورت پارامترهای R و L نیز باید با پارامترهای ماشین یعنی R_s و $L_{\sigma s}$ جایگزین شوند. علاوه بر این، این رابطه وجود یک عبارت اغتشاشی را به صورت $u_e = \psi_e \omega_e$ نشان می دهد که مطابق با عبارت $\psi_M \omega_s$ در یک راه‌انداز آسنکرون است.

ساختار راه‌انداز به دست آمده در شکل (۹-۲۲) نشان داده شده است. در این ساختار مفاهیم کلیدی مانند مدولاسیون و کنترل جریان که در فصل‌های قبلی این کتاب معرفی شده‌اند، به کار رفته است.

در شکل (۹-۲۲) همان‌طور که به راحتی قابل مشاهده است، یک کنترل‌کننده جریان بر پایه‌ی مدل وجود دارد که از مقادیر مرجع جریان تولید شده توسط واحد کنترل UFO (همان‌طور که در قسمت قبل بحث شد) استفاده می‌کند. لازم به ذکر است که یک عبارت اغتشاشی به صورت $\psi_M \omega_m$ در واحد کنترل‌کننده‌ی جریان نشان داده شده است در حالی که از نظر تئوری باید از فرکانس ω_s استفاده می‌شد. در مثال ارائه شده در این‌جا فرض شده است که سرعت شفت در دسترس است و بنابراین می‌توان از این متغیر استفاده کرد چرا که در غیر این صورت باید فرکانس لغزش تخمین زده شود. این بدان معنی است که خطای موجود در عبارت پیش‌خور باید توسط انتگرال‌گیر کنترل‌کننده‌ی جریان تولید شود که منجر به کاهش اندک عملکرد دینامیکی می شود. از عبارات $\omega_s L_{\sigma s} i_{sd}$ و $-\omega_s L_{\sigma s} i_{sq}$ در این مثال استفاده نمی‌شود چرا که سهم آنها معمولاً در مقایسه با جمله‌ی e_q اندک است. همچنین در شکل (۹-۲۲) مدل کلی ماشین القایی مبتنی بر شار روتور و بر پایه‌ی IRTF مطابق با شکل (۸-۱۵) نشان داده شده است. از منظر شبیه سازی، اغلب به جای ساختار مبدل منبع ولتاژ/مدوله‌کننده از یک واحد جایگزین استفاده می شود که این واحد بردار منبع

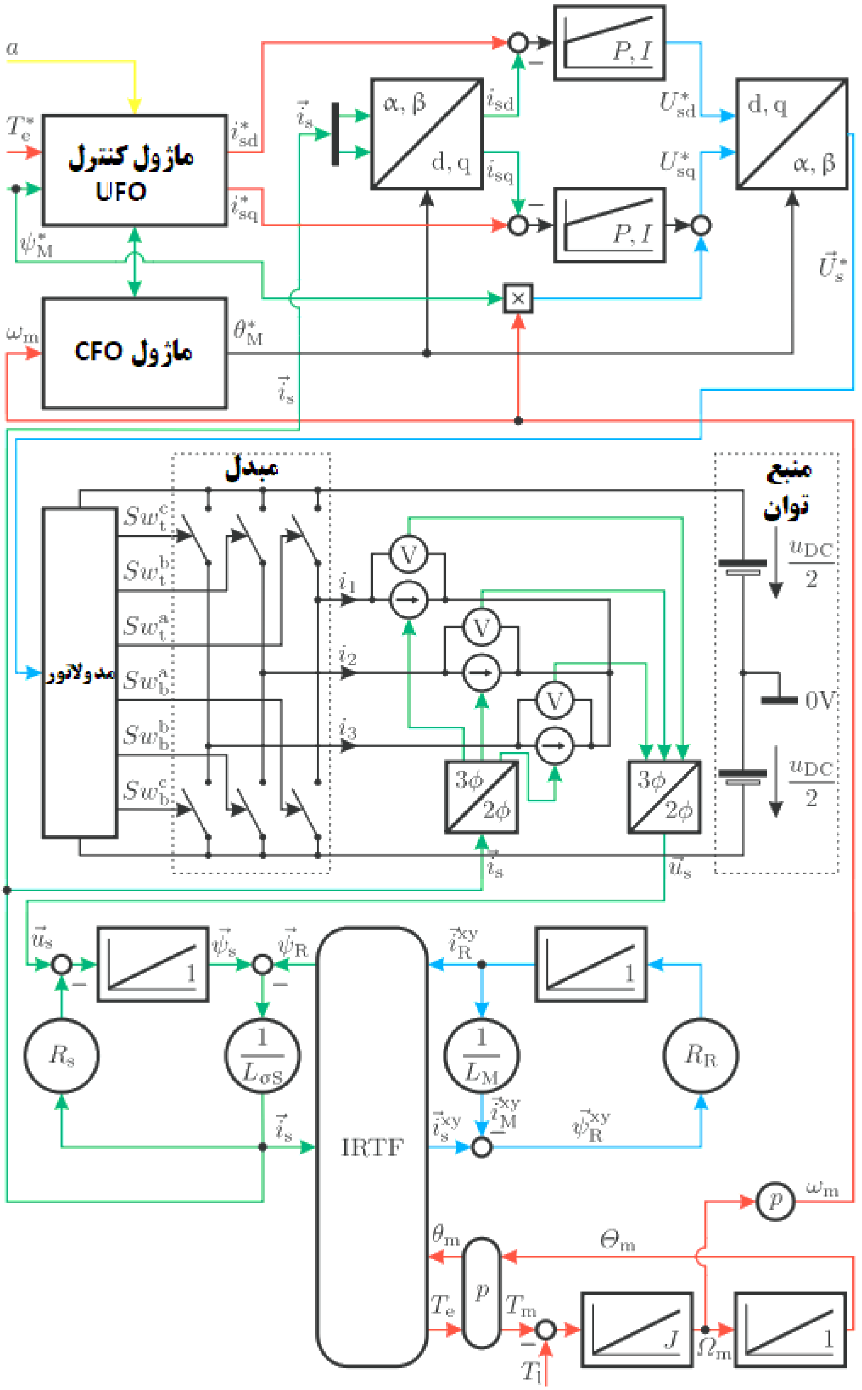
www.takbook.com

مورد نیاز را مستقیماً از مرجع‌های ولتاژ متوسط تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی جریان محاسبه می‌کند. با استفاده از این رویکرد (همان‌طور که در بخش (۳-۳-۵) نیز بیان شد) زمان اجرای شبیه‌سازی کاهش پیدا می‌کند و می‌توان گام زمانی محاسباتی را بزرگ‌تر انتخاب کرد.

نتایج مربوط به مثال شبیه‌سازی

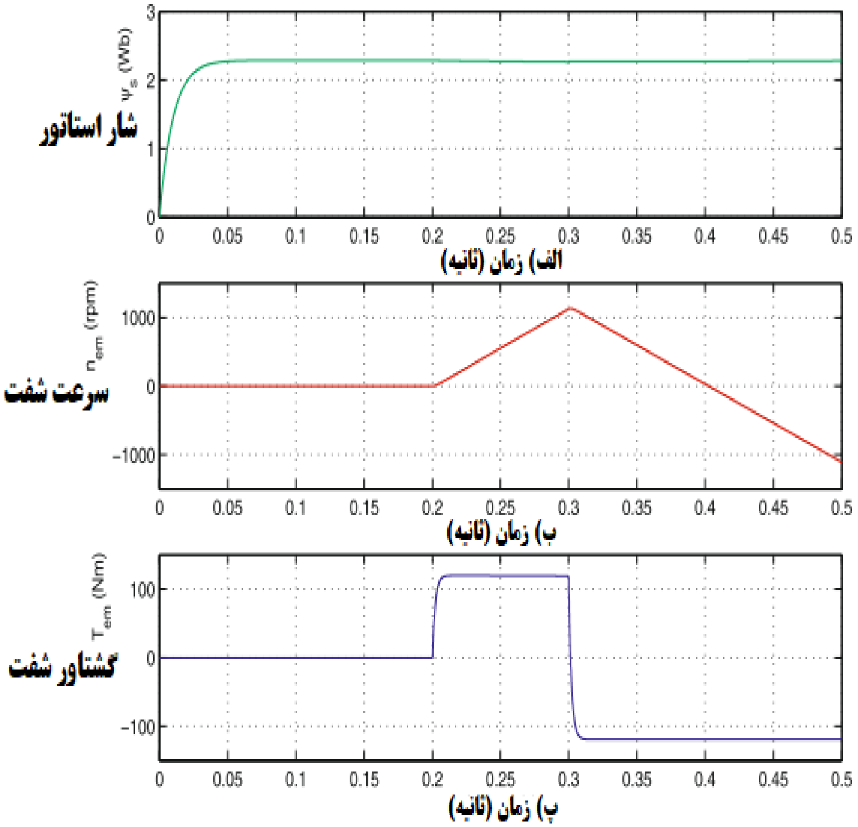
خواننده می‌تواند با مراجعه به مثال شبیه‌سازی داده شده در بخش (۹-۷-۴) این راه‌انداز را که با استفاده از ماشین ۲۲ کیلوواتی چهار قطبی و با اتصال مثلث پیاده‌سازی شده است، به‌طور کامل بررسی کند. در شکل (۹-۲۳) برخی از نتایج به دست آمده از شبیه سازی مدل ارائه شده در بخش (۳-۳-۵) نشان داده شده است. در این مثال کنترل‌کننده‌ی UFO به‌گونه‌ای تنظیم شده است تا تحت کنترل جهت‌دار شار استاتور ($a = L_s / L_m$) با تنظیم مرجع شار پیوندی برابر با $\psi_M =$ ۲٫۲۹ Wb (که مطابق با مقدار نامی شار پیوندی استاتور ماشین مورد استفاده است) کار کند. یک گشتاور پله‌ای نامی در زمان $t =$ ۳٫۵ ثانیه اعمال می‌شود و این گشتاور در زمان $t =$ ۳٫۵۵ ثانیه معکوس می‌گردد. زمان‌بندی گشتاور پله‌ای به طور عمدی با تأخیر انجام شده است تا اطمینان حاصل شود که سطح شار پیوندی استاتور در ماشین قبل از اعمال تغییر جریان متعامد، به مقدار پایدار خود برسد. توجه داشته باشید که در بسیاری از کاربردهای عملی، وقتی که راه‌انداز در حالت آماده به کار تنظیم می شود بهتر است که از مغناطیس شوندگی کامل ماشین اطمینان حاصل شود. در این صورت راه‌انداز قادر خواهد بود که در صورت نیاز مستقیماً پاسخ دهد. این امر به ویژه در کاربردهای مربوط به بالابرها از اهمیت بیش‌تری برخوردار است.

www.takbook.com



شکل (۹-۲۲): کنترل جهت‌دار میدان با مدل ماشین القایی منبع ولتاژ و کنترل جریان بر پایه‌ی مدل

www.takbook.com



شکل (۹-۲۳): ماشین ۲۲ کیلوواتی با اتصال ستاره به همراه کنترل‌کننده‌ی راه‌انداز بر پایه‌ی UFO و دورسنج شفت. کنترل‌کننده‌ی UFO در کنترل جهت‌دار شار استاتور با $\psi_M = \psi_s = 2.29\ \text{Wb}$ تنظیم شده است؛ در زمان t = ۳٫۵ s یک گشتاور پله‌ای نامی از $0 \rightarrow 120\ \text{Nm}$ به شفت اعمال شده و در زمان t = ۳٫۵۵ s معکوس می‌شود

نتایج ارائه شده در شکل (۹-۲۳) تأیید می‌کنند که شار پیوندی استاتور در مقدار مرجع آن ثابت نگه داشته می‌شود در حالی که گشتاور مطابق با توالی گشتاور مرجع تعریف شده توسط کاربر تغییر می‌کند. توجه داشته باشید که از یک فیلتر پایین‌گذر با ثابت زمانی ۲ میلی‌ثانیه برای تعدیل مرجع گشتاور استفاده شده است که تأثیر آن را می‌توان در شکل (۹-۲۳) (پ) به وضوح مشاهده کرد.

www.takbook.com

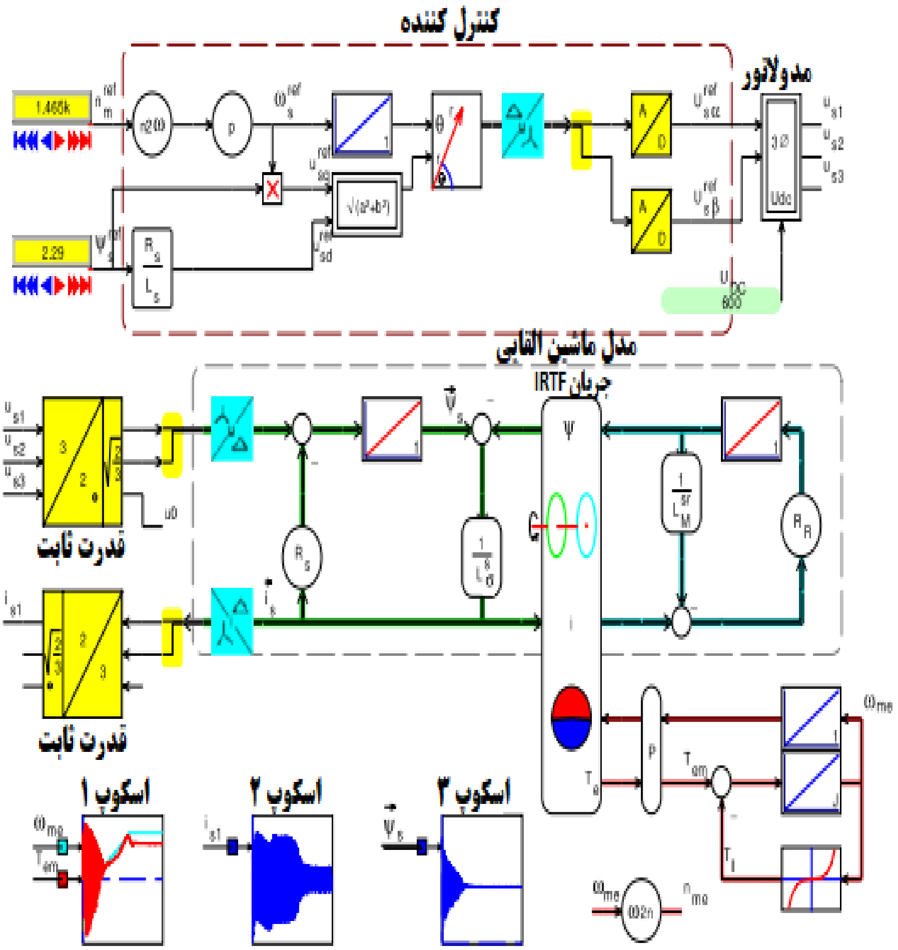
برای مشاهده‌ی نتایج بیش‌تر و هم‌چنین مدل شبیه‌سازی شده با یک کنترل‌کننده UFO جهت‌دار شار روتور می‌توانید به بخش (۳-۳-۵) مراجعه کنید.

۹-۷- مثال‌های شبیه‌سازی

۹-۷-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: راه‌انداز V/f ساده‌شده

هدف از این مثال شبیه‌سازی ایجاد یک مدل برای راه‌انداز V/f است که از ساختار کنترل‌کننده‌ی کلی بحث شده در بخش (۹-۱-۱) استفاده می کند. در این شبیه سازی نیز از ما شین القایی چهار قطبی ۲۲ کیلوواتی با اتصال مثلث که در مثال شبیه سازی (۸-۶-۷) ارائه شد، به همراه یک مبدل استفاده شده است. واحد باری که در این مثال به کار رفته است یک مشخصه‌ی گشتاور/سرعت درجه‌ی دو ایجاد می‌کند. این واحد باید به‌گونه‌ای پیکربندی شود تا گشتاور بار ۱۲۰ نیوتن‌متری در سرعت شفت $n_m = ۱۴۶۵$ rpm تولید گردد. برای ساده سازی تجزیه و تحلیل، مبدل PWM همان‌طور که در مثال شبیه‌سازی (۳-۳-۵) بحث شد، توسط یک مدوله‌کننده‌ی سه‌فاز *Av* جایگزین می شود؛ با این کار دیگر لازم نیست که رفتار کلیدزنی مبدل مدل سازی شود. ولتاژهای نمونه برداری شده‌ی $U^*_{s\alpha}$ و $U^*_{s\beta}$ (با $T_s = ۱$ ms) ورودی مدوله‌کننده هستند که توسط کنترل‌کننده فراهم می‌شوند. ولتاژ شین DC مبدل بر روی $u_{DC} = ۶۰۰V$ تنظیم شده است. دو واحد UPDOWN برای متغیرهای $\vec{\psi}^*_s$ و ω^*_s وجود دارد و متغیر ω^*_s بر حسب سرعت سنکرون چهار قطب (با واحد دور در دقیقه) بیان می‌شود.

www.takbook.com



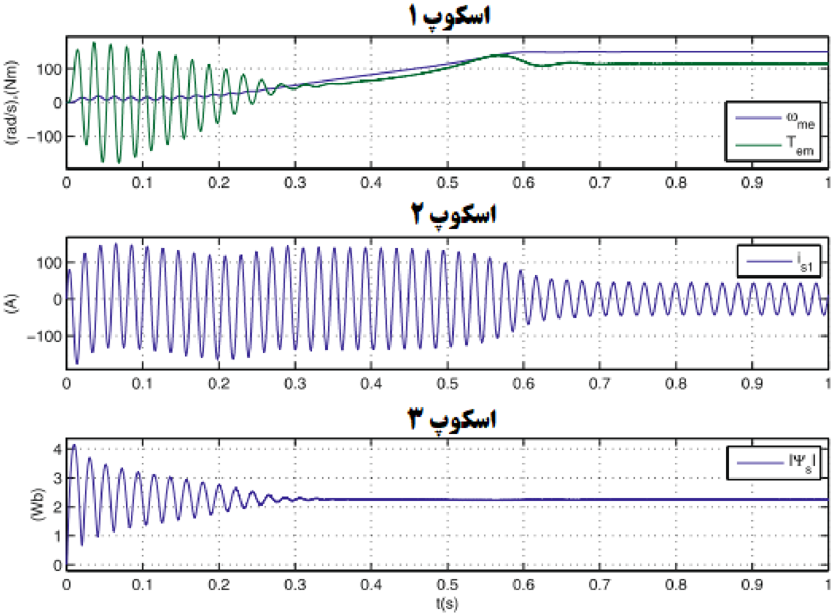
شکل (۹-۲۴): مدل راه‌انداز V/f ساده‌شده

مدل شبیه سازی داده شده در شکل (۹-۲۴) مدل مبتنی بر شار روتور را نشان می‌دهد که در شکل (۸-۴۶) ارائه شده است. پارامترهای این مدل جهت‌دار شار روتور در جدول (۸-۳) درج شده‌اند. مدوله‌کننده‌ی سه‌فاز *Av* شامل یک واحد متمرکزکننده‌ی پالس و یک واحد مبدل بدون کلیدزنی است که در شکل (۸-۲۸) ن شان داده شده ا ست. واحد مبدل بدون کلیدزنی باید به مقدار منبع شین DC د سترسی دا شته با شد که همان‌طور که در بالا نیز ا شاره شد روی u_{DC} = ٦٠٠ V تنظیم شده است.

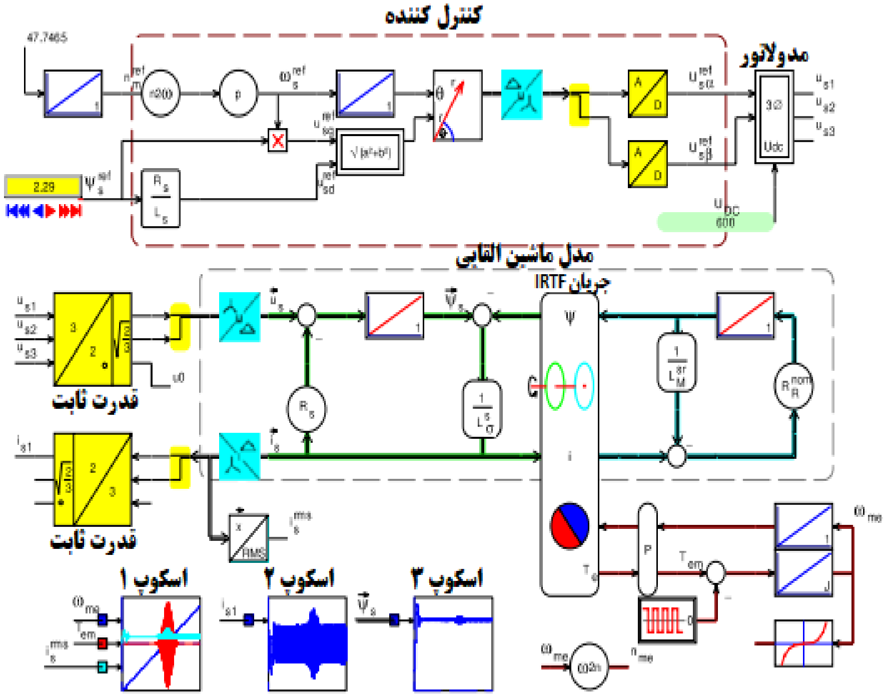
www.takbook.com

ساختار واحد کنترل‌کننده‌ی نشان داده شده در شکل (۹-۲۴) با مدل کلی نشان داده شده در شکل (۹-۲) سازگار است. از واحد بهره با مقدار R_s/L_s در کنترل‌کننده استفاده شده است که پارامترهای آن را می‌توان از جدول (۸-۳) به دست آورد؛ لازم به ذکر است که اندوکتانس استاتور به صورت $L_s = L_{\sigma s} + L_M$ داده شده‌اند. توجه داشته باشید که پارامترهای داده شده برای یک ماشین با اتصال مثلث هستند در حالی که ورودی‌های ولتاژ برای واحد مدوله‌کننده باید برای پیکربندی با اتصال ستاره بیان شوند. این شرط با قرار دادن یک واحد تبدیل مثلث به ستاره در کنترل‌کننده لحاظ می‌شود؛ این واحد پس از واحد تبدیل مختصات قطبی به دکارتی که بردار ولتاژ $\vec{U}_s^*$ را تولید می‌کند، قرار می‌گیرد. مقدار مرجع شار پیوندی استاتور (که در مقدار نامی $\vec{\psi}_s^* = 2.29\,\mathrm{Wb}$ تنظیم شده است) و فرکانس شار استاتور به عنوان سیگنال‌های ورودی به کنترل‌کننده هستند. فرکانس شار استاتور به صورت $\omega_s^* = 30/\pi p n_s^*$ بیان می شود که در آن n_s^* سرعت سنکرون چهار قطب ($P = ۲$) را بر حسب دور در دقیقه نشان می‌دهد. مقدار این سرعت در ابتدا بر روی سرعت نامی ماشین تنظیم شده است. بررسی دقیق مدل نشان می‌دهد که سطح شار پیوندی استاتور در مدل ماشین پس از طی کردن یک حالت گذرا (که دامنه‌ی نسبتاً بزرگی دارد) در مقدار مرجع تنظیم شده پایدار می‌شود. اما همان‌طور که انتظار می‌رفت، سرعت شفت در حالت پایدار از مقدار مرجع پایین‌تر است چرا که کنترل‌کننده سرعت سنکرون بردار شار پیوندی چرخان (و نه سرعت واقعی شفت) را تنظیم می‌کند. از این رو تفاوت بین این دو مقدار، فرکانس لغزش را به دست می‌دهد که با گشتاور تولید شده توسط ماشین متناظر است.

www.takbook.com

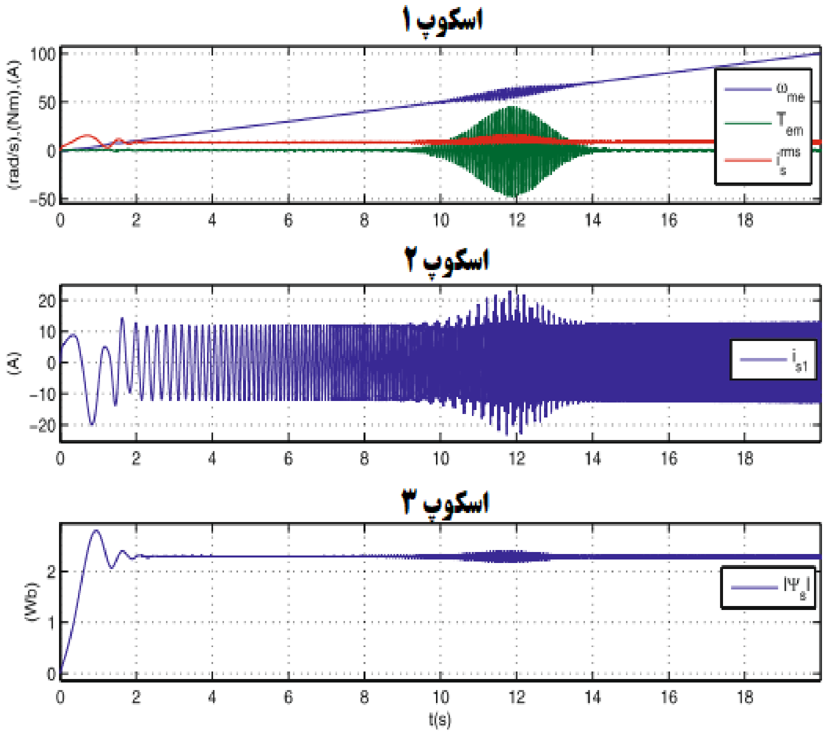


شکل (۹-۲۵): نتایج شبیه‌سازی راه‌انداز V/f ساده‌شده



شکل (۹-۲۶): شبیه‌سازی راه‌انداز V/f ساده‌شده برای آزمون ناپایداری

www.takbook.com



شکل (۹-۲۷): نتایج شبیه‌سازی راه‌انداز V/f ساده شده برای آزمون ناپایداری

در بخش دوم این مثال مدل شبیه‌سازی نشان داده شده در شکل (۹-۲۴) به گونه‌ای اصلاح می‌شود که نواحی بالقوه‌ی بهره‌برداری که در آن ممکن است ناپایداری رخ دهد شناسایی شوند. برای این منظور، واحد بار با یک نوسان‌گر موج مربعی ۰/۲ نیوتن‌متری با فرکانس ۴ هرتز جایگزین می‌شود. از این واحد برای ایجاد هرگونه تشدیدی استفاده می‌شود که ممکن است در محدوده‌ی سرعت انتخاب شده وجود داشته باشد. با استفاده از یک انتگرال‌گیر سرعت سنکرون (به صورت تابع شیب) در محدوده‌ی $0 \rightarrow 1000\,rpm$ و با نرخ $\frac{d\omega_s^*}{dt} = 10\,{rad}/{sec^2}$ تولید می شود. برای این منظور، زمان شبیه سازی را روی T = ۲۰ s قرار دهید و مقدار موثر جریان خط و گشتاور شفت را در زمان جاروب فرکانس مشاهده کنید. نمونه‌ای از نتایج به دست آمده از این شبیه‌سازی در شکل (۹-۴) نشان داده شده

www.takbook.com

است. توجه داشته باشید که نتیجه‌ی نشان داده شده برای مقاومت روتور با مقدار پایین‌تر از مقدار اسمی به دست آمده است (بنابراین موتور بسیار سردتر از حالتی است که از مقدار اسمی شود) تا پدیده‌ی رزونانس الکترومغناطیسی که می‌تواند در راه‌اندازهای V/F رخ دهد، به وضوح نشان داده شود. اگر شبیه‌سازی با مقاومت روتور اسمی یا با مقدار کم‌تر مقاومت استاتور انجام شود اثر رزونانس به مراتب کم‌تر نمایان می‌شود؛ بنابراین این پدیده به پارامترهای ماشین حساس است.

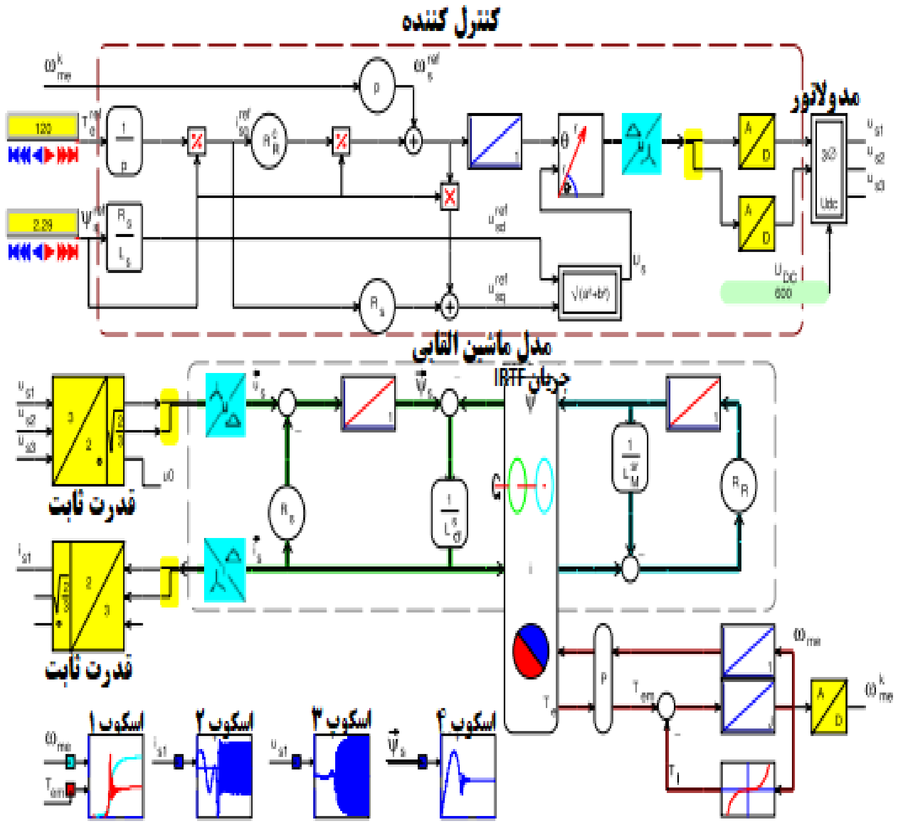
۹-۷-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: راه‌انداز V/f با حسگر سرعت شفت

در این مثال شبیه‌سازی یک راه‌انداز بر پایه‌ی کنترل V/f که از سرعت اندازه‌گیری شده یا برآورد شده‌ی شفت استفاده می‌کند، بررسی می‌شود. برای این منظور، مثال شبیه سازی بحث شده در بخش قبلی را به گونه‌ای تغییر دهید که بتوان یک کنترل‌کننده را مانند آن‌چه که در شکل (۹-۵) نشان داده شده است، در آن جای داد. ورودی‌های واحد کنترل مذکور باید مرجع گشتاور شفت T_e^* و مرجع شار پیوندی استاتور ψ_s^* باشند. پیکربندی ماشین، مبدل و پیکربندی منبع DC در مقایسه‌ی با مثال شبیه‌سازی قبلی بدون تغییر باقی می‌مانند.

شبیه‌سازی داده شده در شکل (۹-۲۸) ساختار کنترل‌کننده‌ی اصلاح شده را مطابق با مدل کلی بحث شده در بخش (۹-۱-۲) نشان می‌دهد. در این مثال از یک ماشین چهار قطبی ($p = ۲$) استفاده شده است؛ در این صورت سرعت شفت و مرجع سرعت باید به ترتیب تو سط واحدهای بهره‌ی برابر با p و ۱/p فراهم شوند (زیرا لازم است که در کنترل‌کننده از متغیرهای الکتریکی استفاده شود نه متغیرهای مبتنی بر شفت). واحد بهره‌ی کنترل‌کننده یعنی R_s/L_s بدون تغییر باقی می ماند اما بهره‌ی R_R باید محاسبه شود. در این زمینه باید به این نکته توجه داشته باشیم که متغیرهای کنترل‌کننده با استفاده از مدل UFO مبتنی بر

www.takbook.com

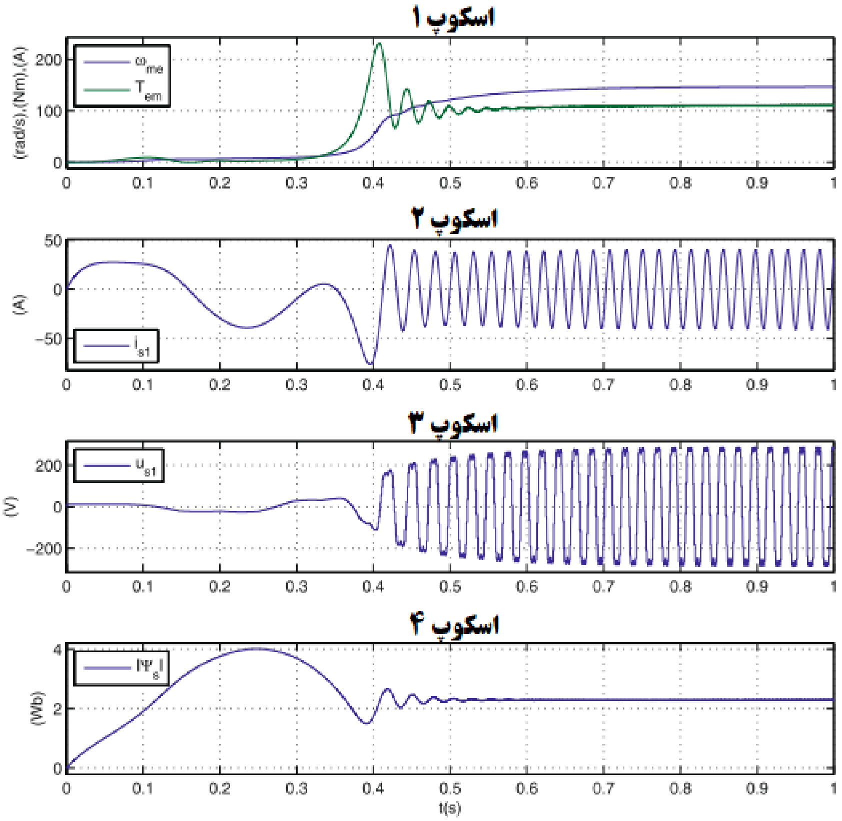
شار استاتور به دست آمده‌اند (به بخش ۸-۳-۴-۲ مراجعه کنید)؛ این بدان معنی است که مقاومت روتور استفاده شده در کنترل‌کننده با آن‌چه که در ماشین استفاده می‌شود متفاوت است. در نتیجه، مقاومت روتور کنترل‌کننده با استفاده از رابطه‌ی $R_R = a^2 R_r$ به دست می‌آید که در آن R_r مقدار مقاومت روتور یک مدل پنج پارامتری را نشان می‌دهد که برای این ماشین برابر $R_r =$ ۰٫۰۳۷۷ Ω است (جدول (۸-۲) را ببینید). متغیر تبدیل a در مقدار $a = L_s/L_m$ تنظیم شده است؛ در این صورت مقدار مقاومت روتور برای موتور مورد نظر به صورت $R_R =$ ۰٫۰۵۸۷Ω محاسبه می‌شود که از این مقدار باید در کنترل‌کننده استفاده شود.



شکل (۹-۲۸): شبیه‌سازی راه‌انداز V/f با حسگر سرعت شفت

www.takbook.com

نمونه‌ای از نتایج به دست آمده با این مدل شبیه‌سازی در شکل (۹-۶) آورده شده است که در آن مرجع گشتاور شفت و مرجع شار پیوندی استاتور به ترتیب $T_e^* = 120\,\mathrm{Nm}$ و $\psi_s^* = 2.29\,\mathrm{Wb}$ به دست آمده‌اند. بررسی نتایج به دست آمده با این مدل نشان می‌دهد که گشتاور شفت و شار پیوندی استاتور در حالت پایدار به ترتیب برابر $T_e =$ ۱۱۱٫۰ Nm و $\vec{\psi}_s^* = 2.29\,\mathrm{Wb}$ هستند. انحراف بین گشتاور شفت مرجع و گشتاور شفت واقعی به دلیل تقریب مورد استفاده (نادیده گرفتن اندوکتانس نشتی $L_{\sigma R}$) در رابطه‌ی (۹-۷) برای استخراج مقدار مرجع فرکانس لغزش کنترل‌کننده ایجاد می‌شود. هرچند که می‌توان از مدل‌های فرکانس لغزش کامل‌تر نیز استفاده کرد اما این امر خارج از محدوده‌ی این مثال شبیه‌سازی است.



شکل (۹-۲۹): نتایج شبیه‌سازی راه‌انداز V/f با حسگر سرعت شفت

www.takbook.com

۹-۷-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: کنترل جامع جهت‌دار میدان (UFO) برای مدل یک ماشین بر پایه‌ی منبع جریان و با زاویه‌ی شفت معلوم

در این مثال شبیه‌سازی به پیاده‌سازی عددی کنترل UFO پرداخته می‌شود که در آن از ماشین استاندارد ۲۲ کیلوواتی چهار قطبی با مشخصات ذکر شده در جدول (۸-۳) استفاده می شود. مدل مربوط به این شبیه‌سازی با استفاده از کنترل‌کننده‌ی UFO (همان‌طور که توسط مدل کلی ارائه شده در شکل (۹-۱۰) تعریف شده است) ایجاد می شود. متغیرهای ψ_M و T_e^* (گشتاور الکترودینامیکی مرجع) به عنوان ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی UFO در نظر گرفته شده‌اند. متغیر ψ_M باید بر روی $\psi_M = ۲{,}۲۹$ Wb تنظیم شود و مرجع گشتاور الکترودینامیکی نیز باید به گونه‌ای پیکربندی شود تا یک گشتاور شفت پله‌ای از $T_e^* = 0 \rightarrow 120\,\text{Nm}$ در زمان t = ۲۰۰ ms فراهم گردد؛ توجه داشته باشید که مرجع گشتاور در زمان T = ۳۰۰ ms معکوس می‌شود. هیچ بار خارجی نباید به ماشین متصل شود. فرض بر این است که زاویه الکتریکی شفت (θ) با استفاده از یک انکدر شفت فراهم می‌شود و از این متغیر باید به همراه یک واحد CFO مطابق شکل (۹-۱۲) استفاده گردد. واحد CFO (که باید با واحد UFO در ارتباط باشد) زاویه مرجع θ_M^* را در خروجی خود تولید می‌کند؛ این زاویه برای دستیابی به کنترل جهت‌دار میدان مورد نیاز است. از یک مدل بر پایه‌ی IRTF با چهار پارامتر (همان‌طور که در شکل (۸-۱۵) آورده شده است) برای ماشین استفاده می شود. در این حالت جریان استاتور $\vec{i}_s$ به جای بردار ولتاژ $\vec{u}_s$ به عنوان ورودی مدل در نظر گرفته می‌شود چرا که واحد UFO بردار جریان مرجع $\vec{i}_s^{dq}$ را تولید می‌کند که باید با استفاده از زاویه‌ی مرجع θ_M^* به مختصات ساکن منتقل شود. استفاده از یک مدل منبع جریان مفید است زیرا مدل را ساده کرده و امکان نمایش بصری عملکرد راه‌انداز را بدون پیچیدگی‌های کنترل‌کننده‌ی جریان فراهم می‌کند.

www.takbook.com

مدل شـــبیه‌ســـازی نشـــان داده شـــده در شـــکل (۹-۳۰) الزامات این مثال شـبیه‌سـازی را برآورده می‌کند. در این شـکل واحدهای UFO و CFO نیز نشـان داده شـــده‌اند؛ این واحدها متغیرهای مورد نیاز i_{sd}^{c}، i_{sq}^{c} و θ_M^{*} را تولید می‌کنند. در این مدل از سه واحد UPDOWN نیز ا ستفاده شده ا ست که این واحدها به کاربر اجازه می‌دهند که مقدار قله‌ی گشتاور T_e^{*}، مقدار مرجع شار پیوندی ψ_M^{*} و مقدار تبدیل a را در محدوده‌ی $L_m/L_r \leq a \leq L_s/L_m$ (به رابطه‌ی (۸-۱۳) مراجعه کنید) تنظیم کند. از یک فیلتر مرتبه‌ی اول برای تعدیل مقادیر گشـــتاور مرجع و شار پیوندی استفاده شده است که ثابت زمانی این فیلترها به ترتیب ۲ ms و ۱۰ ms هستند. همچنین در شکل (۹-۳۰) واحد مربوط به ماشین برپایه‌ی IRTF نیز نشان داده شده است؛ در این واحد یک بهره‌ی ΔL وجود دارد که برای تولید بردار شار پیوندی $\vec{\psi}_M$ لازم است. تابع مرجع گشتاور مورد نیاز برای این شبیه‌سازی با کمک واحد TEREF[1] تولید می‌شـــود که شـــامل فیلتر پایین گذر مرتبه‌ی اول با ثابت زمانی ۲ ms (که در بالا نیز به آن اشاره شد) است.

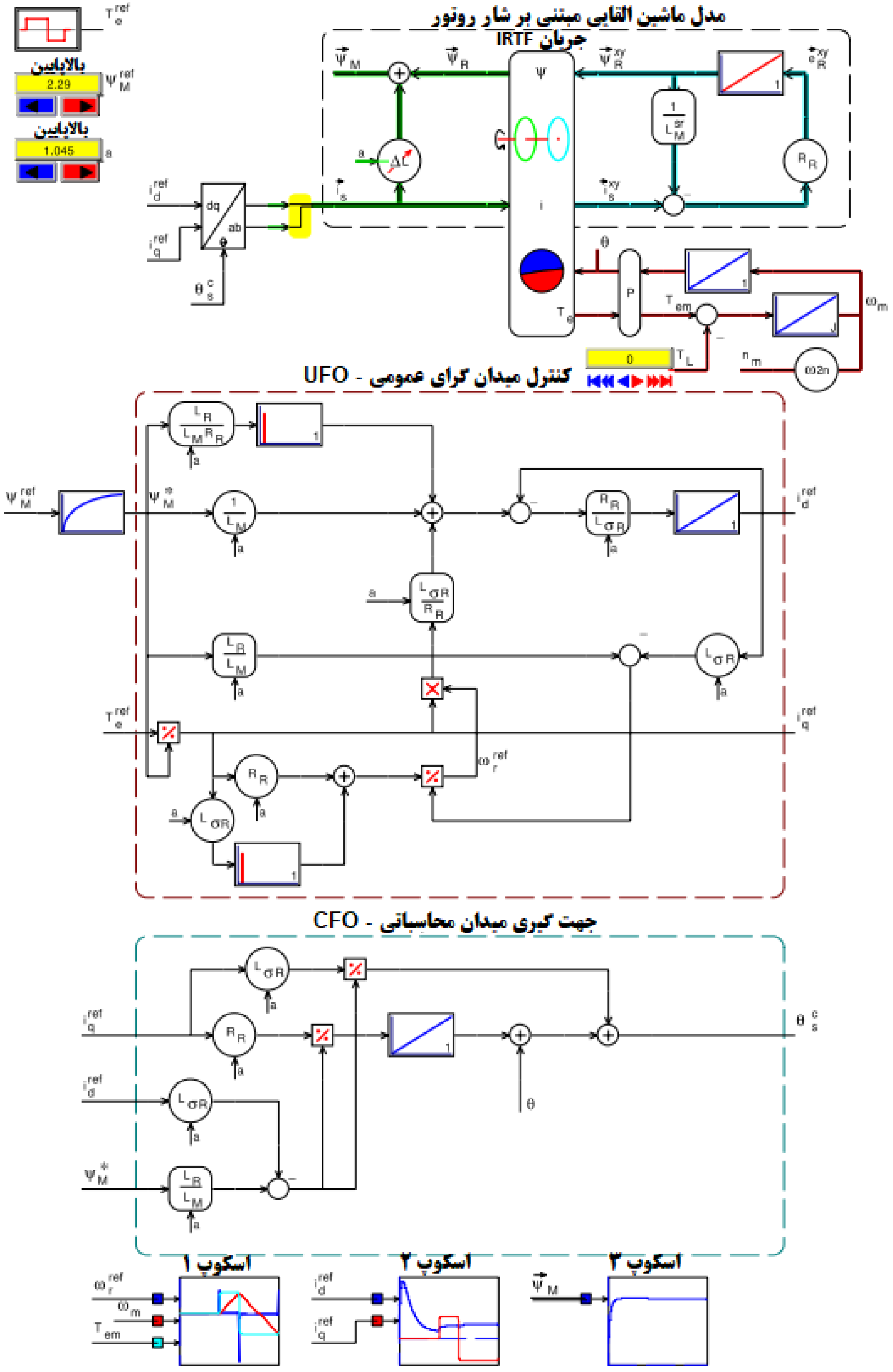
از تعدادی واحد نوســـان‌نما برای نشـــان دادن نتایج به دســـت آمده از این شبیه‌سازی استفاده شده است. داده‌های تولید شده توسط واحدهای نوسان‌نما به وسیله‌ی نرم‌افزار متلب پردازش شده و با استفاده از نمودارهای تولید شده در این نرم‌افزار نمایش داده شده‌اند. نتایج داده شده در شکل (۹-۳۲) خروجی نوسان‌نما را برای متغیر تبدیل $a = L_m/L_r$ نشـــان می‌دهد یعنی کنترل‌کننده‌ی UFO روی کنترل جهت‌دار شار روتور تنظیم شده است. در این شرایط متغیر ψ_M نشان داده شده در واحد نوسان نمای ۲ (شکل (۹-۳۲) را ببینید) متغیر ψ_R را نشان می‌دهد. یک جریان مســـتقیم گذرا در هنگام راه‌اندازی وجود دارد که تنها بخشـــی از آن نشـــان داده شـــده اســـت چرا که محور عمودی در واحد نوســـان نمای ۴ عمداً به ۱۰۰+، ۵۰- آمپر محدود شده است تا جزئیات کافی در طول بازه‌ی زمانی بحرانی

www.takbook.com

که متغیر گشتاور در آن تغییر می‌کند نشان داده شود. نتایج شبیه سازی برای a $= L_s/L_m$ در شکل (۹-۳۳) ارائه شده است؛ برای به دست آوردن این نتایج از کنترل‌کننده UFO با کنترل جهت‌دار شار استاتور استفاده شده است. در این حالت، متغیر ψ_M نشان داده شده در نوسان نمای ۲ (شکل (۹-۳۳) را ببینید) متغیر ψ_s را نشان می دهد. توجه داشته باشید که برای هر دو تنظیمات مقادیر مرجع گشتاور و شار پیوندی مورد نیاز توسط کنترل‌کننده‌ی UFO فراهم می‌شوند. به طور مشابه، کاربر می‌تواند هر مقداری را برای متغیر تبدیل a (در محدوده‌ی تعریف شده برای آن) انتخاب کند.

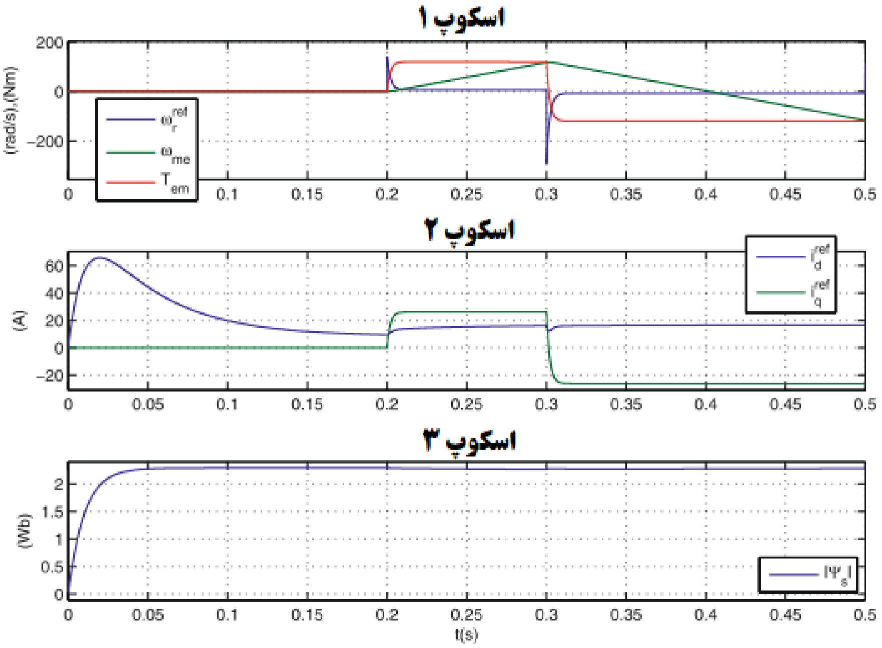
توجه دا شته با شید که برای کنترل جهت‌دار شار ا ستاتور، فرکانس لغزش به صورت تابع ضربه خود را نشان می‌دهد. این اتفاق به این دلیل رخ می‌دهد که در کنترل جهت‌دار شار ا ستاتور با جابجایی تقریبا آنی بردار شار پیوندی ا ستاتور نسبت به بردار شار پیوندی روتور یک گشتاور پله‌ای ایجاد می‌شود. با این حال در عمل تغییرات در گشتاور باید دارای سرعت آهسته باشد (که این کار با استفاده از واحد کنترل محدود کننده‌ی سرعت انجام می‌شود) تا استرس مکانیکی محدود شده یا از تحریک فرکانس‌های ویژه‌ی مکانیکی جلوگیری گردد. برای هر دو مورد می‌توان مشاهده کرد که گشتاور به طور مستقل از شار پیوندی ψ_M تغییر می‌کند و هنگام وقوع گشتاورهای گذرا در سطح موردنیاز حفظ می‌شود.

www.takbook.com

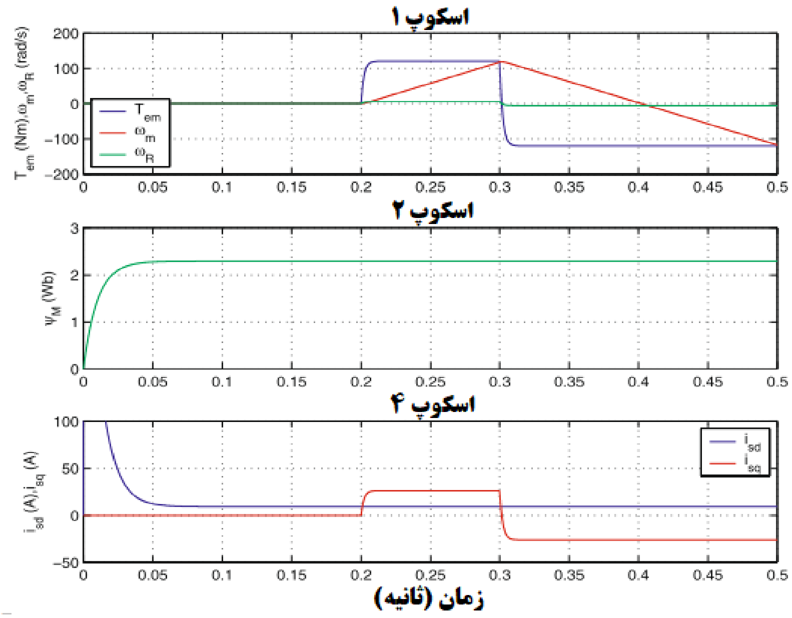


شکل (۹-۳۰): شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ی UFO با مدل ماشین مبتنی بر منبع جریان

www.takbook.com

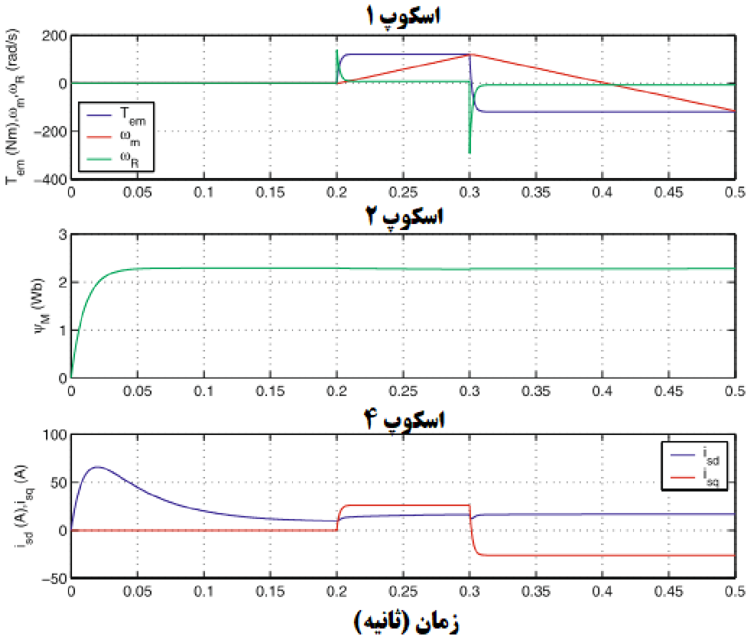


شکل (۹-۳۱): نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ی UFO با مدل ماشین مبتنی بر منبع جریان



شکل (۹-۳۲): نتایج شبیه‌سازی برای کنترل‌کننده‌ی UFO برای مدل ماشین مبتنی بر منبع جریان با تنظیمات: کنترل جهت‌دار شار روتور، a = ۰٫۹۵۷

www.takbook.com



شکل (۹-۳۳): نتایج شبیه‌سازی برای کنترل‌کننده‌ی UFO برای مدل ماشین مبتنی بر منبع جریان با تنظیمات: کنترل جهت‌دار شار استاتور، a = ۱,۰۴۵

در کنترل جهت‌دار شار استاتور هنگام اعمال توابع پله‌ای به مرجع گشتاور، آشفتگی‌های جزئی پیرامون مقدار مورد نظر اتفاق می‌افتد که این موضوع به دلیل استفاده از مشتق‌گیرهای غیر ایده‌آل در کنترل‌کننده‌ی UFO است. در عمل عدم تطابق بین پارامترهای مدل و ماشین واقعی باعث مرتبط شدن متغیرهای شار پیوندی و گشتاور به یکدیگر می‌شود.

۹-۷-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: راه‌انداز ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO و کنترل جریان بر پایه‌ی مدل

این مثال شبیه‌سازی، عملکرد یک ماشین القایی چهار قطبی با اتصال مثلث را که با یک کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل و یک مبدل منبع ولتاژ

www.takbook.com

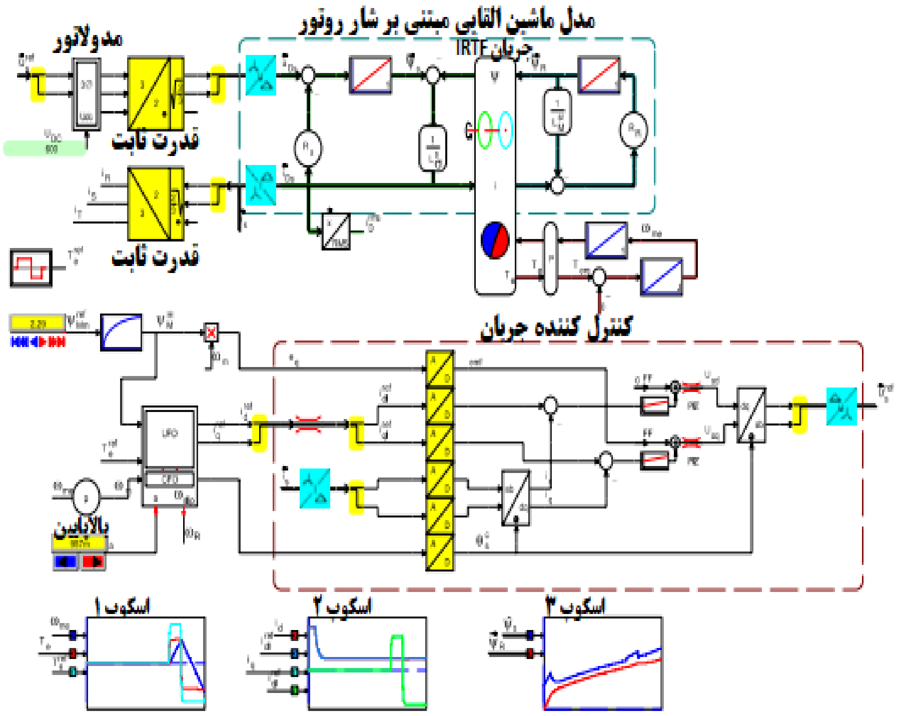
بهره‌برداری می‌شود، مورد بررسی قرار می‌دهد. در کنترل ارائه شده در این مثال از یک ما شین القایی ا ستاندارد چهار قطبی (همانند مثال شبیه سازی ۲) ا ستفاده می‌شـــود (به بخش ۹-۷-۲ مراجعه کنید). در این مثال، از فرامین جریان تولید شـــده توســـط واحد UFO (i_d^c و i_q^c) به عنوان ورودی در کنترل‌کننده‌ی جریان ا ستفاده می شوند که این مو ضوع را می‌توان در شکل (۹-۲۲) نیز م شاهده کرد. پارامترهای ما شین برابر مقادیری ا ست که در جدول (۸-۳) ارائه شده‌اند. فرکانس نمونه‌برداری برای کنترل‌کننده‌های جریان گســـســـته برابر با ۱۰ کیلوهرتز فرض شـــده اســـت. برای این مثال گشـــتاور مرجع الکترومغناطیســـی ورودی بر روی $T_e^* = 60\,Nm$ در زمان t = ۳۵۰ ms تنظیم می شود سپس این گ شتاور در زمان t = ٤۰۰ ms از مقدار ۶۰ به ۶۰- نیوتن‌متر معکوس می‌گردد. یک فیلتر مرتبه‌ی اول با ثابت زمانی τ = ۲ ms بین مرجع گشتاور و کنترل‌کننده‌ی راه‌انداز سنکرون قرار دارد تا تغییرات گشـــتاور را به مقادیر واقع بینا نه محدود کند. به دلیل محدودیت‌های اعمال شده تو سط ولتاژ شین DC مبدل گشتاور در هیچ سیستم راه‌اندازی نمی‌تواند به صـــورت لحظه‌ای تغییر کند. به طور مشـــابه از یک فیلتر مرتبه‌ی اول با ثابت زمان τ = ۱۰ ms نیز برای تعدیل مقدار مرجع شـــار پیوندی ψ_M اســـتفاده می شـــود. در این حالت کنترل‌کننده‌ی UFO به عنوان یک ماژول نرم‌افزار CASPOC ارائه می‌شـــود که یک ماژول CFO را نیز در خود جای داده است که این ماژول CFO نیاز به دسترسی به سرعت شفت اندازه گیری شده دارد (همان‌طور که در بخش ۹-۲-۴ نیز بحث شـد). کل زمان اجرای شـبیه‌سـازی در ۵۰۰ میلی ثانیه و منبع DC برابر با u_{DC} = ٦۰۰ V تنظیم شـــده‌اند. در این شبیه سازی لازم نیست که مدوله‌کننده و مبدل در سطح مدار پیاده سازی شوند که به معنی حذف اثرات کلیدزنی است (همان‌طور که در بخش ۳-۳-۵ بحث شد) تا عملکرد راه‌انداز بهتر نمایش داده شود. اولین کاری که باید انجام شود محاسبه‌ی

www.takbook.com

بهره‌های دو کنترل‌کننده‌ی جریان ا ست و علاوه بر این عبارت‌های اغتشا شی نیز باید مشخص شوند.

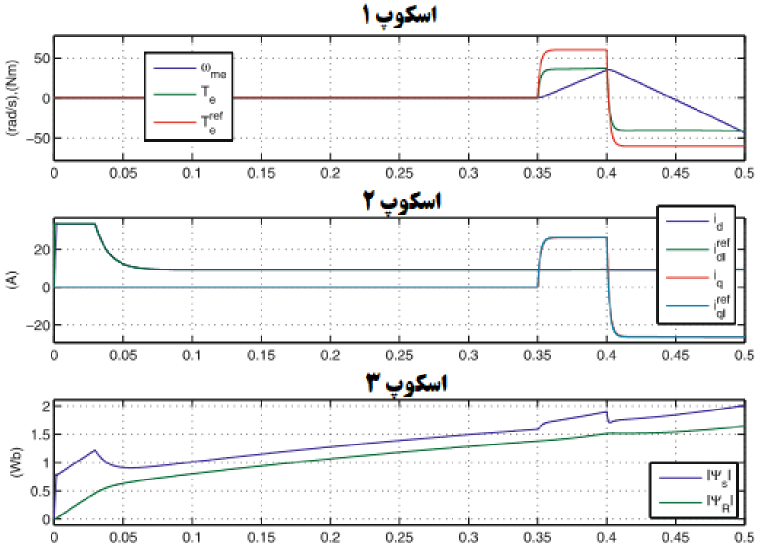
در مرحله‌ی دوم مدل شبیه‌سازی راه‌انداز را که در شکل (۹-۳۴) نشان داده شده است مورد آزمایش قرار دهید و نتایج زیر را ترسیم نمایید:

- ✓ جر یان ا ندازه‌گیری شـــده‌ی i_{sd} و مرجع جر یان محور مســـتقیم نمونه‌برداری شده (i_{sd}^{c}).
- ✓ جریـان انـدازه‌گیری شـــده‌ی i_{sq} و مرجع جریـان محور متعـامـد نمونه‌برداری شده (i_{sq}^{c}).
- ✓ گشتاور مرجع T_e^*، گشتاور واقعی T_e و سرعت مکانیکی شفت ω_m.
- ✓ دامنه‌های شار پیوندی استاتور $|\vec{\psi}_s|$ و شار پیوندی روتور $|\vec{\psi}_R|$



شکل (۹-۳۴): شبیه‌سازی راه‌انداز ماشین القایی با مبدل منبع ولتاژ

www.takbook.com

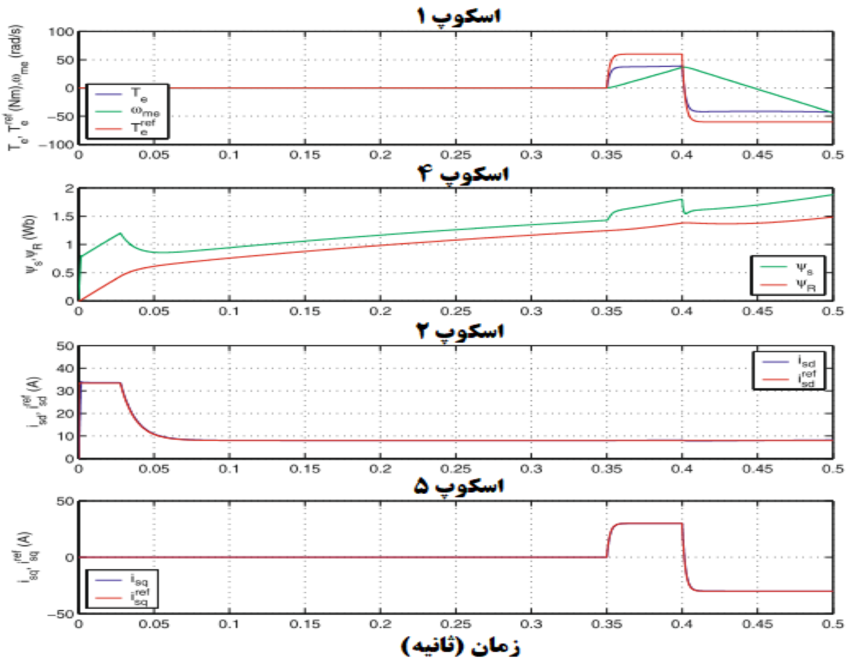


شکل (۹-۳۵): نتایج شبیه‌سازی راه‌انداز ماشین القایی با مبدل منبع ولتاژ

برای محاسبه‌ی بهره‌های کنترل‌کننده‌ی جریان و شناسایی جمله‌ی پیش‌خور مناسب می‌توان از رهیافتی که در بخش (۹-۶) تبیین شده است استفاده کرد. دو کنترل‌کننده‌ی PI نشان داده شده دارای خاصیت ضد جمع‌شوندگی هستند (این خاصیت در بخش (۳-۳-۲) مورد بحث قرار گرفت) که بدان معنی است که کران‌های خروجی باید مشخص شوند. یک انتخاب مناسب این است که مقدار کران‌ها را به طول بردار فعال مبدل یعنی $\pm\sqrt{2/3}u_{DC}$ تنظیم کنید که در این شرایط بردار ولتاژ خروجی هرگز نمی‌تواند از محدوده‌ی شش ضلعی تشکیل شده تو سط بردارهای فعال مبدل تجاوز کند. سیگنال پیش‌خور $\omega_m\psi_M$ (همان‌طور که در بخش (۹-۶) بررسی شد) کنترل‌کننده‌ی PI محور q فراهم شده است. یک واحد مرجع گشتاور با نام TEREF نیز در شکل (۹-۳۴) وجود دارد که شامل یک فیلتر مرتبه اول با ثابت زمانی ۲ میلی‌ثانیه است؛ از این فیلتر برای تعدیل سیگنال مرجع گشتاور که به واحد کنترل‌کننده‌ی UFO اعمال می‌شود، استفاده شده است. توجه داشته باشید ماشین مورد استفاده دارای اتصال مثلث است بنابراین

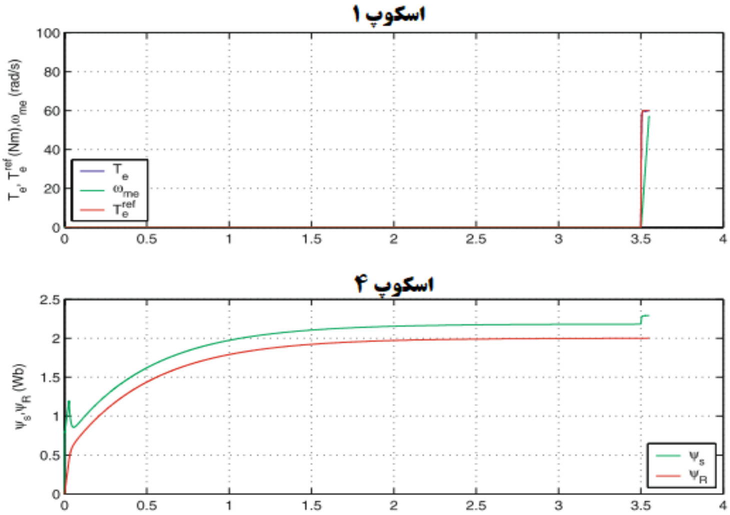
www.takbook.com

باید واحدهای بردار ف ضایی ستاره/مثلث و مثلث/ ستاره نیز در مدل شبیه سازی وجود دا شته با شند. با فرض یک مدل ما شین معادل با ات صال ستاره (این مدل معادل را می‌توان با تقسیم پارامترهای ماشین مربوطه بر سه به دست آورد) می‌توان از واحدهای ستاره/مثلث و مثلث/ ستاره اجتناب کرد. در این مثال ترجیح داده شده است که از ماشین با اتصال مثلث استفاده شود زیرا می‌توان به وسیله‌ی آن چگونگی پیکربندی مبدل ولتاژ برای لحاظ کردن اشباع مبدل را نشان داد. چهار واحد نو سان‌نما در شکل (۹-۳۴) ارائه شده‌اند که متغیرهای مورد نیاز این مثال شبیه سازی را نشان می‌دهند. عملکرد راه‌انداز با ا ستفاده از کنترل جهت‌دار شار روتور مورد آزمایش قرار گرفته است (یعنی کنترل‌کننده UFO به گونه‌ای تنظیم شده است تا با یک متغیر تبدیل برابر با a = ۰٫۹۵۷ کار کند) که نتایج مربوط به آن در شکل (۹-۳۶) با استفاده نرم‌افزار متلب رسم شده‌اند.



شکل (۹-۳۶): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز ماشین القایی با مبدل منبع ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی UFO با تنظیم a = ۰٫۹۵۷

www.takbook.com



شکل (۹-۳۷): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز ماشین القایی با مبدل منبع ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی UFO با تنظیم a = ۰٫۹۵۷ و زمان اجرای شبیه‌سازی طولانی‌تر

با توجه به نتایج شـــکل (۹-۳۶) می‌توان مشـــاهده کرد که کنترل‌کننده‌ی جریان قادر است که جریان‌های مستقیم و متعامد را در مقادیر دیکته شده توسط سیگنال‌های مرجع حفظ کند. توجه داشته باشید که مرجع جریان مستقیم محور در هنگام توالی راه‌اندازی عمداً در حداکثر مقدار جریان نامی ماشـــین یعنی ۳۳/۴ آمپر نگه داشـــته شـــده اســـت. این بدان معنی اســـت که زمان مورد نیاز برای مغناطیس‌شـوندگی کامل ماشـین افزایش می یابد (که این موضـوع در نتایج داده شده در نو سان نمای ۴ در شکل (۹-۳۶) نیز قابل م شاهده ا ست). در این مثال، یک گ شتاور پله‌ای در زمان t = ۰٫۳۵ s اعمال شده ا ست. در این لحظه ما شین کاملاً مغناطیســـی نمی‌شـــود. در نتیجه (همان‌طور که در نتیجه‌ی داده شـــده در نو سان نمای ۱ در شکل (۹-۳۶) م شاهده می شود) خطایی بین گ شتاور مرجع و گشـــتاور واقعی رخ خواهد داد. این نتایج تاکید می‌کنند که ســـطح مغناطیســـی ما شین در حالت آماده به کار باید در مقدار مرجع حفظ شود تا بتواند یک پا سخ گشتاور کامل ارائه دهد. اگر سطح مغناطیسی ما شین کاهش پیدا کند باید تأخیر

www.takbook.com

قابل توجهی ایجاد شود تا ماشین قبل از اعمال یک گشتاور پله‌ای بتواند به مقدار مرجع شار پیوندی برسد. نمونه ای از چنین بهره‌برداری (با مدل شبیه‌سازی یکسان) در شکل (۹-۳۷) نشان داده شده است. هرچند در این حالت یک گشتاور پله‌ای نامی در زمان $t = ۳٫۵\ s$ اعمال شده است. قبل از اعمال گشتاور پله‌ای ابتدا به ماشین فرصت داده می‌شود تا شار پیوندی روتور آن به مقدار نامی ۲٫۰ Wb برسد. در این شرایط گشتاور واقعی با مقدار گشتاور مرجع مطابقت می‌کند. راه‌انداز نمونه‌ی نشان داده شده در این‌جا با استفاده از یک کنترل‌کننده‌ی جریان بر پایه‌ی مدل پیاده‌سازی شد. به عنوان تمرین خواننده می‌تواند این شبیه‌سازی را با یک کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس (مطابق با شکل (۳-۱۳)) مجدداً انجام دهد.

۹-۷-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: راه‌انداز ماشین القایی جهت‌دار شار روتور با کنترل‌کننده‌ی UFO و کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

در این مثال شبیه سازی کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان که مطابق با اصول کنترلی مطرح شده در بخش (۹-۴) بهره‌برداری می‌شود، مورد بررسی قرار می‌گیرد. از کنترل‌کننده‌ی مذکور در کنار یک کنترل‌کننده‌ی UFO که تحت کنترل جهت‌دار شار روتور کار می‌کند، استفاده می‌شود. خروجی‌های جریان مستقیم و متعامد به طور مستقیم با مدل منبع جریان ماشین القایی مبتنی بر شار روتور استفاده می‌شود که این مدل در مثال آموزشی ۳ مورد بحث قرار گرفت (به بخش ۹-۷-۳ مراجعه کنید). در این مثال شبیه سازی، اندوکتانس‌های نشتی $L_{\sigma s}$ و $L_{\sigma r}$ که در جدول (۸-۲) تعریف شده‌اند به مقدار $L_{\sigma s} = L_{\sigma r} = ۲۵\ mH$ افزایش می‌یابند تا عملکرد راه‌انداز در امتداد خط MTPF بهتر به تصویر کشیده شود. توجه داشته باشید که شیب این خط به طور معکوس با پارامتر $\chi_i = L_{\sigma S}/L_s$

www.takbook.com

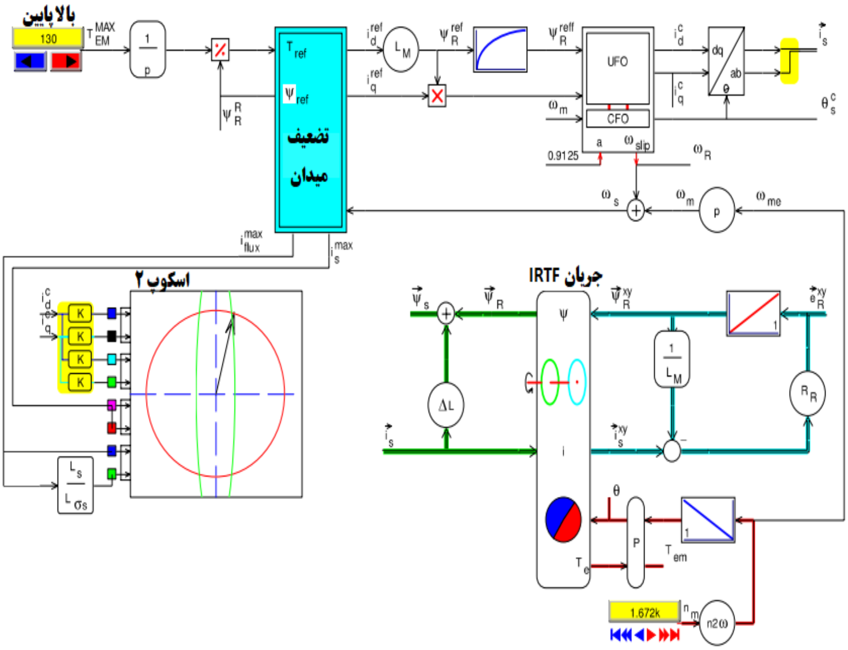
متناسب است (به رابطه‌ی (۹-۲۴) (ب) نگاه کنید). در نتیجه افزایش اندوکتانس نشتی مدل باعث کاهش شیب خط MTPF می‌شود. جریان نامی برای اتصال مثلث در مقدار $i_s^{max} = 33.4\,A$ حفظ می شود در حالی که حداکثر ولتاژ تغذیه (به طور اختیاری) بر روی $u_s^{max} = 1000\,V$ تنظیم شده است. یک مدل شبیه‌سازی با استفاده از کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان ساخته می شود؛ مقدار مرجع گشتاور و فرکانس الکتریکی استاتور ω_s باید برای این کنترل‌کننده فراهم شوند. هر دو متغیر با استفاده از واحدهای UPDOWN تولید می‌شوند که فرکانس الکتریکی شفت باید بر حسب سرعت شفت سنکرون و به صورت دور در دقیقه نشان داده شود. مدل UFO و مدل ماشین القایی باید دارای ورودی سرعت شفت ω_m باشند که این ورودی می‌تواند با استفاده از مدل UFO و متغیر ω_s (که توسط کاربر تعریف می‌شود) تولید شود. این مثال شبیه‌سازی از نظر شرایط بهره‌برداری به دو بخش تقسیم می شود.

بخش اول به کار راه‌انداز در شرایط بارگذاری جزئی و کامل مربوط می‌شود که به موجب آن می‌توان عملکرد راه‌انداز را در دو مرحله‌ی زیر بررسی کرد:

- ✓ بهره‌برداری با مقدار نامی مرجع شار پیوندی روتور برابر با $\psi_R =$ ۲,۰ Wb در حالی که فرکانس الکتریکی روی سرعت پایه راه‌انداز تنظیم شده است. در این شرایط، مرجع گشتاور شفت از $T_e^* = 30 \rightarrow 130\,Nm$ با گام های ۲۰ نیوتن‌متری افزایش پیدا می‌کند.
- ✓ بهره‌برداری با حداکثر گشتاور تنظیم شده روی $T_e^* = 130\,Nm$ در حالی که سرعت شفت سنکرون باید در محدوده‌ی $n_s^* = 1672 \rightarrow 3072\,rpm$ با گام ۲۰۰ دور در دقیقه افزایش پیدا کند.

www.takbook.com

بخش دوم مثال شبیه‌سازی مربوط به بهره‌برداری با بار جزئی است که در آن مرجع گشتاور در مقدار $T_e^* = 70\,Nm$ نگه داشته می‌شود در حالی که شار پیوندی مرجع روی ψ_R = ۲٫۰ Wb تنظیم شده است. در این شرایط سرعت شفت سنکرون در محدوده‌ی $n_s^* = 1672 \rightarrow 3072\,rpm$ با گام ۲۰۰ دور در دقیقه افزایش پیدا می‌کند. هدف از این مثال آموزشی این است که خط سیر بردار جریان سنکرون $\vec{i}_s^{dq}$ در یک نمودار کنترل IM سنکرون به همراه دایره‌ی MA و بیضی‌های MF ترسیم شود (که این حالت‌ها به ترتیب مطابق با بهره‌برداری در سرعت پایه‌ای و حداکثر سرعت شفت سنکرون برابر با $n_s^{max} = 3072\,rpm$ هستند). علاوه بر این توصیه می شود که کاربر مدل شبیه سازی را با دقت مورد برر سی قرار دهد تا مشخص شود که آیا شرایط بهره‌برداری گفته شده توسط کنترل‌کننده‌ها اجرا می‌شوند یا خیر.



شکل (۹-۳۸): شبیه‌سازی راه‌انداز ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO جهت‌دار شار روتور و کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

www.takbook.com

بخش اول

مدل شبیه‌سازی نشان داده شده در شکل (۹-۳۸) مطابق با الزامات این مثال شبیه‌سازی ارائه شده است. در شکل (۹-۳۸) یک مدل IRTF با چهار پارامتر وجود دارد که مطابق با مدل کلی نشان داده شده در شکل (۸-۱۵) است و در آن بردار $\vec{i}_s$ و سرعت شفت به عنوان ورودی برای مدل در نظر گرفته شده‌اند. پارامترهای مدل یعنی $L_{\sigma s}$، L_M و R_R با در نظر گرفتن پارامترهای نشتی جدید و با کمک روابط (۸-۱۲) و (۸-۱۵) و جدول (۸-۲) محاسبه می‌شوند. داده‌های مربوط به این مدل چهار پارامتری اصلاح شده (که در این مثال شبیه‌سازی از آن‌ها استفاده می‌شود) در جدول (۹-۱) آورده شده‌اند.

سرعت شفت ω_m برای مدل ماشین چهار قطبی با استفاده از مقدار فرکانس لغزش ω_{sl} تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی UFO و فرکانس الکتریکی ω_s محاسبه می‌شود؛ فرکانس الکتریکی نیز از طریق واحد UPDOWN که سرعت شفت سنکرون n_s^* را تعریف می‌کند، به دست می آید. ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی UFO عبارتند از: سرعت شفت الکتریکی ω_m، شار پیوندی روتور ψ_R^* و گشتاور الکتریکی T_e^*. دو مورد آخر با استفاده از واحد تضعیف میدان استخراج می شوند؛ به این صورت که این واحد، مرجع جریان مستقیم و متعامد i_d^* و i_q^* را فراهم می‌کند و با استفاده از این دو متغیر، گشتاور الکتریکی و شار پیوندی روتور (که برای کنترل‌کننده‌ی UFO لازم هستند) طبق روابط $T_e^* = L_M i_d^* i_q^*$ و $\psi_R^* = L_M i_d^*$ و به کمک داده‌های مربوطه در جدول (۹-۱) به دست می‌آیند. در این مثال کنترل جهت‌دار شار روتور استفاده شده است که نشان می‌دهد ورودی کنترل UFO باید در مقدار $a = L_m/L_r = ۰{,}۹۱۲۵$ تنظیم شود. علاوه بر این برای کنترل‌کننده‌ی UFO باید داده‌های مدل پنج پارامتری همان‌طور که در جدول (۸-۲) آورده شده است، فراهم شود که این کار با استفاده از پارامترهای نشتی

www.takbook.com

تجدید نظر شده (همان‌طور که در ابتدای این مثال آورده شده است) انجام می شود. هم‌چنین کنترل‌کننده‌ی UFO مورد استفاده در این مثال شبیه سازی دارای یک واحد CFO است که زاویه‌ی روتور θ_M^* را (که برای پیاده سازی کنترل غیرمستقیم جهت‌دار شار روتور لازم است) ایجاد می‌کند؛ این کار با استفاده از از سرعت شفت انجام می‌گیرد.

جدول (۹-۱): پارامترهای ماشین و مقادیر شار پیوندی برای مدل جهت‌دار شار روتور که در این مثال شبیه‌سازی استفاده شده‌اند

پارامترها	مقدار
اندوکتانس مغناطیسی L_M	۲۳۷,۹ میلی هانری
اندوکتانس نشتی $L_{\sigma s}$	۴۷,۸ میلی هانری
اندوکتانس نشتی $L_{\sigma r}$	صفر میلی هانری
مقاومت روتور R_R	۰,۴۴۷۷ اهم
مقاومت استاتور R_s	۰,۵۲۵۰ اهم
پیوند شار استاتور نامی ψ_s^{nom}	۲,۲۹ وبر
پیوند شار رتور نامی ψ_R^{nom}	۲,۰۰ وبر

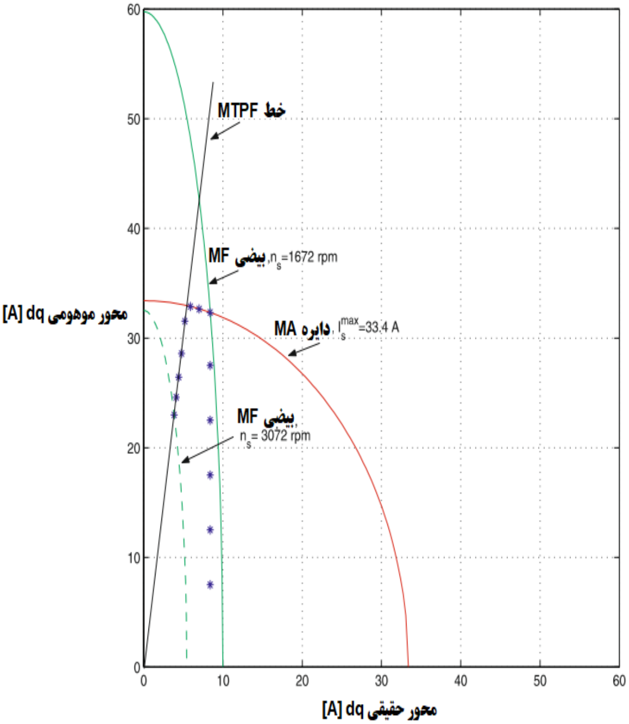
یک واحد UPDOWN دوم نیز در شکل (۹-۳۸) قابل مشاهده است که مقدار مرجع گشتاور شفت T_e^* را فراهم می‌کند؛ از این گشتاور به طور غیر م ستقیم در واحد ت ضعیف میدان ا ستفاده می شود. هم‌چنین این واحد داده‌های اضافی مورد نیاز برای تولید نمودار کنترل سنکرون IM را فراهم می‌کند که به کاربر این امکان را می‌دهد که دایره‌ی MA، بیضی شار پیوندی MF و بردار فضایی جریان $\vec{i}_s^{dq}$ را که توسط کنترل‌کننده‌ی UFO برای مجموعه‌ی مشخصی از تنظیمات کاربر تولید شده است، بررسی کند. برای منطبق کردن مدل با نیازمندی‌های عملیاتی ذکر شده در قسمت اول این مثال، سرعت پایه‌ای سنکرون برای واحد UPDOWN باید برابر با مقدار $n_s^b = 1672\,\text{rpm}$ انتخاب شود. سرعت پایه‌ای مذکور با استفاده از رابطه‌ی (۹-۲۲)، جدول (۹-۱) و پارامترهای راه‌انداز تعریف شده برای این مثال شبیه‌سازی به دست می‌آید. مرجع گشتاور در

www.takbook.com

محدوده‌ی $T_e^* = 30 \rightarrow 130\,\text{Nm}$ با گام افزایشی ۲۰ نیوتن‌متری تغییر داده شده است. بردار جریان تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی UFO ($\vec{i}_s^{dq}$) برای هر تنظیم گشتاور ثبت شده و برای ترسیم برخی از نتایج ارائه شده در شکل (۹-۳۹) استفاده شده است. به طور خاص، داده‌های مربوط به شش نقطه‌ای که در امتداد محور عمودی با $i_{sd} = ۸{,}۰۴\ A$ هستند با توالی بهره‌برداری که در بالا توضیح داده شد، مطابقت دارند. آخرین نقطه‌ی داده شده در این دنباله که با تنظیم گشتاور $T_e^* = 130\,\text{Nm}$ مطابقت دارد، به صورتی انتخاب شده است تا با نقطه‌ی بهره‌برداری پایه‌ای راه‌انداز به طور هم‌زمان اتفاق بیفتد؛ هم‌چنین این نقطه با بیضی سرعت پایه‌ای MF نیز تلاقی می‌کند که این موضوع را می‌توان در شکل (۳۹-۹) نیز مشاهده کرد. توجه داشته باشید که در طول توالی بهره‌برداری اول، شار پیوندی ψ_R و گشتاور شفت T_e همان‌طور که در مدل دستگاه نیز به دست آمد، با مقادیر مرجع انتخاب شده مطابقت دارد و این نکته را با اجرای شبیه‌سازی مورد نظر نیز می‌توان مشاهده کرد.

هم‌چنین در شکل (۹-۳۹) مجموعه‌ای از نقاط داده که روی دایره‌ی MA و خط MTPF قرار دارند، نشان داده شده‌اند. این مجموعه از نقاط داده را می‌توان با نگه داشتن مرجع گشتاور شفت در مقدار $T_e^* = 130\,\text{Nm}$ و تغییر دادن سرعت شفت سنکرون در محدوده‌ی $n_s^* = 1672 \rightarrow 3072\,\text{rpm}$ با گام افزایشی ۲۰۰ دور در دقیقه‌ای (همان‌طور که در بالا بحث شد) به دست آورد. در طی این توالی بهره‌برداری، گشتاور شفت و شار پیوندی روتور دیگر با مقادیر مرجع مساوی نخواهد بود چرا که در این مرحله کنترل تضعیف میدان فعال است. توجه داشته باشید که ولتاژ منبع تغذیه‌ی u_s در حداکثر مقدار ولتاژ (که برای راه‌انداز مشخص شده است) نگه داشته می‌شود؛ این موضوع را می‌توان با اجرای شبیه‌سازی با توالی بهره‌برداری انتخاب شده، مشاهده کرد.

www.takbook.com

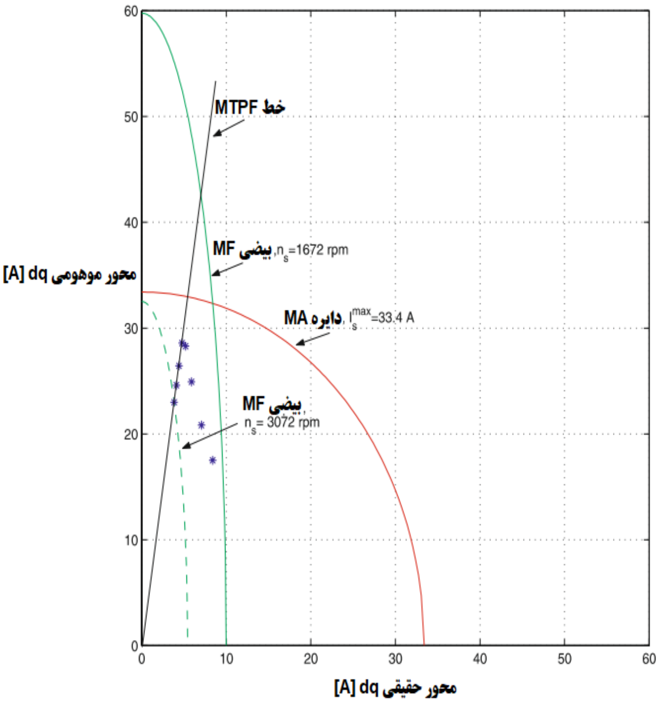


شکل (۹-۳۹): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO جهت‌دار شار روتور و کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

بخش دوم

در بخش دوم این مثال شبیه سازی بهره‌برداری راه‌انداز در شرایط بار جزئی در نظر گرفته شده است که در آن مرجع گشتاور در مقدار $T_e^* = 70\,\text{Nm}$ نگه داشته شده و شار پیوندی مرجع روی ψ_R = ۲,۰ Wb تنظیم می‌شود. در این شرایط سرعت شفت سنکرون در محدوده‌ی $n_s^* = 1672 \to 3072\,\text{rpm}$ و با گام افزایشی ۲۰۰ دور در دقیقه‌ای تغییر می‌کند که منجر به مجموعه‌ای از نقاط نشان داده شده در شکل (۹-۴۰) می شود. مجموعه‌ی نقاط نشان داده با علامت ستاره، نقطه‌ی انتهایی بردار $\vec{i}_s^{dq}$ را برای این توالی بهره‌برداری بیان می‌کنند.

www.takbook.com



شکل (۹-۴۰): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌انداز ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO جهت‌دار شار روتور و کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان

همچنین در شکل (۹-۴۰) دایره‌ی MA و بیضی MF نیز نشان داده شده‌اند که به ترتیب مطابق با سرعت‌های شفت سنکرون n_s = ۱۶۷۲ rpm و n_s = ۳۰۷۲ rpm هستند. با توجه با این نتایج می‌توان مشاهده کرد که مجموعه‌ای از نقاط که روی خط MTPF قرار ندارند مطابق با بهره‌برداری راه‌انداز در شرایط گشتاور ثابت هستند که این موضوع در بخش (۹-۳) مورد بررسی قرار گرفت. با اجرای شبیه سازی با توالی بهره‌برداری ذکر شده باید بتوان تایید کرد که گشتاور شفت در صورت نیاز به مقدار مرجع کمک می‌کند. پس از رسیدن به خط MTPF، تضعیف میدان ادامه می‌یابد که با افزایش سرعت سنکرون، تضعیف شار و گشتاور شفت هر دو کاهش پیدا می‌کنند.

www.takbook.com

۹-۷-۶- مثال شبیه‌سازی ۶: نتایج آزمایشگاهی یک ماشین القایی با کنترل‌کننده‌ی UFO

برای تأیید الگوریتم‌های کنترلی معرفی شده برای ماشین القایی از نمونه‌ی آزمایشگاهی معرفی شده در بخش (۱-۴) استفاده می شود. مشخصات ماشین القایی مورد استفاده در جدول (۹-۲) آورده شده‌اند. با استفاده از پارامترهای داده شده، یک مدل شبیه‌سازی برای ماشین و کنترل پیاده‌سازی می‌شود. این کنترل با یک جهت‌گیری میدان جامع، از جمله یک کنترل‌کننده‌ی تضعیف میدان (که در بخش ۹-۷-۵ توصیف شد) انجام می شود.

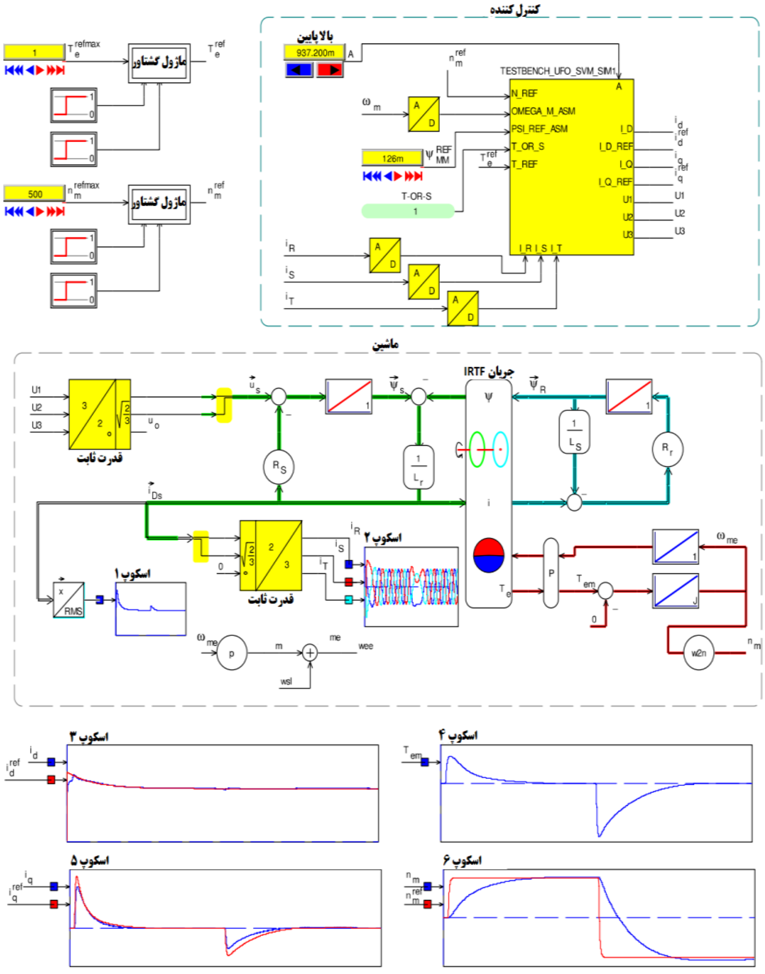
جدول (۹-۲): مشخصات ماشین القایی استفاده شده در این آزمایش

پارامترها	مقدار
اندوکتانس مغناطیسی L_M	۸,۰۹ میلی هانری
اندوکتانس نشتی استاتور $L_{\sigma s}$	۰,۳۰۱ میلی هانری
اندوکتانس نشتی رتور $L_{\sigma r}$	۰,۵۵۹ میلی هانری
مقاومت روتور R_R	۰,۱۳۱ اهم
مقاومت استاتور R_s	۰,۲ اهم
پیوند شار نامی ψ_M	۰,۱۲۶ وبر
تعداد جفت قطب ها p	۲

شکل (۹-۴۱) مدل شبیه سازی ساخته شده برای راه‌انداز را نشان می‌دهد. بسته به این که کدام کنترل (کنترل گشتاور یا کنترل سرعت) توسط متغیر T-OR-S انتخاب شده باشد، لازم است که برای کنترل‌کننده سرعت شفت ω_m، شار پیوندی نامی Ψ_M و مرجع گشتاور T_e^{ref} فراهم شوند که این موضوع در شکل (۹-۴۱) نیز نشان داده شده است. علاوه بر این، کنترل به جریان‌های اندازه‌گیری شده‌ی i_R، i_S و i_T به عنوان ورودی نیاز دارد. این کنترل در خروجی خود ولتاژهای فاز مرجع $U_۱$، $U_۲$ و $U_۳$ را محاسبه می کند که از آن‌ها به عنوان ورودی در مدل

www.takbook.com

ماشین استفاده می‌شود. نوسان‌نماهای شکل (۹-۴۱)، گشتاور و جریان‌های i_d و i_q حاصل از یک معکوس‌سازی سرعت را نشان می‌دهند.



شکل (۹-۴۱): شبیه‌سازی ماشین القایی

کنترل مذکور با استفاده از تابع کدنویسی شده به زبان C (همان‌طور که در بخش (۱-۴) توضیح داده شد) پیاده‌سازی می‌شود. این بلوک با نام TESTBENCH_UFO_SVM در شکل (۹-۴۱) نشان داده شده است. این بلوک

www.takbook.com

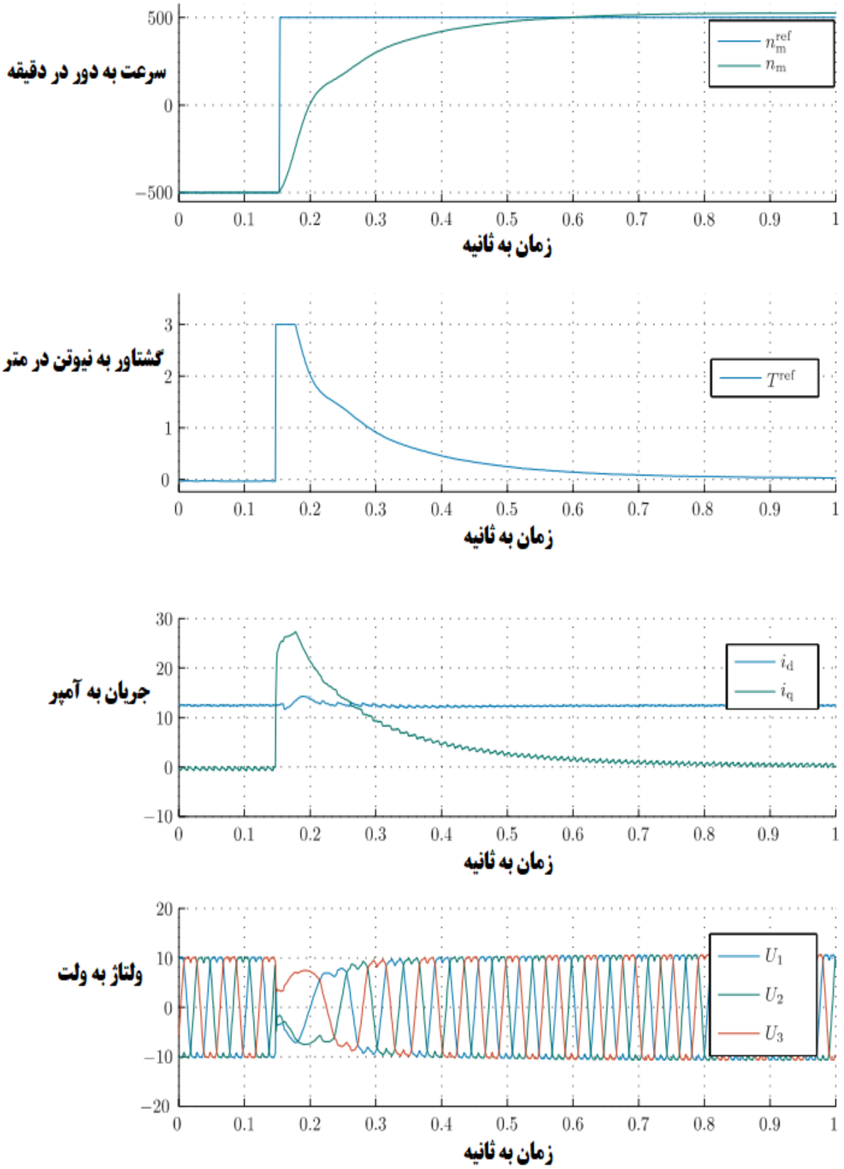
علاوه بر کنترل لازم برای مدل شبیه‌سازی، شامل یک واحد متمرکزکننده‌ی پالس (مطابق با شکل (۲-۱۰)) ا ست. سپس از این ولتاژهای متمرکز برای محا سبه‌ی سیکل کاری هر فاز (که توسط مبدل به ماشین اعمال خواهد شد) استفاده می‌شود.

برای اثبات کارایی این کنترل‌کننده می‌توان از معکوس‌سازی سرعت استفاده کرد. با این کار، عملکرد کنترل سرعت، کنترل گشتاور و کنترل جریان هم برای بهره‌برداری موتوری و هم برای بهره‌برداری ژنراتوری به خوبی نشان داده می شود. شکل (۹-۴۲) معکوس سازی سرعت ما شین القایی را از ۵۰۰- دور در دقیقه به ۵۰۰ دور در دقیقه نشان می‌دهد. در این شکل سرعت مرجع (n_m^{ref}) و سرعت اندازه‌گیری شده (n_m)، گشتاور مرجع T^{ref}، جریان‌های اندازه‌گیری شده‌ی i_d و i_q (در قاب مرجع روتور) و ولتاژهای فاز U_1، U_2 و U_3 نشان داده شده‌اند. می‌توان مشاهده کرد که جریان i_q، سیگنال فرمان گشتاور را دنبال می‌کند و از آنجایی که از ماشین در حالت تضعیف میدان بهره‌برداری نمی‌شود، جریان i_d تقریباً ثابت باقی می‌ماند. عملکرد واحد متمرکزکننده‌ی پالس را (همان‌طور که در شکل (۲-۱۰) توضیح داده شد) می‌توان با توجه ولتاژهای فاز مشاهده کرد.

با ا ستفاده از نو سان‌نمای AixScope می‌توان متغیرهایی را نشان داد که در صفحه‌ی α-β به عنوان بردارهای چرخان هستند. شکل (۹-۴۳) نمودارهایی از ولتاژهای مرجع استاتور $u_{\alpha,\beta}$ و جریان‌های $i_{\alpha,\beta}$ را در یک مختصات قطبی و هم‌چنین بر حسب زمان نشان می‌دهد. هم‌چنین این شکل نشان می‌دهد که سرعت از ۵۰۰- دور در دقیقه به ۵۰۰ دور در دقیقه معکوس شده است. پیکان یا خط سیاه در هر شکل زمانی را نشان می‌دهد که در آن سرعت مرجع تغییر می‌کند. در آغاز ولتاژ و جریان‌ها در جهت عقربه‌های ساعت می‌چرخند (که این جهت چرخش مربوط به سرعت منفی است). ولتاژ و جریان های متناظر با این

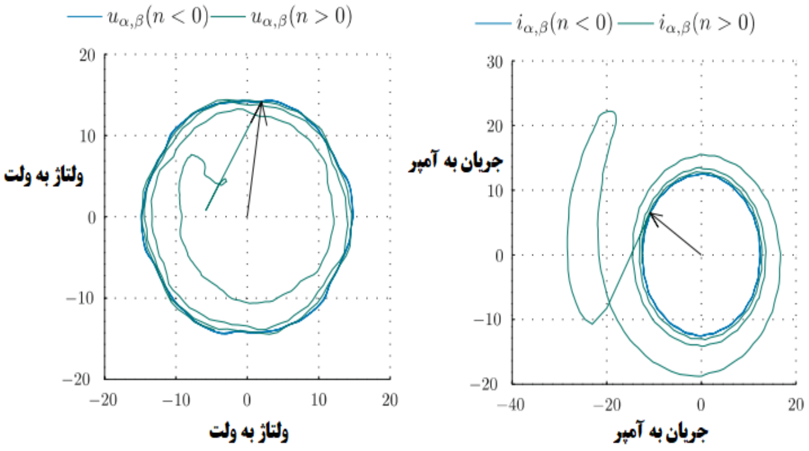
www.takbook.com

حالت در شکل (۹-۴۳) (الف) به رنگ آبی نشان داده شده‌اند. پس از اعمال پله‌ی سرعت، جهت چرخش تغییر می‌کند. برای خوانایی بهتر، منحنی‌های ولتاژ و جریان در نمودار قطبی برای n > ۰ به رنگ سبز نشان داده شده‌اند.

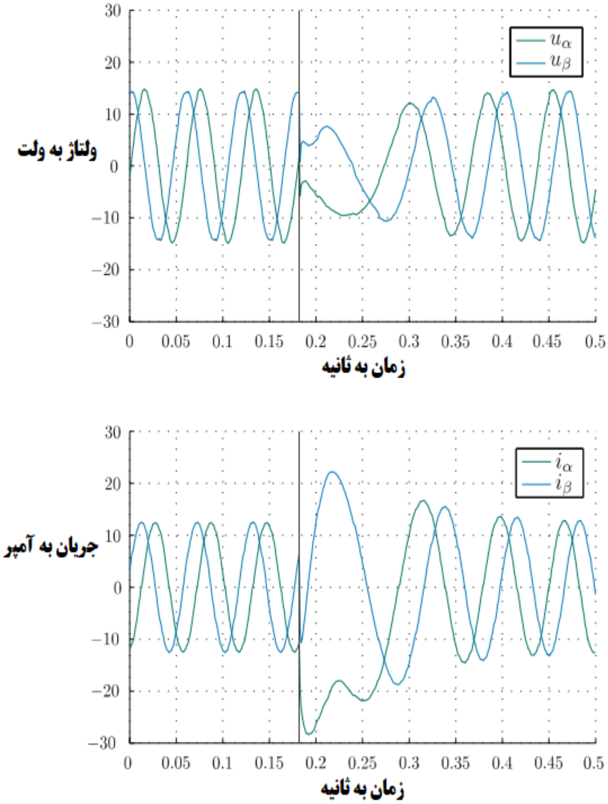


شکل (۹-۴۲): نتایج آزمایشگاهی معکوس‌سازی سرعت در ماشین القایی با کنترل UFO

www.takbook.com



الف) نمایش قطبی $I_{\alpha,\beta}$ و $u_{\alpha,\beta}$



ب) $i_{\alpha,\beta}$ و $u_{\alpha,\beta}$ طی زمان

شکل (۹-۴۳): نتایج آزمایشگاهی به دست آمده برای شکل موج‌های ولتاژ و جریان در سیستم مرجع $\alpha-\beta$ و به عنوان تابعی از زمان در طول فرایند معکوس‌سازی سرعت

www.takbook.com

فصل دهم

سیستم‌های راه‌انداز رلوکتانسی سوئیچ‌شونده

اصطلاح رولوکتانسی سوئیچ‌شونده ممکن است برای خواننده‌ی ناآگاه قدری گمراه کننده باشد. در واقعیت، رلوکتانس مغناطیسی ماشین به زاویه‌ی روتور بستگی دارد و اصطلاح *سوئیچ‌شونده* به استفاده از کموتاسیون الکترونیکی فازهای الکتریکی اشاره دارد که این کار توسط یک مبدل الکترونیک قدرت انجام می‌گیرد. تولید گشتاور صرفاً بر اساس تغییر رلوکتانس مغناطیسی صورت می‌پذیرد و اولین اختراع بر اساس این رویکرد در سال ۱۸۳۹ ثبت شده است. این روش علی رغم این‌که یکی از قدیمی ترین مفاهیم شناخته شده‌ی ماشین است اما نتوانسته است موقعیت سلسله مراتبی خود را در مقایسه با ماشین‌هایی که از نیروی لورنتز استفاده می‌کنند به عنوان پایه‌ای برای تولید گشتاور حفظ کند. از زمان توسعه‌ی ادوات الکترونیک قدرت، هیچ دلیل مشخصی برای این توالی وقایع وجود ندارد اما شاید در نظر گرفتن برخی از عواملی که این شرایط را تسهیل می‌کنند، مفید باشد.

www.takbook.com

از نقطه نظر آموزشی فرایند آشنایی با مفهوم راه‌انداز ماشین القایی کنترل شده با بردار، از اصول مدل سازی اساسی شروع می شود و منجر به یک مفهوم کنترل مبتنی بر مدل می‌گردد. این رویکرد مبتنی بر مدل می‌تواند برای توسعه‌ی کنترل‌کننده‌های گشتاور (کنترل جهت‌دار میدان) استفاده شود که این کار توسط یک فرآیند آشنایی دنبال می‌گردد که شامل انوع شبیه سازی و کاربردهای عملی است. برای تسهیل این فرایند یادگیری، خواننده می‌تواند مفهوم راه‌انداز *آماده‌ی بهره‌برداری* را با ماشینی که مدل و پارامترهای آن کاملاً تعریف شده باشد، به دست آورد. این فرایند یادگیری برای یک راه‌انداز رولوکتانسی سوئیچ‌شونده کم‌تر تعریف شده است زیرا مدل سازی این نوع ماشین دشوارتر است. علاوه بر این، مفهوم تولید گشتاور در ماشین SR با ماشین مبتنی بر نیروی لورنتس تفاوت زیادی دارد. ممکن است بسیاری از خوانندگان با ماشین مبتنی بر نیروی لورنتس تا حدودی آشنا باشند چرا که اصول اساسی آن اغلب در مرحله‌ی اولیه‌ی آموزش تدریس می‌شود. فرآیند یادگیری و تسلط بر فناوری SR با توجه به نیاز به درک مفهوم ماشین که در آن اثرات غیرخطی یعنی اشباع مغناطیسی نقش اساسی دارد، نسبتاً پیچیده و دشوار است. روش‌های اجتناب ناپذیر مدل‌سازی غیر خطی که برای لحاظ کردن اثرات اشباع مورد نیاز هستند، استاندارد نیستند و مشخصات ماشین به راحتی توسط چند پارامتر اندازه‌گیری نمی شوند. امروزه، با توجه به نیاز به بهینه‌سازی راه‌انداز بر حسب کاربرد، ابزارهای تجاری گوناگونی برای مدل‌سازی و طراحی ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده وجود دارند.

با درنظر گرفتن موارد فوق، فناوری راه‌انداز SR به طور فزاینده‌ای به عنوان جایگزین اقتصادی برای ماشین‌های معمولی مبتنی بر نیروی لورنتس در نظر گرفته می شود. یکی از دلایل مهم این امر، مفهوم ساده‌ی ماشین قطب‌برجسته، بدون داشتن آهنربای دائمی یا هر نوع سیم‌پیچی یا قفس‌سنجاب روی روتور است.

www.takbook.com

در نتیجه می‌توان اینرسی روتور را (در صورت لزوم) کم نگه داشت و بهره‌برداری با سـرعت بالا (که برای تحقق چگالی‌های توان بالا مفید اسـت) با وجود آهنرباهای دائمی یا سیم‌پیچی روتور مهار نمی‌شود. عدم وجود سیم‌پیچی روتور باعث می‌شود که بهره‌وری کلی ماشـین نیز افزایش یابد چرا که تلفات روتور به دلیل عدم وجود سیم‌پیچی صفر است. هرچند این مزیت به دلیل نیاز به میدانی که سریع‌تر از خود روتور می‌چرخد، تقلیل پیدا می‌کند زیرا این میدان باعث افزایش تلفات مغناطیسی استاتور در ماشین می شود. تولید گشتاور وابسته به جهت جریان نیست که این ویژگی، درجه‌ی آزادی بیش‌تری را برای پیکربندی مبدل فراهم می‌کند. در این زمینه می‌توان مفهوم مبدل معمولی (یعنی مبدل تمام‌پل متشـکل از دو کلید سری شده با منبع) را در راستای بهبود قابلیت اطمینان در نظر نگرفت.

با توجه به مطالب فوق، ممکن است که برای خواننده این پرسش مطرح شود که چرا امروزه راه‌انداز SR (با توجه به مزایای تجاری آشکار آن) مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. پاسخ این سوال به ماهیت پالسی تولید گشتاور مربوط می شود که با نیروهای مکانیکی بزرگ شعاعی همراه است و می‌تواند به انتشار نویزهای صوتی کمک کند و این مشـکل با اسـتفاده از روش‌های کنترل جریان بدتر می‌شـود. همانند راه‌اندازهای مبتنی بر نیروی لورنتس، اسـتفاده از کنترل رایانه‌ای و کم‌هزینه‌ی DSP فرصـتی را فراهم کرده‌اند تا بتوان عملکرد راه‌انداز را بهبود بخشید. از جمله مزایای راه‌انداز SR می‌توان به کاهش نوسانات گشتاور و از بین بردن نیاز به حسـگر موقعیت اشـاره کرد (چرا که در این راه‌اندازها می‌توان از کنترل‌هایی استفاده کرد که به حسگر موقعیت نیاز ندارند).

تعداد تولیدکنندگان راه‌اندازهای SR در مقایسه با تولیدکنندگان راه‌اندازهای ماشـین القایی اندک اسـت. تولیدکنندگان معمولاً متناسـب با کاربردهای خاص فعالیت می‌کنند. آموزنده اسـت که کاربردهایی را در نظر بگیریم که مزایای

www.takbook.com

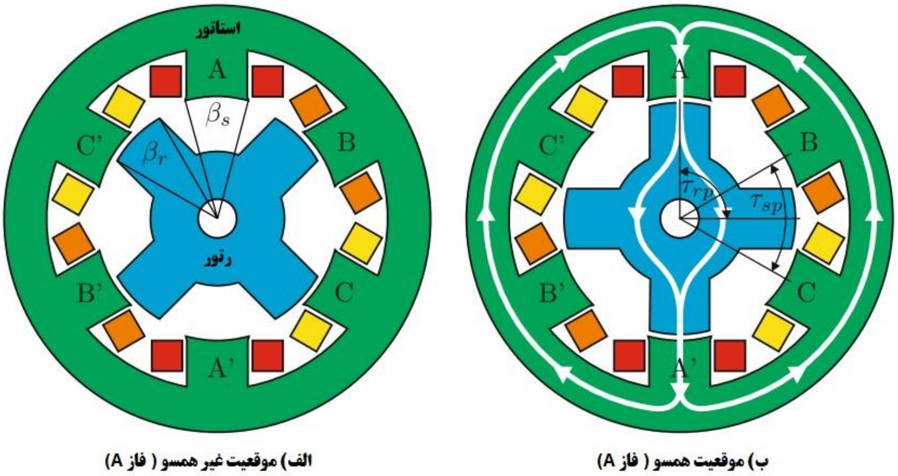
راه‌اندازهای SR استفاده از آن‌ها را در مقایسه با سایر مفاهیم راه‌انداز ضروری کرده است. توانایی این راه‌اندازها در کار با سرعت‌های بسیار زیاد منجر شده است که در صنعت نساجی (سرعت بهره‌برداری ۱۰۰۰۰۰ دور در دقیقه)، صنعت هوافضا (با توان ۱۵۰ کیلووات در راه‌انداز توربین هواپیما) و قطارها (با توان ۴۰ کیلووات در کمپرسورهای عملکرد بالای فشار هوا برای تهویه‌ی هوای قطارهای پر سرعت) کاربرد داشته باشند. مزایای ساخت و ساز کم هزینه‌ی آن‌ها باعث شده است که در ابزارهای دستی، لوازم خانگی (مخلوط‌کن/ماشین های خشک‌کن، جاروبرقی با محدوده‌ی توان ۰/۵ تا ۲ کیلووات)، درهای کشویی و وسایل نقلیه‌ی الکتریکی (راه‌اندازهای کششی برای اتومبیل‌ها تا محدوده‌ی توان ۵۰ کیلووات) استفاده شوند. هم‌چنین استحکام این راه‌اندازها منجر به کاربردهایی در هوافضا (به غیر از موارد ذکر شده در فوق) و در صنعت معدن (راه‌اندازهای ضد انفجار با کارایی بالا در محدوده‌ی توان ۴۰۰ کیلووات) شده است.

۱۰–۱– مفاهیم پایه‌ای ماشین

این ماشین توسط قطب‌های گسسته‌ی استاتور و روتور مشخص می شود که معمولاً از آن با عنوان ساختار برجسته‌ی دوگانه یاد می شود. شکل (۱۰-۱) پیکربندی یک ماشین معمولی را نشان می‌دهد. ماشین سه فاز نمونه (N_{ph} = ۳) دارای شش دندانه‌ی استاتور (N_s = ٦) و چهار دندانه‌ی روتور (N_r = ٤) است؛ این پیکربندی با عنوان یک ساختار ۶/۴ شناخته می شود. سیم‌پیچ‌ها به طور معمول در اطراف هر قطب استاتور قرار می‌گیرند و به همین دلیل به این نوع سیم‌پیچی، سیم‌پیچی متمرکز یا با گام کوتاه گفته می‌شود. از نقطه نظر مغناطیسی، هر فاز از ماشین ۶/۴ دارای دو قطب مغناطیسی در هر فاز، یعنی یک جفت قطب (P = ۱)

www.takbook.com

است زیرا سیم‌پیچی‌هایی که در امتداد یک قطر قرار گرفته‌اند، از نظر الکتریکی به صورت سری یا موازی به هم وصل می‌شوند. به عنوان مثال، فاز A از سیم‌پیچی‌های واقع در دندانه‌های A و 'A ساخته شده است. اگر این فاز تحریک شود، یک مسیر شار مغناطیسی توسط دو دندانه‌ی استاتور 'A-A، روتور و یوغ استاتور شکل می گیرد (به شکل (۱۰-۱) (ب) مراجعه کنید).



شکل (۱۰-۱): نمونه‌ای از ماشین با شار شعاعی: N_{ph} = ۳، پیکربندی ۶/۴

با مشاهده‌ی یک فاز از شکل (۱۰-۱) می‌توان دریافت که دو موقعیت تعادل برای روتور وجود دارد. موقعیت روتور نشان داده شده در شکل (۱۰-۱) (الف) موقعیت غیر تراز (با توجه به فاز 'A-A) نامیده می شود. در این حالت زاویه‌ی روتور (θ) با عنوان θ^u تعریف می شود. همان‌طور که در شکل (۱۰-۱) (ب) نشان داده شده است، موقعیت کوچکترین رلوکتانس مغناطیسی، موقعیت ترازشده‌ی θ^a نامیده می شود. پهنای قطب‌های روتور و استاتور با نمادهای β_s و β_r تعریف می‌شوند. قوس واقع شده در بین قطب‌های استاتور و روتور (τ_{sp} و τ_{rp}) که زاویه‌ی بین دو دندانه‌ی مجاور روتور یا استاتور را نشان می‌دهد، با استفاده از رابطه‌ی زیر تعیین می‌شوند:

www.takbook.com

$$\tau_{sp}=\frac{360^{\circ}\,mech.}{N_s},\tau_{rp}=\frac{360^{\circ}\,mech.}{N_r} \quad (۱۰-۱)$$

تعریف زاویه‌ی الکتریکی

موقعیت روتور مســـتقیماً با زاویه مکانیکی θ_m در ارتباط اســـت. یک دوره‌ی تناوب توصـــیف‌کننده‌ی یک دور چرخش روتور اســـت. برای مســـتقل شـــدن از پیکربندی ماشـــین معقول اســـت که موقعیت روتور ماشـــین‌های رلوکتانســـی سوئیچ شونده بر حسب درجه‌های الکتریکی مشخص شوند. زاویه‌ی الکتریکی با دوره‌ی تناوب ماشین مشخص می شود. به عنوان مثال در شکل (۱۰-۱) روتور هر ۹۰ درجه‌ی مکانیکی (τ_{rp}) را تکرار می‌کند. از این رو این مقدار به عنوان یک دوره‌ی الکتریکی ۳۶۰ تعریف می‌شـــود. رابطه‌ی بین زاویه‌ی الکتریکی و مکانیکی در رابطه‌ی (۱۰-۲) آورده شده است.

$$\theta_e=N_r\theta_m \quad (۱۰-۲)$$

توجه داشته باشید که ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده که در شکل (۱۰-۱) نشان داده شده است، جهت شار شعاعی دارد زیرا شاری که از شکاف هوا عبور می‌کند عمدتاً در جهت شعاعی است. اکثر ماشین‌های مورد استفاده از این نوع هستند چرا که این رویکرد اجازه می‌دهد تا ماشین با استفاده از تعداد زیادی ورقه ســـاخته شـــود (همان‌طور که در ماشـــین‌های القایی و ســـنکرون نیز این اتفاق رخ می‌دهد).

www.takbook.com

پیکربندی‌های ممکن برای ماشین

رابطه‌ی بین تعداد دندانه‌های استاتور N_s، تعداد جفت قطب مغناطیسی p و تعداد فازهای الکتریکی N_{ph} برای یک ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$N_s = 2pN_{ph} \tag{۱۰-۳}$$

برای جلوگیری از موقعیت‌های متعادلی که در آن‌ها SRM قادر به ایجاد گشتاور نیست، تعداد دندانه‌های روتور N_r باید با N_s متفاوت باشد. به طور معمول، N_r با استفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$N_r = 2p(N_{ph} - 1), \quad N_r < N_s, \quad \text{for } N_{ph} > 0 \tag{۱۰-۴ (الف)}$$

$$N_r = 2p(N_{ph} + 1), \quad N_r > N_s, \quad \text{for } N_{ph} > 0 \tag{۱۰-۴ (ب)}$$

$$N_r = 2p \quad \text{for } N_{ph} = 1 \tag{۱۰-۴ (پ)}$$

به طور کلی، تعداد دندانه‌های روتور به دلایلی که در ادامه‌ی این فصل مورد بحث قرار خواهد، کم‌تر از تعداد دندانه‌های استاتور انتخاب می شوند. جدول (۱۰-۱) برخی از مقادیر پیشنهادی را نشان می‌دهد که می‌توان از آن ها در پیکربندی‌های این نوع ماشین استفاده کرد.

جدول (۱۰-۱): نمونه‌هایی از پیکربندی ماشین SRM

N_{ph}	1		2		3			4		5	
N_s	2	4	4	8	6	12	18	8	16	10	20
N_r	2	4	2	4	4	8	12	6	12	8	16
p	1	2	1	2	1	2	3	1	2	1	2

www.takbook.com

۱۰–۲– اصول بهره‌برداری

اصول پایه‌ای بهره‌برداری ماشین رلوکتانسی سوئیچ شونده بر اساس ماشین تک‌فاز مورد بحث قرار گرفته است. از یک مدل تک‌فاز برای نمایش ماشین‌های SRM استفاده می شود زیرا حتی در ماشین‌های SRM چند فاز می‌توان از تزویج متقابل بین فازهای الکتریکی صرف نظر کرد. در نتیجه می‌توان مدل‌های کلی بیان‌کننده‌ی ماشین تک‌فاز را به طور مستقیم به مفاهیم چند فاز نیز تعمیم داد.

۱۰–۲–۱– مفهوم موتور تک‌فاز

ماشین مورد نظر دارای یک پیکربندی ۲/۲ است یعنی دو دندانه‌ی استاتور و دو دندانه‌ی روتور مطابق با شکل (۱۰-۲) وجود دارد. در این مثال روتور به اندازه‌ی زاویه‌ی θ_m از دندانه‌ی استاتور جابجا می شود. یک منبع جریان وابسته به زاویه ($i(\theta_m)$) همان‌طور که در شکل (۱۰-۲) نشان داده شده است، به سیم‌پیچی فاز دارای N دور متصل می شود؛ این سیم‌پیچی از دو کویل سیم‌پیچی شده به صورت متمرکز (واقع در هر یک از دو دندانه‌ی استاتور) تشکیل شده است.

قوس بین قطبی τ_{rp} در این مثال برابر با ۱۸۰ درجه‌ی مکانیکی است. هم‌چنین این زاویه برابر با یک دوره‌ی تناوب الکتریکیِ روتور دو قطبی است.

اگر روتور به اندازه‌ی زاویه‌ی $\theta_m = \tau_{rp}$ جابجا شود، تنها یک پالس گشتاور حاصل می شود به شرط آن‌که شرایط تحریک فاز مناسب برآورده شود. تعداد پالس‌های گشتاور این ماشین که با استفاده از متغیر N_{pu} تعریف می شود، برابر با دو است. برای یک ماشین دارای چند فاز، N_{pu} با استفاده از رابطه‌ی زیر تعریف می‌شود:

www.takbook.com

$$N_{pu} = N_r N_{ph} = 2pN_{ph}\left(N_{ph} - 1\right) \qquad (۱۰-۵)$$

فرض می شود که سرعت مکانیکی شفت برابر با ω_m رادیان بر ثانیه ا ست؛ این ســـرعت با فرکانس اصـــلی کلیدزنی الکتریکیِ منبع تحریک (یعنی f_e که بر حســـب هرتز بیان می‌شـــود) مرتبط اســـت. این فرکانس الکتریکی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$f_e = \frac{\omega_m}{\tau_{rp}} = N_r n_m \qquad (۱۰-۶)$$

که در رابطه‌ی فوق N_m نشان‌دهنده‌ی سرعت شفت بر حسب دور در دقیقه اســت. توجه داشــته باشــید که فرکانس الکتریکی باید با تعداد پالس‌های گشــتاور برابر با شد زیرا منبع تحریک به گونه‌ای کنترل می شود که بیش‌ترین تعداد ممکن از پالس‌های گشـــتاور منفرد در طول بازه‌ی جابجایی روتور محقق شـــود. علاوه بر این رابطه‌ی (۱۰-۶) ن شان می‌دهد که سرعت میدان مغناطیـ سی (که به صورت پله‌ای و با فرکانس $\omega_e = ۲\pi f_e$ حرکت می‌کند) از ســـرعت شـــفت ω_m (به اندازه‌ی ضـــریبی برابر با تعداد دندانه‌های روتور N_r) بیش‌تر اســـت. مفهوم ماشـــین با یک میدان مغناطیسی چرخان (که سرعت آن از سرعت شفت بالاتر ا ست) را می‌توان از نظر مکانیکی با چرخدنده‌ی خورشیدی مقایسه کرد. این فرآیند افزایش گشتاور که از آن با عنوان اصل ورنیه در ماشین‌های الکتریکی یاد می‌شود، تلفات کلیدزنی مبدل و تلفات ه سته‌ی ما شین SR را افزایش می‌دهد زیرا لازم ا ست که فرکانس الکتریکی بالاتری فراهم شود (به رابطه‌ی (۱۰-۶) رجوع کنید). با این حال، وجود اصـــل ورنیه در ماشـــین‌های SR برای توانایی آن در تولید گشـــتاور لازم اســـت؛ گشتاوری که توسط این ماشین تولید می‌شود معمولاً با گشتاور تولید شده توسط ماشـــین القایی با همان اندازه برابر اســـت (حتی می‌تواند بیش‌تر هم باشـــد). بهتر

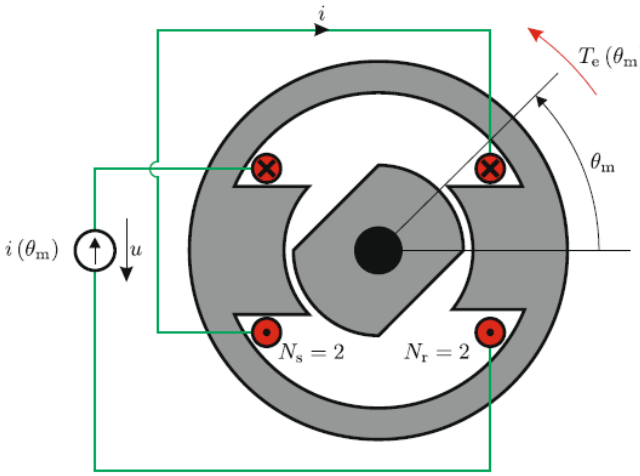
www.takbook.com

است که تعداد دندانه‌های روتور کم‌تر از تعداد دندانه‌های استاتور انتخاب شود چرا که این امر تلفات هسته و تلفات کلیدزنی را تا حدود زیادی کاهش می‌دهد.

رابطه‌ی ولتاژ ترمینال این ما شین طبق شکل (۱۰-۲) و قانون ولتاژ کیر شهف به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$u(i,\theta_m) = Ri(\theta) + \frac{d\psi(i,\theta_m)}{dt} \qquad (۷-۱۰)$$

که در رابطه‌ی فوق R نشـــان‌دهنده‌ی مقاومت ســـیم‌پیچی فاز و $\psi(i,\theta)$ نشان‌دهنده‌ی شار پیوندی وابسته به جریان و زاویه است که می‌توان به جای آن از مشخصه‌ی مغناطیس‌شوندگی ماشین نیز استفاده کرد.



شکل (۱۰-۲): موتور رلوکتانسی سوئیچ‌شونده با پیکربندی ۲/۲

۱۰-۲-۲- اصول مربوط به تولید گشتاور تبدیل انرژی

سادگی ساختار ما شین برج سته‌ی دوگانه (شکل (۱۰-۲) را ببینید) ممکن است این تصور را ایجاد کند که ماهیت تولید گشتاور و اصول تبدیل انرژی نیز به

www.takbook.com

همان اندازه ساده است. متأسفانه غلط بودن این تصور در این بخش آشکار خواهد شد. در ابتدا مدل ما شین تک‌فاز برر سی می شود تا انرژی جاری شده بین منبع تغذیه، انرژی مغناطیسی در شکاف هوایی و انرژی تحویل داده شده به شفت مشخص شوند. در این فرآیند نقش اشباع مغناطیسی به طور صحیح مورد بررسی قرار می‌گیرد. تلفات آهن و تلفات مسی به ناچار بر عملکرد کلی ماشین تأثیر می‌گذارد اما بر اصول تولید گشتاور و تبدیل انرژی اثر گذار نیست. از این رو در این تجزیه و تحلیل از این تلفات صرف نظر می‌شود. در این شرایط، ولتاژ ترمینال به دست آمده در رابطه‌ی (۱۰-۷) به شکل زیر کاهش می‌یابد:

$$u(i,\theta) = \frac{d\psi(i,\theta_m)}{dt} \qquad (۱۰\text{-}۸)$$

رابطه‌ی تعادل انرژی

نقطه شروع منا سب برای این تجزیه و تحلیل، رابطه‌ی تعادل انرژی افزایشی کلی د ستگاه ا ست. این رابطه بر این درک ا ستوار ا ست که انرژی ورودی افزایشی (یعنی $dW_{in}(i,\theta_m)$) باید با مجموع انرژی مغناطیـ سی افزاي شی در شکاف هوایی (یعنی $dW_f(i,\theta_m)$) و انرژی افزایشی مربوط به شفت (یعنی $T_e(i,\theta_m)d\theta_m$) برابر با شد. در نتیجه رابطه‌ی زیر برای تعادل انرژی به د ست می‌آید (این رابطه به شکل دیفرانسیل مطرح شده است):

$$dW_{in}(i,\theta_m) = dW_f(i,\theta_m) + T_e(i,\theta_m)d\theta_m \qquad (۱۰\text{-}۹)$$

انرژی ورودی افزایشی $dW_{in}(i,\theta_m)$ را می توان بر حسب مقادیر ترمینال نیز نوشت که این رابطه در معادله‌ی (۱۰-۱۰) نشان داده شده است که در آن $u(i,\theta_m)$ با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۸) تعریف می‌شود. یادآوری می‌شود که

www.takbook.com

سرعت شفت ثابت فرض شده است از این رو می‌توان متغیر زمان t را بر حسب زاویه روتور و به شکل $t = \theta_m/\omega_m$ بیان کرد. سه متغیر اصلی برای این نوع تجزیه و تحلیل عبارتند از: شـــار پیوندی، جریان و زاویه‌ی روتور. هرچند که نمی‌توان هر سه متغیر را به صورت آزادانه انتخاب کرد. از این رو مسأله‌ی اصلی این است که کدام دو متغیر از سه متغیر به عنوان متغیر مستقل انتخاب شوند. برای این تجزیه و تحلیل بهتر اســـت که زاویه روتور θ_m و جریان i را به عنوان متغیرهای مســـتقل اختصاص دهیم. در این شرایط رابطه‌ی (۱۰-۸) به شکل رابطه‌ی (۱۰-۱۱) نوشته می‌شود.

$$dW_{in}(i,\theta_m) = i(t)u(t)dt \qquad (۱۰-۱۰)$$

$$u(i,\theta_m) = \left[\frac{\partial\psi(i,\theta_m)}{\partial i}\right]_{\theta_m=const}\frac{di}{dt} + \omega_m\left[\frac{\partial\psi(i,\theta_m)}{\partial\theta_m}\right]_{i=const} \qquad (۱۰-۱۱)$$

که در رابطه‌ی (۱۰-۱۱) $\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$ نشان‌دهنده‌ی سرعت شفت بر حسب رادیان بر ثانیه اســت. مشــتق جزیی نشــان داده شــده در رابطه‌ی (۱۰-۱۲) (الف) مشتق شار پیوندی را نسبت به جریان نشان می‌دهد که با نام اندوکتانس افزایشی شــناخته می‌شــود در حالی که جمله‌ی دوم در رابطه‌ی (۱۰-۱۱) نشــان دهنده‌ی EMF جنبشی است.

$$l(i,\theta_m) = \left[\frac{\partial\psi(i,\theta_m)}{\partial i}\right]_{\theta_m=const} \qquad (۱۰-۱۲) \text{ (الف)}$$

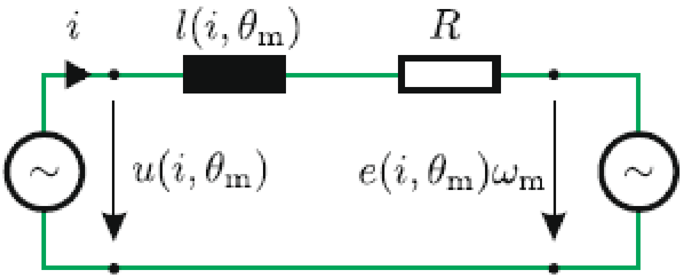
$$u_e(i,\theta_m) = \omega_m\left[\frac{\partial\psi(i,\theta_m)}{\partial\theta_m}\right]_{i=const} \qquad (۱۰-۱۲) \text{ (ب)}$$

www.takbook.com

در عمل بهتر اســـت که یک متغیر با نام متغیر EMF نرمالیزه شـــده معرفی شـــود که می‌توان آن را به صـــورت $e = u_e(i,\theta_m)/\omega_m$ تعریف کرد. با جایگذاری رابطه‌ی (۱۰-۱۲) در رابطه‌ی (۱۰-۱۱) می‌توان رابطه‌ی مربوط به ترمینال را بر حسب متغیرهای مستقل i و θ_m به صورت زیر نوشت:

$$u(i,\theta_m) = \underbrace{l(i,\theta_m)\frac{di}{dt}}_{u_l} + \underbrace{e(i,\theta_m)\omega_m}_{u_e} \tag{۱۰-۱۳}$$

رابطه‌ی (۱۰-۱۳) نشـــان می‌دهد که مدار معادل هر فاز یک موتور SR را می‌توان توسط یک مدار سری طبق شکل (۱۰-۳) نمایش داد. این مدار معادل از یک اندوکتانس، یک مقاومت ســـیم‌پیچی اســـتاتور (که می‌توان به راحتی به این مدل اضافه کرد) و یک منبع ولتاژ متناسب با ω_m تشکیل شده است. این مدل از اهمیت زیادی برخوردار است زیرا نشان می‌دهد که مدار معادل ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده با مدار معادل موتورهای معمولی مشابه است.



شکل (۱۰-۳): مدار معادل تک‌فازِ یک ماشین رولوکتانسی سوئیچ‌شونده

هرچند که ماهیت فرآیند تبدیل انرژی به میزان قابل توجهی متفاوت اســـت چرا که مشخصه‌های شار پیوندی/جریان وابسته به زاویه‌ی روتور بوده و در اکثر موارد بسیار غیر خطی هستند. در این زمینه، به فرایند تبدیل انرژی اغلب با عنوان تبدیل انرژی از نوع پارامتری اشاره می‌شود. با تعریف انرژی ورودی افزایشی dW_{in}

www.takbook.com

بر حســـب انرژی مرتبط با اجزای مدار می‌توان درک بیش‌تری از جریان انرژی به دست آورد که این کار در رابطه‌ی زیر صورت گرفته است.

$$dW_{in}(i,\theta_m) = i\, l(i,\theta_m)di + i\, e(i,\theta_m)d\theta_m \qquad (۱۴-۱۰)$$

رابطه‌ی عمومی گشتاور

با جایگذاری رابطه‌ی (۱۰-۱۴) در رابطه‌ی (۱۰-۹) می‌توان رابطه‌ای برای گشتاور $T_e(i,\theta_m)$ به دست آورد؛ برای این منظور ابتدا باید مؤلفه‌ی انرژی میدان افزایشـــی dW_f که در رابطه‌ی (۱۰-۹) وجود دارد، بر حســـب مشـــتقات جزیی آن بیان شود یعنی:

$$dW_f(i,\theta_m) = \left[\frac{\partial W_f(i,\theta_m)}{\partial \theta_m}\right]_{i=const} d\theta_m + \left[\frac{\partial W_f(i,\theta_m)}{\partial i}\right]_{\theta_m=const} di \qquad (۱۵-۱۰)$$

بـا جـایگـذاری رابطـه‌ی (۱۰-۱۵) در رابطـه‌ی (۱۰-۹) و برابر قرار دادن عبارت‌های ا شتقاقی di و $d\theta_m$ در روابط (۱۰-۹) و (۱۰-۱۴) می‌توان روابط زیر را استخراج کرد:

$$W_f(i,\theta) = \left[\int_0^i i\, l(i,\theta_m)di\right]_{\theta_m=const} \qquad (۱۶-۱۰)\ (\text{الف})$$

$$T_e(i,\theta_m) = i\, e(i,\theta_m) - \left[\frac{\partial W_f(i,\theta_m)}{\partial \theta_m}\right]_{i=const} \qquad (۱۶-۱۰)\ (\text{ب})$$

هـم‌چـنـیـن رابـطـه‌ی (۱۰-۱۶) را مـی‌تـوان بـا اســـتـفـاده از روا بط $l(i,\theta_m) = [\partial\psi(i,\theta_m)/\partial i]_{\theta_m=const}$ و $e(i,\theta_m) = [\partial\psi(i,\theta_m)/\partial\theta_m]_{i=const}$ و ا نجام قدری محاسبات ریاضیاتی به شکل زیر نوشت:

www.takbook.com

$$W_f(i,\theta_m)=\left[\int_0^{\psi} i(\psi,\theta_m)d\psi\right]_{\theta_m=const} \quad \text{(۱۰-۱۷) (الف)}$$

$$T_e(i,\theta_m)=\left[\frac{\partial}{\partial\theta_m}(i\psi-W_f(i,\theta_m))\right]_{i=const} \quad \text{(۱۰-۱۷) (ب)}$$

جمله‌ی $(i\psi - W_f(i,\theta))$ با نام شبه انرژی شناخته شده و با نماد W'_f نشان داده می‌شود. شبه انرژی را می‌توان به صورت زیر نیز نوشت:

$$W'_f(i,\theta_m)=\left[\int_0^{i} \psi(i,\theta_m)di\right]_{\theta_m=const} \quad \text{(۱۰-۱۸)}$$

با معرفی متغیر W'_f در رابطه‌ی (۱۰-۱۸)، رابطه‌ی (۱۰-۱۷) (ب) را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$T_e(i,\theta_m)=\left[\frac{\partial W'_f(i,\theta_m)}{\partial\theta_m}\right]_{i=const} \quad \text{(۱۰-۱۹)}$$

با مشـــاهده‌ی بیش‌تر رابطه‌ی (۱۰-۱۷) (ب) می‌توان ثابت کرد که بیش‌ترین سطح قابل د ستیابی برای گ شتاور شفت زمانی به د ست می‌آید که W_f به صفر میل کند. اگر این گشتاور را با نماد $\tilde{T}_e$ نشان دهیم در آن صورت داریم:

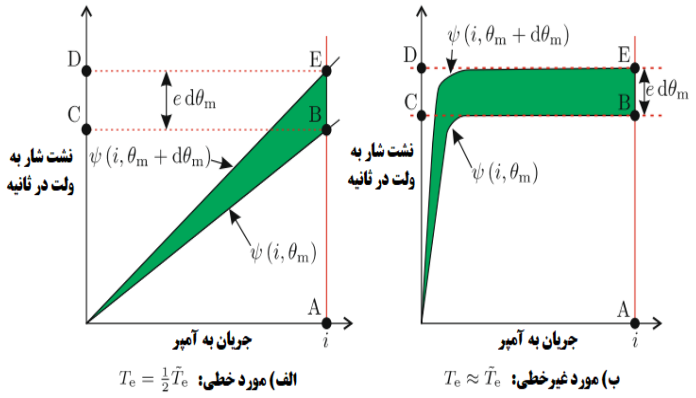
$$\tilde{T}_e(i,\theta_m)=\left[\frac{\partial(i\psi)}{\partial\theta_m}\right]_{i=const} \quad \text{(۱۰-۲۰)}$$

بررسی اثر اندوکتانس خطی و غیر خطی

در فرآیند طراحی یک ماشـــین با خروجی گشـــتاوری که به مقدار حد بالایی $\tilde{T}_e$ نزدیک شود، در درجه‌ی اول باید شکل مشخصه‌های شار پیوندی/جریان در نظر گرفته شوند. این فرایند با کمک شکل (۱۰-۴) نشان داده شده است؛ این

www.takbook.com

شـــکل تغییر جزیی زاویه‌ی روتور در منحنی‌های مغناطیس‌شـــوندگی روتور (در شرایط جریان ثابت) را برای منحنی‌های خطی و غیر خطی نشان می‌دهد.



شکل (۱۰-۴): منحنی‌های خطی و غیر خطی مغناطیس‌شوندگی

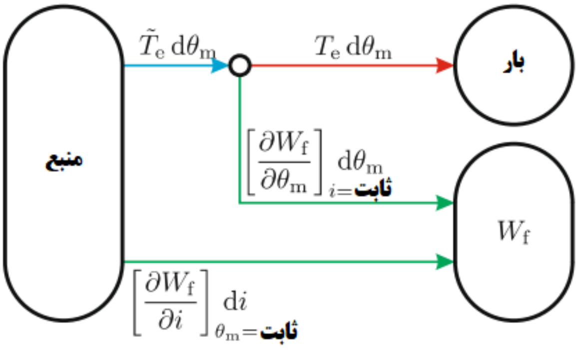
برای مورد خطی همان‌طور که در شکل (۱۰-۴) (الف) نشان داده شده است، گشتاور خروجی برابر با نیمی از حداکثر مقدار $\tilde{T}_e$ است. دلیل این امر این است که انرژی خروجی $T_e d\theta_m$ به شبه انرژی افزایشی dW_f' گره خورده است که این شـــبه انرژی مطابق با ناحیه‌ی ۰-B-E-۰ در شـــکل (۱۰-۴) (الف) تغییر می‌کند. توجه داشته باشید که در منحنی خطی که در این‌جا در نظر گرفته می‌شود، انرژی مغناطیســـی W_f با شـــبه انرژی W_f' برابر اســـت. اگر منحنی شـــار پیوندی-جریان $\psi(i,\theta_m)$ را در نظر بگیریم، شـــبه انرژی و انرژی مغناطیســـی به ترتیب توســـط نواحی ۰-A-B-۰ و ۰-B-C-۰ نشان داده می شوند. انرژی مربوط به $\tilde{T}_e d\theta_m$ توسط ناحیه‌ی B-C-D-E داده می‌شـــود که برابر با انرژی $ie\,d\theta_m$ اســـت که توسط منبع تغذیه متصل شده به دستگاه تامین می‌شود. در شرایط جریان ثابت (همان‌طور که در این‌جا فرض شده است) انرژی $\tilde{T}_e d\theta_m$ مقدار کل انرژی عرضه شده به ماشین را نشان می‌دهد و مساحت ناحیه‌ی B-C-D-E دو برابر مساحت ناحیه‌ی ۰-B-E-۰ (که میزان تغییر شبیه انرژی را نشان می‌دهد) است.

www.takbook.com

اگر ماشین با یک سطح اشباع مغناطیسی بالا طراحی شده باشد (همان‌طور که در شکل (۱۰-۴) نشان داده شده است) می‌توان مشاهده کرد که سطوح انرژی و شبه انرژی مرتبط با مثلاً منحنی شار پیوندی-جریان $\psi(i, \theta_m)$ بسیار متفاوت هستند. در این شرایط شبه انرژی افزایشی همان‌طور که توسط ناحیه‌ی سبز رنگ در شکل (۱۰-۴) نشان داده شده است، به حداکثر سطح انرژی خروجی یعنی $\tilde{T}_e d\theta_m$ نزدیک می شود که منطبق با ناحیه‌ی B-C-D-E است. بنابراین تعجب‌آور نیست که بدانید ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ شونده معمولاً برای کار با سطح قابل توجهی از اشباع مغناطیسی طراحی شده‌اند. این بدان معنی است که منحنی‌های مغناطیسی به شدت غیر خطی خواهند بود که این موضوع پیامدهای مهمی برای مدل‌های شبیه‌سازی مربوط به این نوع ماشین‌ها دارد.

انرژی جاری شده در موتور SR

درک این ماشین با در نظر گرفتن انرژی‌های جاری شده بین منبع تغذیه، بار و مخزن انرژی مغناطیسی W_f صورت می‌گیرد؛ این جریان انرژی در شکل (۱۰-۵) نشان داده شده است.



شکل (۱۰-۵): انرژی جاری شده در ماشین SR

www.takbook.com

در شکل (۱۰-۵) پیکان‌های جریان انرژی افزایشی که با متغیرهای گشتاور $\tilde{T}_e$ و T_e مرتبط هستند به راحتی قابل مشاهده است. پیکان‌های جریان انرژی افزایشی را (که به مخزن انرژی مغناطیسی W_f گره خورده‌اند) می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۱۷) و با در نظر گرفتن این‌که جریان تحویل داده شده به ماشین تابعی از زاویه‌ی روتور است (از این رو داریم: $i(\theta_m), di = \partial i/\partial\theta_m \, d\theta_m$)، به دست آورد. با توجه به مطالب فوق می‌توان جریان‌های انرژی مرتبط با W_f را به صورت زیر نوشت:

$$\left[\frac{\partial W_f}{\partial i}\right]_{\theta_m = const} di = i\, l(i,\theta_m)\frac{\partial i}{\partial \theta_m} d\theta_m \qquad \text{(۱۰-۲۱) (الف)}$$

$$\left[\frac{\partial W_f}{\partial \theta_m}\right]_{i = const} d\theta_m = \left(\tilde{T}_e - T_e\right) d\theta_m \qquad \text{(۱۰-۲۱) (ب)}$$

که رابطه‌ی فوق برای حالتی نوشته شده است که جریان انرژی مربوط به شکل (۱۰-۴) در نظر گرفته شود. برای مسیر $E \rightarrow B$ می‌توان متوجه شد که سهم $[\partial W_f / \partial i]_{\theta_m = const}\, di$ برابر صفر خواهد بود چرا که جریان در این شرایط ثابت است. علاوه بر این مقدار انرژی تحویل داده شده به بار و منبع تغذیه‌ی انرژی مغناطیسی در حالت خطی با هم برابر خواهند بود. هرچند این وضعیت به طور قابل توجهی برای مورد غیرخطی (که در آن بیش‌تر انرژی حاصل از منبع تغذیه به بار منتقل می‌شود) تغییر یافته است.

www.takbook.com

۱۰-۲-۳- ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده‌ی تک‌فاز: یک مثال خطی

در این مرحله برای نشان دادن اصول مربوط به جریان انرژی و تولید گشتاور در یک ماشین رولوکتانسی سوئیچ‌شونده مفید است که یک نمونه‌ی ساده از یک موتور رلوکتانسی سوئیچ‌شونده‌ی تک‌فاز در نظر گرفته شود. در این زمینه، واژه‌ی *خطی* نشان می‌دهد که ماشین در اشباع کار نمی‌کند. این موضوع منجر به ساده‌سازی تجزیه و تحلیل می‌شود چرا که اندوکتانس فقط به موقعیت روتور بستگی دارد به گونه‌ای که اندوکتانس افزایشی را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی $l(i,\theta_m)=L(\theta_e)$ بیان کرد. بنابراین شار پیوندی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\psi = L(\theta_e)i \qquad (۱۰-۲۲)$$

گشتاور یک ماشین خطی را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۲۲) به همراه رابطه‌ی (۱۰-۱۸) و رابطه‌ی (۱۰-۱۹) به دست آورد که در این صورت رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$T_e(\theta_m) = \frac{1}{2}i^2\frac{dL(\theta_m)}{d\theta_m} \qquad (۱۰-۲۳)$$

با توجه به متناوب بودن اندوکتانس فازِ یک ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده کافی است که تجزیه و تحلیل فقط برای یک دوره‌ی تناوب الکتریکی انجام شود. بنابراین موقعیت روتور در رادیان‌های الکتریکی اندازه‌گیری می‌شود. در رابطه‌ی (۱۰-۲۳) گشتاور با مشتق اندوکتانس نسبت به موقعیت مکانیکی روتور متناسب است. با جایگذاری موقعیت مکانیکی روتور با معادل الکتریکی آن و با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۲) گشتاور ماشین (در هر فاز) به صورت رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

www.takbook.com

$$T_e(\theta_e) = \frac{1}{2} N_r i^2 \frac{dL(\theta_e)}{d\theta_e} \qquad (۲۴-۱۰)$$

یک نکته‌ی مهم که باید در روابط (۱۰-۲۳) و (۱۰-۲۴) در نظر گرفته شود این واقعیت است که جریان فاز به صورت درجه‌ی دوم ظاهر می‌گردد که این بدان معنی است که جهت آن نمی‌تواند در جهت تولید گشتاور تأثیر بگذارد. با این وجود می‌توان با تحریک فاز در محدوده‌ی کاهش اندوکتانس، گشتاور منفی تولید کرد.

اصولاً با توجه به سرعت ماشین می‌توان دو حالت اصلی بهره‌برداری را برای ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده شناسایی کرد. در ادامه، الگوهای تحریک فاز برای بهره‌برداری با سرعت‌های کم و زیاد بررسی می‌شوند.

تحریک فاز در سرعت پایین

در سرعت‌های پایین الگوی تحریک یک فاز تقریباً به سه مرحله‌ی زیر تقسیم می‌شود:

۱. مغناطیس‌شوندگی اولیه در ولتاژ حداکثر مثبت
۲. تولید گشتاور در جریان ثابت
۳. مغناطیس‌زدایی در حداکثر ولتاژ منفی

از این رو استفاده از یک مدل تکه‌ای خطی از اندوکتانس فاز که شیب اندوکتانس در هر یک از سه محدوده ثابت باشد، راحت است.

در نمودار بالایی شکل (۱۰-۶) مدل تکه‌ای خطی اندوکتانس یک فاز نشان داده شده است. در محدوده $\tau_u/2$ به هر طرف از موقعیت غیر تراز، اندوکتانس در مقدار غیر تراز آن (یعنی $L = L_u$) ثابت است. در موقعیت تراز با توجه به این‌که روتور بیشتر از $\tau_a/2$ به هر دو طرف جابجا نشده است، اندوکتانس نیز هیچ تغییری

www.takbook.com

را تجربه نمی‌کند. در بین این دو موقعیت اندوکتانس به طور خطی با شیب ثابت $dL/d\theta_e = const$ مطابق با رابطه‌ی (۱۰-۲۴) تغییر می‌کند؛ بدیهی است که گشتاور فقط در محدوده‌ای که اندوکتانس تغییر می‌کند می‌تواند تولید شود. در نتیجه یک هدف در حین کار با سرعت کم این است که قبل از شروع افزایش اندوکتانس، فاز فعال به طور کامل با جریان مطلوب تحریک شود که این موضوع در نمودار دوم شکل (۱۰-۶) نشان داده شده است. این تحریک اولیه می‌تواند سریع انجام شود زیرا مقدار L کم بوده و منبع تغذیه در حداکثر ولتاژ لینک dc است.

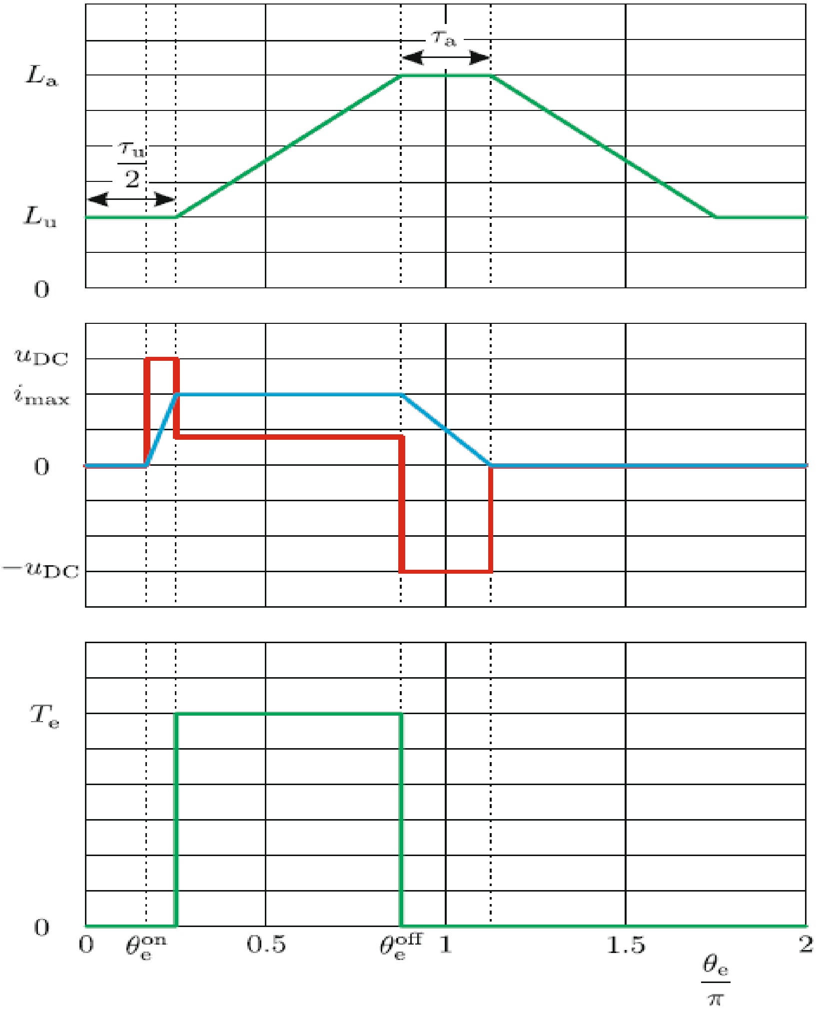
هنگامی که جریان به مقدار مطلوب رسیده و اندوکتانس شروع به افزایش می‌کند، گشتاور مطابق با رابطه‌ی (۱۰-۲۴) تولید می شود. در این زمان، ولتاژ فاز (منحنی آبی رنگ در نمودار دوم شکل (۱۰-۶)) به گونه‌ای تنظیم می‌شود که جریان را با یک شکل موج ثابت حفظ کند. توجه داشته باشید که شار پیوندی با توجه به رابطه‌ی (۱۰-۸) به صورت خطی افزایش می یابد. در پایان ناحیه‌ی افزایش اندوکتانس، فاز در حداکثر ولتاژ منفی لینک dc خاموش (مغناطیس‌زدایی) می‌شود. با توجه به این که در موقعیت تراز اندوکتانس به میزان قابل توجهی بزرگ می‌شود، مرحله‌ی مغناطیس‌زدایی از مرحله‌ی مغناطیسی شدن بیش‌تر طول می‌کشد.

گشتاور حاصل در نمودار سوم شکل (۱۰-۶) نشان داده شده است. نکته‌ی مهمی که در شکل موج گشتاور باید در نظر گرفته شود این است که هیچ گشتاوری در ناحیه‌ی اندوکتانس ثابت تولید نمی‌شود (گرچه این مرحله قبلاً به صورت جزیی تحریک شده است). در نتیجه گشتاور تولید شده برخلاف شکل موج جریان، شکل مستطیلی دارد.

www.takbook.com

اگرچه هیچ گشـــتاوری در نواحی با اندوکتانس ثابت تولید نمی‌شـود (که این بدان معنی است که هیچ انرژی به بار داده نمی‌شود) اما انرژی مغناطیسی در طول فرایند مغناطیس‌شوندگی به فاز تغذیه می‌شود. روابط (۱۰-۱۷) (الف) و (۱۰-۲۲) را در طول فرایند مغناطیس‌شوندگی می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$W_f(i,\theta_e) = \frac{1}{2} L(\theta_e) i^2 \qquad (۱۰\text{-}۲۵)$$



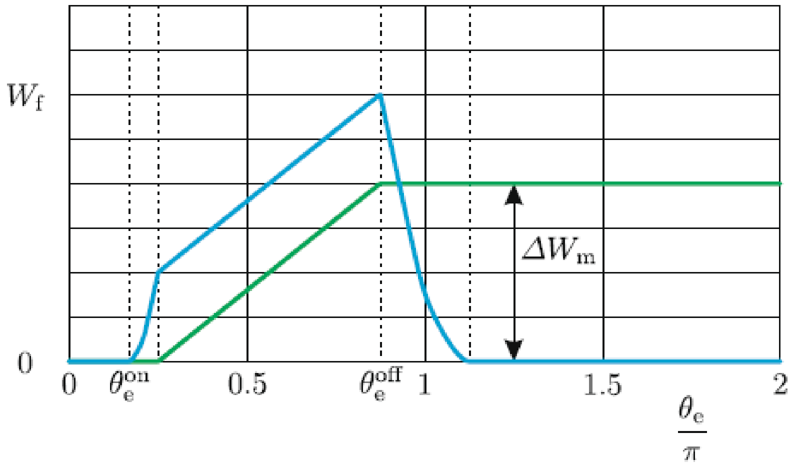
شکل (۱۰-۶): اندوکتانس تکه‌ای خطی، ولتاژ فاز (نمودار قرمز)، جریان (نمودار آبی) و گشتاور به دست آمده برای یک فاز در طول یک دوره‌ی تناوب الکتریکی و در سرعت ثابت

www.takbook.com

شکل موج انرژی مغناطیسی در شکل (۱۰-۷) با نمودار آبی رنگ نشان داده شـده اسـت. در حین مغناطیس‌شـوندگی و مغناطیس‌زدایی، انرژی مغناطیسـی متنا سب با مربع جریان تغییر می‌کند. این انرژی در دوره‌ی جریان ثابت، به همراه اندوکتانس فاز به صـورت خطی بالا می‌رود. منحنی سـبز انرژی مکانیکی تحویل داده شده به بار را ن شان می دهد که با انتگرال گ شتاور روی موقعیت روتور برابر است. لازم به ذکر است که تغییر کل انرژی مکانیکی (که با نماد ΔW_m نشان داده می‌شـود) با تغییر انرژی مغناطیسـی در طی دوره جریان ثابت برابر اسـت. جریان‌های انرژی مربوط به مخزن W_f را می‌توان با استفاده از رابطه‌ی زیر محاسبه کرد:

$$\left[\frac{\partial W_f}{\partial i}\right]_{\theta_e=const}\frac{di}{d\theta_e}=L(\theta_e)i\frac{di}{d\theta_e} \quad \text{(۱۰-۲۶) (الف)}$$

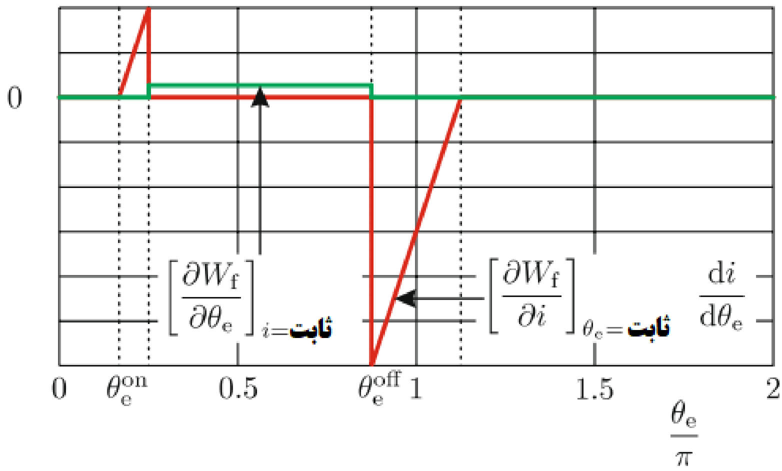
$$\left[\frac{\partial W_f}{\partial \theta_e}\right]_{i=const}=\frac{1}{2}i^2\frac{dL(\theta_e)}{d\theta_e} \quad \text{(۱۰-۲۶) (ب)}$$



شکل (۱۰-۷): انرژی مغناطیسی (نمودار آبی رنگ) و انرژی مکانیکی (نمودار سبز رنگ) در طول یک دوره‌ی تناوب الکتریکی

www.takbook.com

هر دو شـــکل موج مربوط به رابطه‌ی (۱۰-۲۶) در شـــکل (۱۰-۸) ترســـیم شده‌اند. توجه داشته باشید که مشتق جزئی W_f نسبت به موقعیت روتور (منحنی سبز) دقیقا با شکل موج گشتاور یکسان ا ست. یکی دیگر از نکات مهمی که باید در نظر گرفته شود این است که انرژی مغناطیسی بازیابی شده در انتهای تحریک از انرژی مغنـاطیســـی تـأمین شـــده توســـط منبع تغـذیـه در مرحلـه‌ی مغناطیسی‌شوندگی، به مقدار قابل توجهی بزرگ‌تر است.

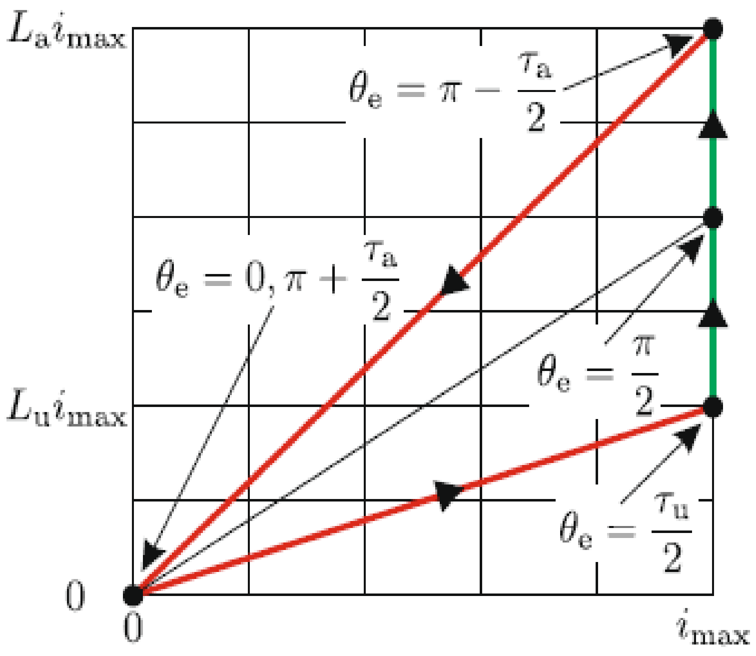


شکل (۱۰-۸): جریان‌های انرژی مربوط به مخزن W_f

برای تجزیه و تحلیل راه‌اندازهای رلوکتانســی ســوئیچ‌شــونده مفید اســت که مکان هندسی شار پیوندی/جریان را که در نمودار شار پیوندی/جریان در طول یک چرخه‌ی فعال روتور ظاهر می‌شود، در نظر گرفته شود. مکان هندسی که با انتخاب فعلی جریان تحریک ظاهر می شود در شکل (۱۰-۹) نشان داده شده ا ست. دو مسیر قرمز رنگ نشان داده شده در نمودار، با فرآیندهای مغناطس شوندگی (۰ تا $\tau_u/۲$) و مغناطیس‌زدایی ($\pi - \tau_a/۲$ تا $\pi + \tau_a/۲$) در نواحی اندوکتانس ثابت متناظر هســـتند. ســاق ســبز رنگ منعکس‌کننده‌ی ناحیه‌ی جریان ثابت اســت که در آن

www.takbook.com

اندوکتانس به صورت خطی بالا می‌رود. م ساحت ناحیه‌ای که تو سط تمام م سیر احاطه شده است با انرژی مکانیکی تحویل داده شده به شفت برابر است.



شکل (۱۰-۹): نمودار شار پیوندی-جریان برای نیمی از چرخه

تحریک فاز در سرعت بالا (حالت تک پالسی)

در ســرعت های بالاتر، حداکثر شــیب قابل دســتیابی برای نســبت جریان استاتور به موقعیت روتور به دلیل ولتاژ القایی کاهش می‌یابد. به عنوان یک نتیجه، هنگامی که ســرعت از یک مقدار خاصــی تجاوز می‌کند جریان فاز اســمی دیگر نمی‌توانـد در محـدوده‌ی انـدوکتـانس ثـابـت برقرار گردد. همین امر در مورد مغناطیس‌زدایی در پایان چرخه‌ی فعال نیز صدق می‌کند. به طور کلی مدت زمان

www.takbook.com

مغناطس‌شـــوندگی و مغناطیس‌زدایی با مدت زمان تغییر اندوکتانس همپوشـــانی دارد، شرایطی که می‌توان در کار با سرعت‌های کم از آن جلوگیری کرد.

از این رو آموزنده ا ست که در سرعت‌های بالا برای تو صیف و تحلیل ساز و کار تبدیل انرژی، از مدل القایی قابل تمیز ا ستفاده شود. چنین مدلی در رابطه‌ی (۱۰-۲۷) و در نمودار ا ندوکتانس شـــکل (۱۰-۱۰) برای یک دوره‌ی تـناوب الکتریکی نشان داده شده است.

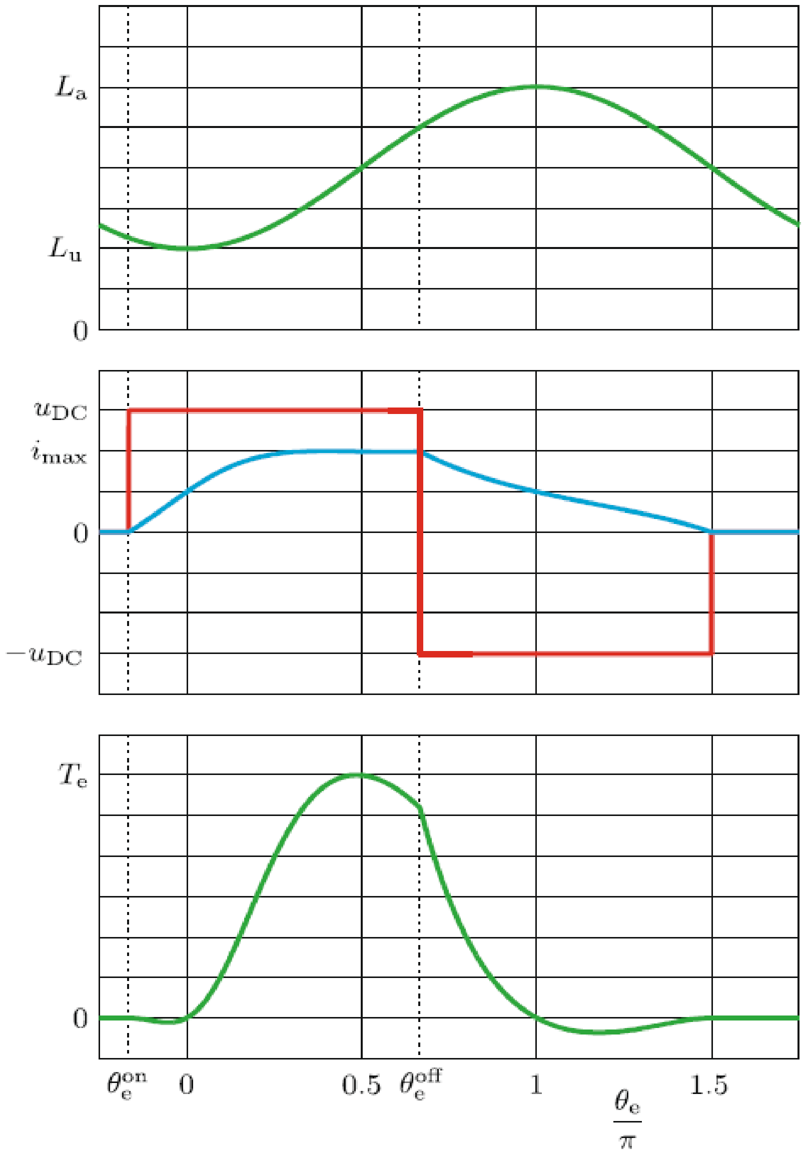
$$L(\theta_e) = L_o\left((1+\kappa)+(1-\kappa)\cos(\theta_e)\right) \qquad (۱۰-۲۷)$$

با توجه به این‌که $L_o = L_u$ ۲ و $\kappa = L_a/L_u$ اســـت، این منحنی اندوکتانس را می‌توان به عنوان یک تقریب هارمونیکی از مدل تکه‌ای خطی ارائه شده در ابتدای این بخش در نظر گرفت. برای یک ما شین با دو دندانه‌ی روتور (N_r = ۲)، منحنی اندوکتانس داده شده در هر چرخش مکانیکی دو بار تکرار می‌شود.

در بهره‌برداری تک‌پالـسی، ولتاژ لینک dc مثبت (منحنی قرمز در نمودار دوم شـــکل (۱۰-۱۰)) برای کل نیمه‌ی اول چرخه‌ی تحریک اعمال می‌شـــود به طوری که شــــار پیوندی درون فاز مطابق با رابطه‌ی (۱۰-۲۲) افزایش می‌یابد. در طول نیمه‌ی دوم چرخه‌ی فعال، ولتاژ لینک dc منفی به فاز اعمال می‌شـــود که این مو ضوع منجر به کاهش خطی شار پیوندی می‌گردد. منحنی شار پیوندی در طی کل فرایند تحریک از نظر ریاضی به شرح زیر است:

$$\psi(\theta_e) = \begin{cases} \psi(\theta_e^{on}) + \dfrac{u_{DC}}{\omega_e}\left(\theta_e - \theta_e^{on}\right) & \theta_e^{on} \le \theta_e \le \theta_e^{off} \\ \psi(\theta_e^{off}) - \dfrac{u_{DC}}{\omega_e}\left(\theta_e - \theta_e^{off}\right) & \theta_e^{off} < \theta_e \end{cases} \qquad (۱۰-۲۸)$$

www.takbook.com

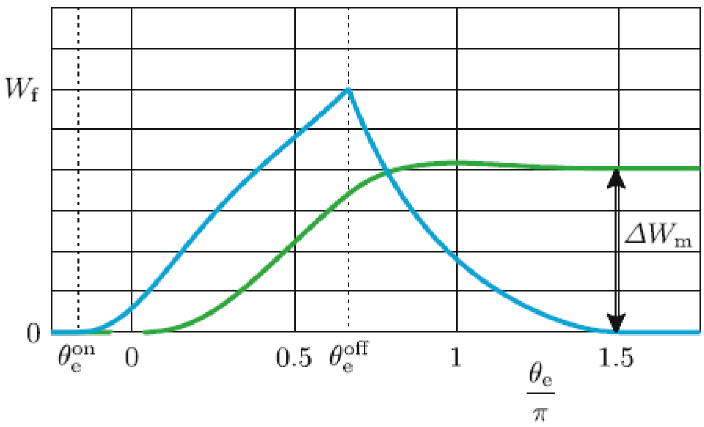


شکل (۱۰-۱۰): اندوکتانس سینوسی، ولتاژ فاز (منحنی قرمز)، جریان (منحنی آبی) و گشتاور به دست آمده برای یک فاز برای یک دوره‌ی تناوب الکتریکی و در سرعت ثابت

با توجه به این‌که فاز در آغاز تحریک به طور کامل مغناطیس‌زدایی می‌شود $\psi(\theta_e^{on})$ برابر صفر خواهد بود؛ بنابراین جریان را می‌توان با استفاده از روابط (۱۰-۲۲)، (۱۰-۲۷) و (۱۰-۲۸) به صورت زیر محاسبه کرد:

www.takbook.com

$$i(\theta_e)=\begin{cases}\dfrac{u_{DC}}{\omega_e L_o}\dfrac{\theta_e-\theta_e^{on}}{1+\kappa+(1-\kappa)\cos(\theta_e)} & \theta_e^{on}\le\theta_e\le\theta_e^{off}\\ i(\theta_e^{off})-\dfrac{u_{DC}}{\omega_e L_o}\dfrac{\theta_e-\theta_e^{off}}{1+\kappa+(1-\kappa)\cos(\theta_e)} & \theta_e^{off}<\theta_e\end{cases} \quad (۲۹-۱۰)$$



شکل (۱۰-۱۱): انرژی مناطیسی (نمودار آبی) و انرژی مکانیکی (نمودار سبز) در طول یک دوره‌ی تناوب الکتریکی

شـــکل موج جریان فاز را می‌توان به عنوان منحنی آبی در نمودار دوم شـــکل (۱۰-۱۰) مشاهده کرد. لازم به ذکر است که تحریک در ناحیه‌ای شروع می شود که شیب اندوکتانس منفی (اما نسبتاً اندک) است. این کار معمولاً برای اطمینان از تحریک کامل فاز در ست قبل از افزایش مجدد اندوکتانس انجام می شود. با این وجود مقدار کمی از گشـــتاور منفی در طی این مغناطیس‌شـــوندگی اولیه تولید می‌شود که در نمودار سوم شکل (۱۰-۱۰) قابل مشاهده است.

شـــکل موج گشـــتاور برای چرخه‌ی فعال کامل را می‌توان با وارد کردن روابط (۱۰-۲۷) و (۱۰-۲۹) در رابطه‌ی (۱۰-۲۴) به شکل زیر محاسبه کرد:

$$T_e(\theta_e)=\frac{1}{2}N_r L_o(\kappa-1)\sin(\theta_e)i^2(\theta_e) \quad (۳۰-۱۰)$$

www.takbook.com

رابطه‌ی فوق تابعی از انتخاب زاویه‌ی روشـــن θ_e^{on} و زاویه‌ی خاموش θ_e^{off} است. بدیهی است که با این منحنی تحریک انتخابی یک گشتاور متوسط غیر صفر تولید می شـود (اگرچه مقادیر کمی از گشـتاور منفی نیز در آغاز و پایان چرخه‌ی فعال تولید می‌گردد).

شـــکل (۱۰-۱۱) انرژی مغناطیســـی W_f در داخل فاز (نمودار آبی) و انرژی مکانیکی W_m داده شـده به بار (نمودار سـبز) را نشـان می دهد (انرژی W_m به سادگی از انتگرال گ شتاور به د ست می‌آید). انرژی مغناطیـ سی در پایان تحریک بازیابی می‌شود و بنابراین به تولید گشتاور کمک نمی‌کند. با این حال این مبادله‌ی انرژی باعث ایجاد تلفات در پیکربندهای غیر ایده‌آل راه‌انداز (تلفات اهمی در داخل ماشـین، تلفات مبدل به دلیل افت ولتاژ در کلیدهای قدرت) می‌شـود و از این رو باید به حداقل برسـد. ضـریب تبدیل انرژی (EC) یک معیار مناسـب برای اندازه‌گیری مقدار نسبی انرژی مغناطیسی است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

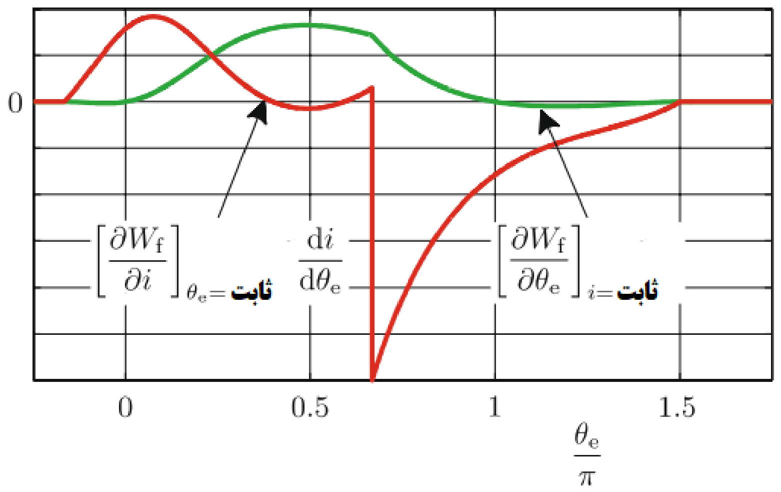
$$EC = \frac{\text{انرژی تحویل شده به بار}}{\text{کل انرژی تامین شده توسط منبع}} \qquad (۳۱-۱۰)$$

کل انرژی تأمین شـــده توســـط منبع در رابطه‌ی (۱۰-۳۱) باید به عنوان مجموع حداکثر انرژی مغناطیسی و انرژی مکانیکی تحویل داده شده به بار پس از یک چرخه‌ی فعال تعبیر شود.

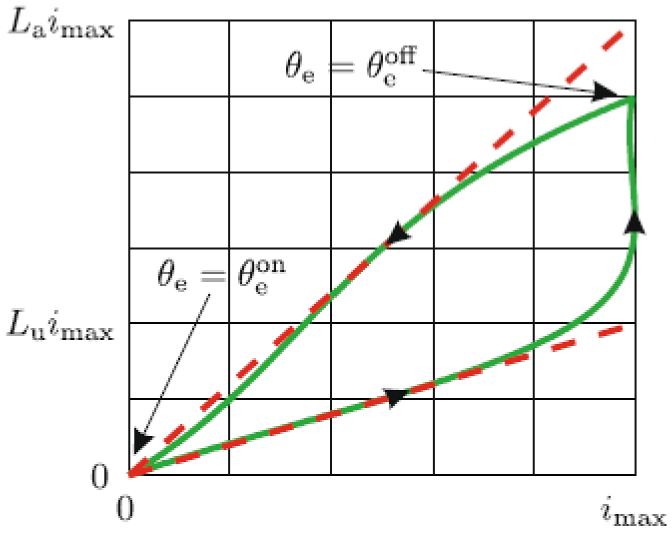
شـــکل (۱۰-۱۲) جریان‌های انرژی مربوط به مخزن W_f را مطابق با روابط (۱۰-۲۶) (الف) و (۱۰-۲۶) (ب) نشان می‌دهد. انرژی مغناطیسی تأمین شده در شروع فاصله‌ی زمانی، کم‌تر از مقدار دریافتی در انتهای آن است. دلیل این امر این ا ست که برای مورد خطی مقادیر م ساوی انرژی به بار و مخزن انرژی مغناطیـ سی تحویل داده می‌شوند. بنابراین مقدار انرژی بازیابی شده در انتهای بازه برابر است با مقدار انرژی مغناطیســی که در ابتدای چرخه‌ی فعال تأمین می‌شــود به علاوه‌ی

www.takbook.com

مقدار برگردانده شده از گره به مخزن مغناطیس سی (به شکل (۱۰-۵) نگاه کنید). مجموع این دو مقدار (همان‌طور که قبلاً نیز به آن اشاره شد) برابر با همان میزان انرژی است که توسط منبع تغذیه به موتور تحویل داده می‌شود.



شکل (۱۰-۱۲): جریان‌های انرژی مربوط به مخزن W_f



شکل (۱۰-۱۳): نمودار شار پیوندی/جریان برای نیم‌سیکل

www.takbook.com

مکان هند سی شار پیوندی/جریان برای شکل موج جریان انتخابی در شکل (۱۰-۱۳) نشان داده شده است. برخلاف حالت با سرعت کم که در شکل (۱۰-۹) آمده اســـت، دیگر نمی توان مســـیر مغناطیس‌شـــوندگی و مغناطیس‌زدایی را به صـــورت خطوط مســـتقیم مشـــخص کرد. در عوض حالت گذرای هموارتری بین مغناطیس‌شوندگی و تولید گشتاور صورت می‌گیرد.

۱۰-۲-۴- مفاهیم مربوط به مدل‌سازی ماشین‌های رلوکتانسی سوئیچ‌شونده

توســـعه‌ی مدلهای کلی SR با کمک تئوری ارائه شـــده در بخش (۱۰-۲-۲) انجام می شود. در ابتدا، مدل های بر پایه‌ی جریان در نظر گرفته می شوند؛ در این مدل‌ها فرض می شود که جریان به عنوان تابعی از زاویه‌ی روتور داده شده ا ست. در بخش دوم این فصـل مدل‌های بر پایه‌ی ولتاژ مورد بحث قرار می‌گیرند؛ از این مدل‌ها بیش‌تر استفاده می‌شود چرا که آن‌ها را می‌توان به طور مستقیم به ساختار مبدل که معمولاً مبدل منبع ولتاژ هســـتند، متصـــل کرد. مدل‌های در نظر گرفته شده فرض شده است که سیم‌پیچی فاز دارای مقاومت R است.

مدل‌های کلی مبتنی بر جریان نیاز به دســـترســـی به رابطه‌ی جریان با زاویه یعنی $i(\theta_m)$ دارند. متغیرهای خروجی این مدل باید گشـــتاور T_e و ولتاژ فاز u باشد. مشخصه‌های مغناطیس شوندگی $\psi(i,\theta_m)$ مؤلفه‌ی اصلی مدل سازی SR را تشکیل می‌دهد که این مشخصه توسط یک واحد منفرد با ورودی‌های i، θ_m و خروجی ψ ارائه می‌شود. واحدهای مشابهی نیز برای گشتاور لازم است که خروجی آن متغیر T_e بوده و از آن به همراه رابطه‌ی بار مکانیکی زیر استفاده می‌شود:

www.takbook.com

$$J\frac{d\omega_m}{dt} = T_e(i,\theta_m) - T_l \quad \text{(۱۰-۳۲) (الف)}$$

$$\omega_m = \frac{d\omega_m}{dt} \quad \text{(۱۰-۳۲) (ب)}$$

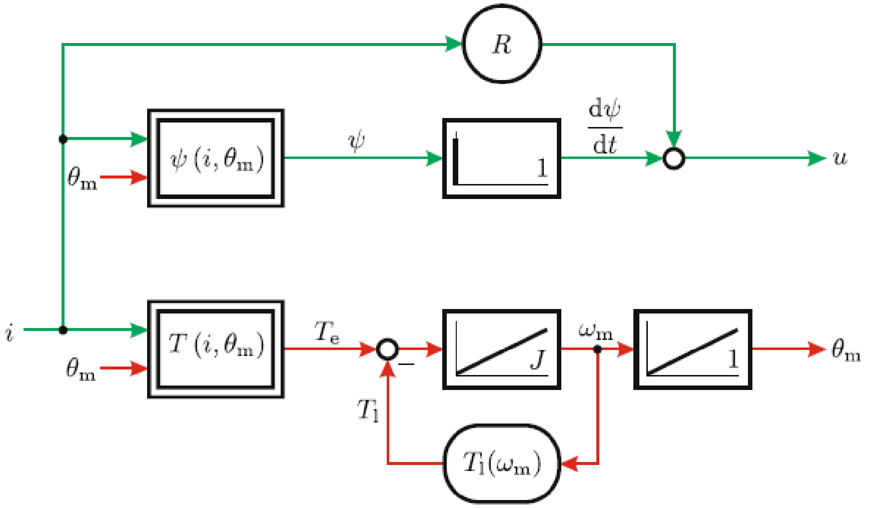
که J و T_l در رابطه‌ی فوق به ترتیب نشان دهنده‌ی اینرسی کل (شامل بار و ماشین) و گشتاور بار هستند. مشخصه‌های گشتاور استاتیک/جریان/زاویه با کمک منحنی‌های مغناطیس شوندگی و با استفاده از رویکرد نظری ارائه شده در بخش (۱۰-۲-۲) تولید می شوند. با استفاده از روابط مربوط به ترمینال (۱۰-۷) و (۱۰-۳۲) مدل کلی نشان داده شده در شکل (۱۰-۱۴) به دست می‌آید.

همچنین در شکل (۱۰-۱۴) یک ماژول $T_l(\omega_m)$ نیز نشان داده شده است که رابطه‌ی تعریف شده توسط کاربر بین گشتاور بار و سرعت شفت را بیان می‌کند. به خواننده توصیه می شود که مثال‌های شبیه سازی در پایان این فصل را مورد بررسی قرار دهد؛ در این مثال‌ها از کلیه‌ی مدل‌های کلی ارائه شده در این بخش استفاده شده‌اند. در شکل (۱۰-۱۴) ولتاژ فاز با مشتق‌گیری از شار به دست می‌آید. با این حال، به عنوان یک روش جایگزین می‌توان از مشتقات جزئی نیز استفاده کرد که این کار در بخش قبلی نیز انجام شده است (که در آن رابطه‌ی (۱۰-۱۳) به عنوان یک رابطه‌ی جایگزین برای معادلات ترمینال توسعه داده شد). همان‌طور که در شکل (۱۰-۱۵) نشان داده شده است در مدل کلی از اندوکتانس افزایشی و منحنی‌های نرمالیزه شده‌ی EMF استفاده می شود که این کمیت‌ها توسط ماژول‌های غیر خطی با ورودی‌های i و θ_m ارائه می‌گردند.

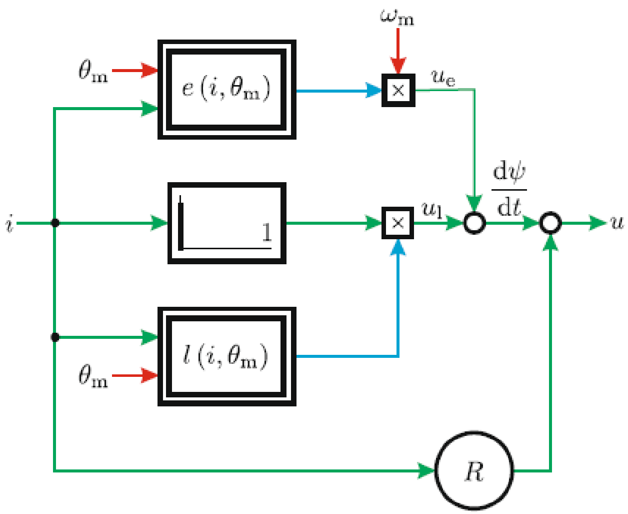
ماژول گشتاور و ماژول‌های عمومی مرتبط با رابطه‌ی (۱۰-۳۲) (الف) در شکل (۱۰-۱۵) نشان داده نشده‌اند چرا که این ماژول‌ها با آن‌هایی که در شکل (۱۰-۱۴) آمده‌اند، یکسان نیستند. مزیت مدل اول (شکل (۱۰-۱۴)) در سادگی آن است چرا که فقط به منحنی‌های مغناطیس شوندگی و گشتاور استاتیک نیاز

www.takbook.com

دارد. مدل دوم (شـــکل (۱۰-۱۵)) ولتاژهای u_e و u_l را تولید می‌کند که از نظر تقویت درک کلی ماشین مفید هستند.



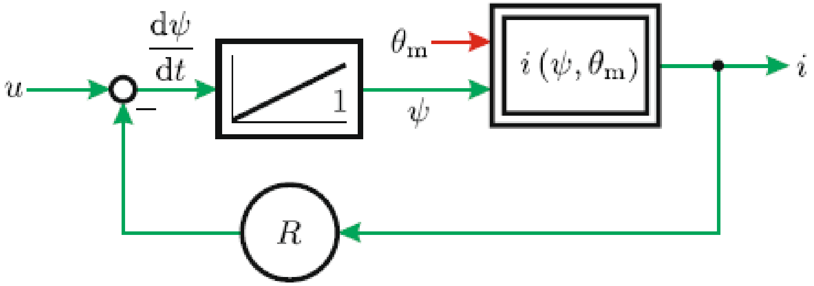
شکل (۱۰-۱۴): مدل SRM با تحریک جریان. از منحنی‌های مغناطیس‌شوندگی برای تولید جداول ψ و T_e به صورت تابعی از جریان و موقعیت استفاده شده است.



شکل (۱۰-۱۵): مدل SRM تغذیه شده با جریان با استفاده از منحنی‌های اندوکتانس افزایشی و EMF

www.takbook.com

علاوه بر این، در کاربردهای مرتبط با راه‌اندازهای SR بدون حسگر دسترسی به ولتاژ u_e مفید اســـت. هرچند در این مدل باید مشـــتقات جزئی منحنی‌های مغناطیس‌شـوندگی باید در دسـترس باشـند. هم‌چنین این منحنی‌ها باید توسـط ماژول‌های غیرخطی با ورودی‌های i، θ_m فراهم شـــوند. از مدل‌های منبع ولتاژ معمولاً برای اهداف شبیه‌سازی استفاده می‌شوند زیرا بیش‌تر پیکربندی‌های مبدل، به صـورت مبدل منبع ولتاژ هســتند که مسـتقیماً ولتاژ فاز را کنترل می‌کنند. در مدل کلی نشــان داده شــده در شـکل (۱۰-۱۶) از رابطه‌ی ولتاژ ترمینال (۱۰-۷) استفاده می‌شود که باید به صورت یک تابع صریح از جریان دوباره بازنویسی شود. از آن‌جایی که ماژول گشـــتاور و ماژول‌های کلی مرتبط با رابطه‌ی (۱۰-۳۲) (الف) بدون تغییر باقی می‌مانند، در مدل بر پایه‌ی ولتاژ نشان داده نشده اند.

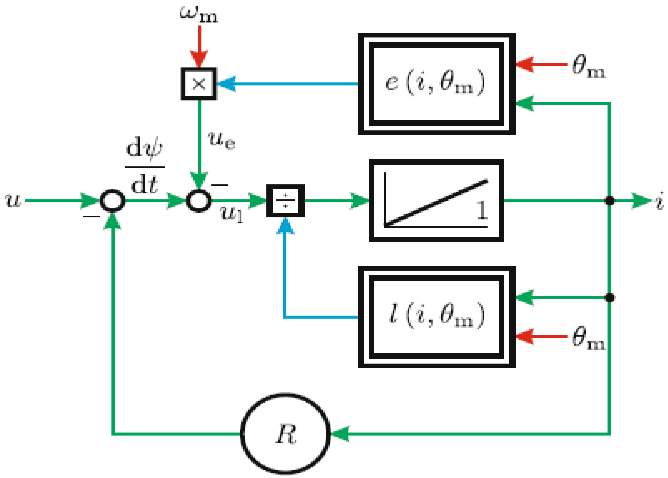


شکل (۱۰-۱۶): مدل SRM تغدیه شده با ولتاژ با استفاده از منحنی‌های مغناطیس‌شوندگی معکوس

مدل کلی مطابق شـــکل (۱۰-۱۶) نیاز به دســـترســـی به منحنی های مغناطیس شوندگی معکوس دارد؛ این بدان معنا است که ماژول غیرخطی مربوطه، جریان i در خروجی تولید شده و از متغیرهای ψ و θ_m در ورودی استفاده می‌شود. در عمل، تولید این تابع از منحنی‌های مغناطیس شوندگی $\psi(i,\theta_m)$ دشوار است زیرا به فرایند برون‌یابی از تابع مذکور نیاز دارد. مدل مورد نظر، همتای علّی مدل ارائه شده در شکل (۱۰-۱۴) است. مدل نهایی ارائه شده در این بخش (شکل

www.takbook.com

(۱۰-۱۷)) همتای علّی مدل منبع جریان در شـــکل (۱۰-۱۵) اســـت. این مدل همان‌طور که در شکل (۱۰-۱۷) نیز نشان داده شده است، نیاز به دسترسی به منحنی‌های اندوکتانس افزایشی و EMF دارد.



شکل (۱۰-۱۷): مدل SR تغذیه شده با ولتاژ با استفاده از منحنی‌های اندوکتانس افزایشی و EMF

۱۰-۲-۵- نمایش مشخصه‌های مغناطیس‌شوندگی

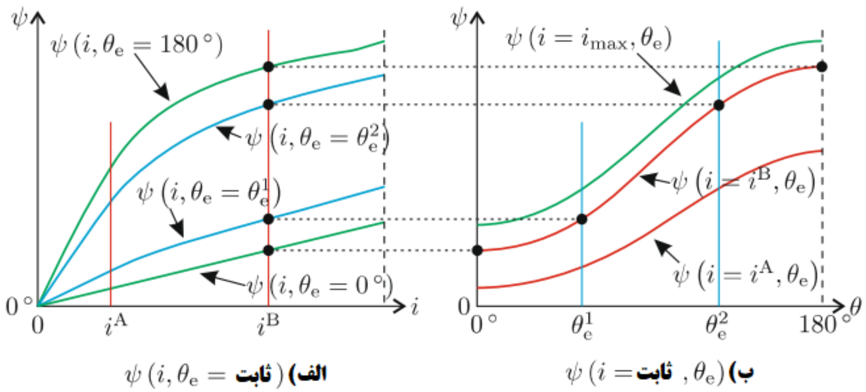
نکته‌ی اصلی در فرآیند مدل‌سازی، توانایی نشان دادن شار پیوندی وابسته به جریان و زاویه یعنی $\psi(i,\theta_e)$ و مشتقات آنها مطابق با رابطه‌ی (۱۰-۱۲) است. با توجه به متناوب بودن شـــار پیوندی، زاویه بر حســـب درجه‌های الکتریکی تعریف می‌شـــود (همان‌طور که رابطه‌ی (۱۰-۲) نیز توصـــیف شـــد). شـــکل (۱۰-۱۸) مجموعه‌ای از منحنی‌های مغناطیس‌شوندگی را نشان می‌دهد. این منحنی‌ها به دو روش مختلف نشان داده شده‌اند. آن‌چه که در شکل (۱۰-۱۸) (الف) آورده شده اســـت، رابطه‌ی شـــار پیوندی را برحســـب جریان بیان می‌کند در حالی که زاویه‌ی روتور ثابت نگه داشته شده است. این منحنی‌ها در فاصله‌ی $0 \le i \le i_{max}$ تعریف

www.takbook.com

می‌شوند. در این شکل یک مجموعه‌ی چهار تایی از زاویه روتور نیز نشان داده شده است ($0^\circ < \theta_e^1 < \theta_e^2 < 180^\circ$) که در محدوده‌ی $0^\circ \le \theta_e \le 180^\circ$ تعریف شده‌اند.

همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد، رلوکتانس مغناطیسی مدار برای موقعیت روتور تراز شده در حداقل مقدار خود است از این رو اثرات اشباع مغناطیسی در بالاترین سطح خود قرار دارد؛ این اثر در منحنی شار پیوندی/جریان $\psi(i,\theta_e = 180^\circ)$ در شکل (۱۰-۱۸) (الف) نشان داده شده است.

اگر از طرف دیگر روتور در موقعیت غیر تراز خود ($\theta_e = 0^\circ$) تنظیم شود می‌توان اثرات اشباع مغناطیسی را نادیده گرفت؛ در این صورت رابطه‌ی شار پیوندی $\psi(i,\theta_e = 0^\circ)$ یک تابع خطی از جریان است که می‌توان این موضوع را در شکل (۱۰-۱۸) (الف) نیز مشاهده کرد.



شکل (۱۰-۱۸): نمونه‌ای از مشخصه‌های مغناطیس‌شوندگی

همچنین آموزنده است که یک نمایش جایگزین برای منحنی های مغناطیس شوندگی نشان داده شده در شکل (۱۰-۱۸) (ب) در نظر گرفته شود. این مجموعه از منحنی‌ها را می‌توان با استفاده از روش نگاشت همدیس استخراج کرد که در آن به عنوان مثال نقاط $\psi(i = i^B, \theta_e = \theta_e^{ij})$ با مجموعه پارامتر

www.takbook.com

$\theta_e^{ij} = 0^\circ$، θ_e^1، θ_e^2، 180° در یک نمودار شار پیوندی بر حسب زاویه‌ی روتور تر سیم می شود. مجموعه‌ی منحنی‌های مغناطیس شوندگی نشان داده شده در شکل (۱۰-۱۸) (الف) در واقع زیرمجموعه‌ای است که می‌تواند از مجموعه‌ی کاملی از منحنی‌های شار پیوندی بر حسب جریان حاصل شود که این موضوع در بخش (۱۰-۵) بحث خواهد شد.

توجه داشته باشید که مشخصه‌های شار پیوندی/زاویه‌ی $\psi(i = const, \theta_e)$ توابع متناوب هستند که نشان می‌دهد مشتق $d\psi/d\theta_e$ در موقعیت روتور تراز شده و غیر تراز باید صفر باشد. مشاهده‌ی بیشتر شکل (۱۰-۱۸) (الف) نشان می‌دهد که مشتق این مشخصه‌ها دقیقاً با اندوکتانس افزایشی $l(i, \theta_e)$ برابر است که می‌توان آن را بر حسب متغیرهای i و θ_e نیز بیان کرد. مشتقات جزئی شار نسبت به زاویه‌ی روتور با i = const (که از آن به عنوان منحنی‌های EMF نرمالیزه شده یاد می شود) دقیقاً با مشتقات جزئی مشخصه‌های شار پیوندی/زاویه که در شکل (۱۰-۱۸) (ب) آورده شده است، برابر هستند.

۱۰-۲-۶- مفاهیم مربوط به مبدل و کنترل

پیکربندی متداولی که برای راه‌انداز رلوکتانسی سوئیچ‌شونده استفاده می‌شود در شکل (۱۰-۱۹) نشان داده شده است؛ در این پیکربندی از دو کلید در هر فاز استفاده شده به آن مبدل نیم‌پل نامتقارن گفته می‌شود. این راه‌انداز سه حالت اصلی بهره‌برداری دارد که در ادامه با کمک جدول (۱۰-۲)، شکل (۱۰-۱۹) و شکل (۱۰-۵) مورد بحث قرار خواهد گرفت.

✓ حالت ۱، حالت مغناطیس شوندگی: هر دو کلید S_b و S_t بسته هستند در حالی که دیودهای D_b، D_t در حالت غیر رسانا باقی می‌مانند. ولتاژ فاز u

www.takbook.com

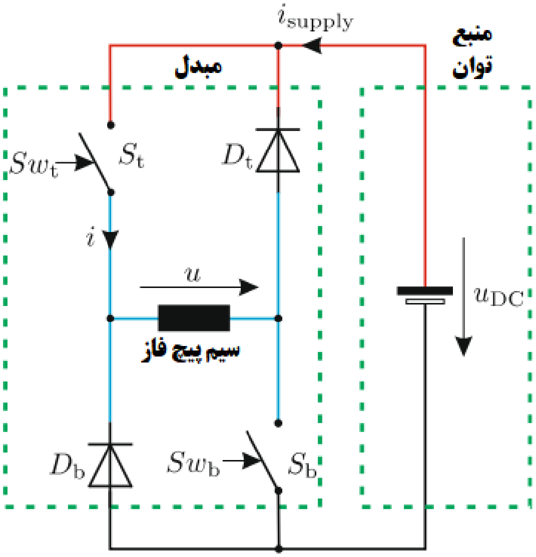
با ولتاژ منبع تغذیه‌ی u_{DC} و جریان منبع تغذیه (i_{supply}) با جریان فاز i برابر هستند. انرژی از منبع تغذیه به بار و به مخزن انرژی مغناطیسی W_f منتقل می‌شود.

- ✓ حالت ۲، حالت هرزگرد: کلید S_b بسته و کلید S_t باز است. دیود D_b در حال هدایت بوده و دیود D_t غیر رسانا است (یا برعکس، یعنی هر دو دیود هرزگرد در حال هدایت هستند). ولتاژ فاز u و جریان منبع (i_{supply}) تغذیه هر دو برابر صفر هستند. منبع تغذیه از ماشین جدا شده و از این رو انرژی از مخزن انرژی مغناطیسی به بار منتقل می‌شود.
- ✓ حالت ۳، حالت مغناطیس‌زدایی: هر دو کلید S_b و S_t باز هستند در حالی که دیودهای D_b و D_t نیز هدایت می‌کنند. ولتاژ فاز u برابر با $-u_{DC}$ و جریان منبع تغذیه (i_{supply}) برابر با i- ا ست. این حالت بهره‌برداری فقط تا زمانی می‌تواند ادامه یابد که جریان فاز بزرگ‌تر یا مساوی صفر باشد. انرژی موجود در مخزن مغناطیسی به بار و همچنین به منبع منتقل می‌شود.

جدول (۱۰-۲): حالت‌های کلیدزنی و ولتاژهای فاز به دست آمده برای مبدل نیم‌پل نامتقارن (عدد ۱ نشان دهنده‌ی هدایت و عدد ۰ نشان دهنده‌ی عدم هدایت است)

S_t	S_b	D_t	D_b	u
۱	۱	۰	۰	u_{DC}
۱	۰	۱	۰	۰
۰	۱	۰	۱	۰
۰	۰	۱	۱	$-u_{DC}$ برای $i > 0$

www.takbook.com



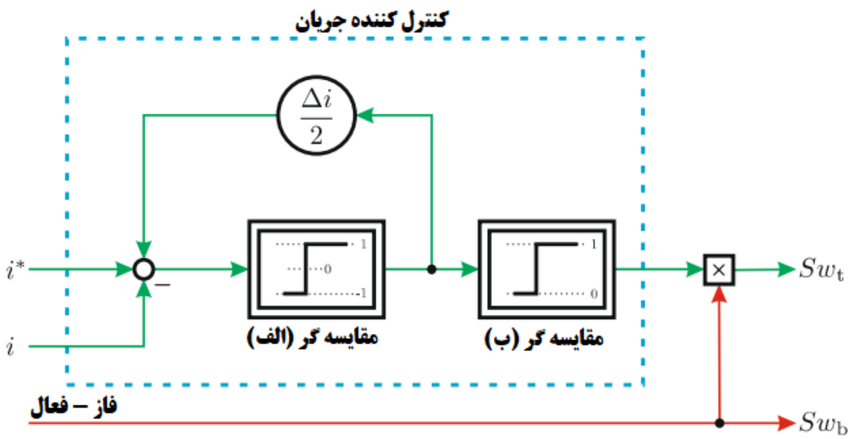
شکل (۱۰-۱۹): راه‌انداز SR با پیکربندی مبدل نیم‌پل نامتقارن

حا لت های ف عال بهره‌برداری توســـط یک وا حد کنترل‌کن نده از طریق ســیگنال‌های منطقی Sw_t و Sw_b کنترل می‌شــوند. منطق ۱ برای کلید مربوطه با حالت بسته مطابقت دارد. ورودی‌های واحد کنترل‌کننده جریان مرجع i^* و جریان اندازه‌گیری شــده‌ی فاز و هم‌چنین یک ســیگنال منطقی فاز فعال (که در دوره‌ای که فاز باید فعال با شد در سطح منطقی یک قرار دارد) هستند. حالت دوم تو سط یک واحد کموتاتور کنترل می‌شود که در مرحله‌ی بعدی مورد بحث قرار می‌گیرد. نمونه ای از یک واحد کنترل فاز در شکل (۱۰-۲۰) نشان داده شده است؛ در این واحد از کنترل جریان هیسترزیس ا ستفاده می شود. در ا صل کنترل‌کننده ق صد دارد که جریان فاز اندازه‌گیری شده را در داخل محدوده‌ی $i^* \pm \Delta i/۲$ نگه دارد که در آن Δi نمایانگر میزان خطای تعریف شــده توســط کاربر اســت. کنترل‌کننده‌ی جریان هنگامی که ســیگنال فاز فعال بر روی ۱ قرار گیرد کلید بالایی مبدل یعنی S_t را کنترل می‌کند. مقایسه‌کننده‌ی A بخشی از کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس بوده و خروجی آن بســـته به علامت ســـیگنال خطای ε، ۱ یا ‎-۱ اســـت. دومین

www.takbook.com

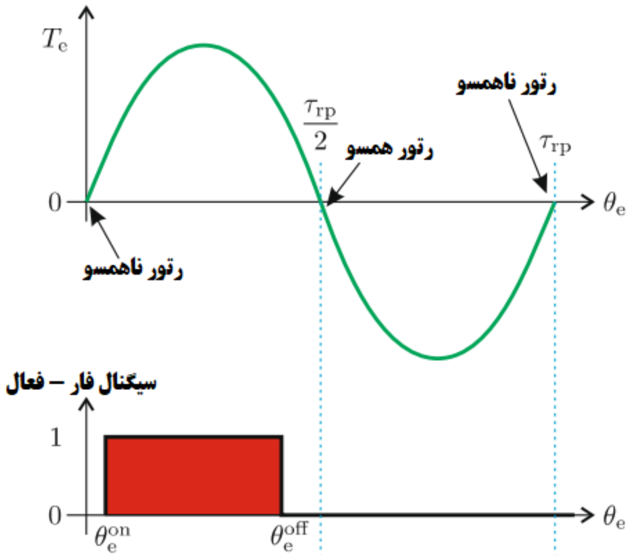
مقایســه‌کننده یعنی B برای تبدیل خروجی دو قطبیِ مقایســه‌کننده اول به یک سیگنال منطقی استفاده می‌شود.

توجه داشــته باشــید که کنترل‌کننده جریان هیســترزیس را می‌توان با یک مفهوم کنترلی جایگزین که در آن کلید بالایی به یک تولیدکننده‌ی پالس PWM وصل شده است، تعویض کرد. در این حالت سیکل کار δ برای کلید بالا به عنوان متغیر کنترلی در نظر گرفته می‌شود که این بدان معنی است که ولتاژ فاز متوسط در طول دوره فعال فاز برابر با δu_{DC} اســت. در پایان دوره‌ی فعال فاز هر دو کلید باز می شوند که در این حالت برای فاصله زمانی که جریان فاز بیشتر از صفر است، ولتاژ فاز برابر با $u = -u_{DC}$ می‌شود. این نوع کنترل، فرکانس کلیدزنی PWM ثابت دارد که از نظر نویز صــوتی می‌تواند ســودمند باشــد. یک کنترل‌کننده‌ی از نوع هیسترزیس دارای فرکانس کلیدزنی متغیر است که نسبت به راه‌اندازهایی که از یک روش کنترلی مبتنی بر PWM استفاده می‌کنند، مشخصات صوتی متفاوتی را از خود نشــان می‌دهد. بحث در مورد تولید ســیگنال فاز فعال را می‌توان با کمک شکل (۱۰-۲۱) ادامه داد.



شکل (۱۰-۲۰): واحد کنترل فاز

www.takbook.com



شکل (۱۰-۲۱): تعریف زاویه‌های روشن و خاموش θ_e^{on} و θ_e^{off}

این شکل نمونه‌ای از مشخصه‌ی گشتاور استاتور برحسب زاویه‌ی شفت را برای یک ماشین بدون اشباع نشان می‌دهد که در این حالت روابط (۱۰-۲۳) و (۱۰-۲۴) اعمال می شوند. سیگنال فعال فاز برای موقعیت‌های آغازین و پایانی شفت با توجه به موقعیت روتور تعریف می شود. در این زمینه زوایای θ_e^{on} و θ_e^{off} در شکل (۱۰-۲۱) معرفی شده‌اند. در این شکل نمونه‌ای آورده شده است که نشان می‌دهد سیگنال فعال فاز هنگامی که زاویه‌ی روتور (θ_e) بین زاویه‌ی روشن و خاموش (یعنی $\theta_e^{on} \le \theta_e \le \theta_e^{off}$) قرار دارد، روی ۱ تنظیم می‌شود.

اگر جریان تحریک فاز به شکل موج مربعی شکل با شد باید زاویه‌ی رو شن و خاموش شدن به ترتیب روی صفر و ۱۸۰ درجه تنظیم شوند تا میانگین گشتاور در هر فاز به حداکثر برسد. هرچند در عمل لازم است که زوایای کنترل با سرعت راه‌انداز تطبیق داده شوند تا اثرات زمان افزایش و کاهش جریان در آغاز و انتهای دوره‌ی فعال فاز خنثی شوند (که این نکته در بخش (۱۰-۴-۱) مورد بحث قرار می‌گیرد).

www.takbook.com

۱۰-۲-۷- مثالی از بهره‌برداری راه‌انداز در سرعت پایین و بالا

تعامل بین مبدل و ماشین بسیار وابسته به نوع پیکربندی مبدل مورد استفاده، روش‌های کنترلی مستقر و سرعت بهره‌برداری است. در این بخش برخی از مفاهیم مربوط به رفتار راه‌انداز ا صلی از طریق شکل موج‌های پر کاربرد برای سرعت‌های مختلف آورده شده است. استفاده از یک مدل تک‌فاز برای راه‌انداز بر جنبه‌های عملیاتی راه‌اندازهای با سرعت متغیر که در اینجا مورد برر سی قرار می‌گیرد، تأثیر نمی‌گذارد. دلیل این امر این است که فازها از نظر مغناطیسی و الکتریکی از هم جدا هستند از این رو نمایش تنها یک فاز کافی است. در مرحله‌ی بعد، یک تحلیل دقیق‌تر از رفتار راه‌انداز در نظر گرفته خواهد شد. وجه تمایز بین بهره‌برداری با سرعت کم و زیاد نسبت به سرعت بهره‌برداری پایه‌ای تعریف می شود که همان سرعت ω_b است و در آن راه‌انداز قادر به کار در سطح جریان و ولتاژ نامی خود است. در بخش (۱۰-۴-۱) یک تجزیه و تحلیل مفصل در رابطه با نحوه‌ی محا سبه‌ی سرعت پایه آورده شده ا ست. در این بخش برای مبدل یک پیکربندی نیم‌پل نامتقارن (شکل (۱۰-۱۹) را ببینید) فرض شده است.

بهره‌برداری در سرعت پایین

برای بهره‌برداری در سرعت کم نوعی کنترل جریان فاز لازم ا ست زیرا میزان ولتاژ القا شده در ماشین نسبت به ولتاژ منبع تغذیه یعنی u_{DC} کم است. در بخش قبلی روش‌های کنترل هیسترزیس و نوع PWM مورد بحث قرار گرفتند و در این جا نیز همین موارد مورد بررسی قرار خواهند گرفت. متغیر های کلیدی (همان‌طور که در شکل (۱۰-۱۴) و شکل (۱۰-۱۷) تعریف شده‌اند) به صورت تابعی از زمان هستند عبارتند از: ولتاژ فاز u، ولتاژ القا شده‌ی u_e، جریان فاز i و گشتاور T_e (در هر فاز). نمونه‌ای از شکل موج‌هایی که هنگام کار با سرعت کم با

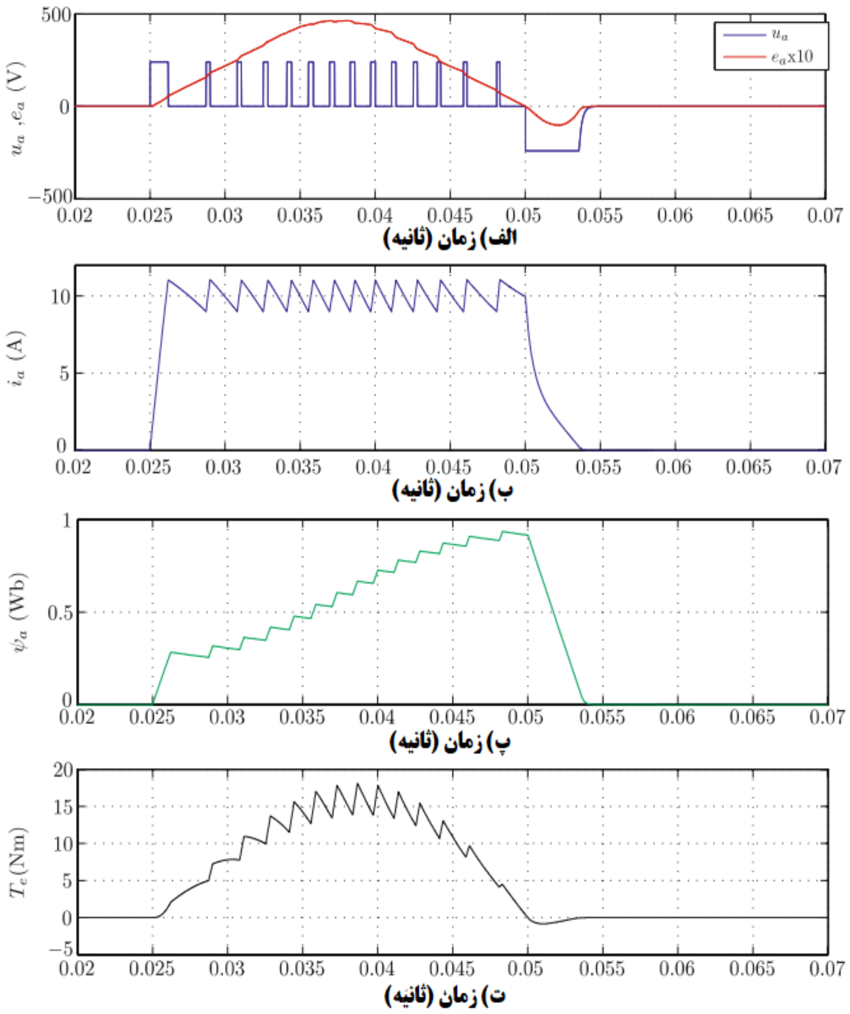
www.takbook.com

یک کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس در راه‌انداز ظاهر می‌شوند در شکل (۱۰-۲۲) آورده شده است. این نتایج با استفاده از مثال شبیه‌سازی داده شده در انتهای این فصل به دست آمده‌اند (بخش ۱۰-۶-۲ را ببینید).

در این مثال زاویه‌ی روشن شدن روی صفر تنظیم شده است از این رو دوره‌ی فعال فاز هنگامی شروع می شود که روتور در و ضعیت غیر تراز خود با شد ($t = ۲۵$ ms). بازه‌ی فاز فعال در زمان $t = ۵۰$ ms خاتمه می یابد که مطابق با موقعیت تراز روتور در ۱۸۰ درجه است. شکل موج ولتاژ القا شده‌ی $u_e(t)$ (همان‌طور که در شکل (۱۰-۲۲) (الف) و با ضریب بزرگ‌نمایی ۱۰ نشان داده شده ا ست) حاکی از حضور موقعیت‌های غیرتراز/تراز برای روتور ا ست چرا که در آن صورت u_e باید صفر باشد. در آغاز بازه‌ی فاز فعال، هر دو کلید مبدل بسته هستند (بهره‌برداری در حالت ۱) که باعث می‌شود جریان فاز $i(t)$ افزایش یابد زیرا همان‌طور که در شکل (۱۰-۲۲) (الف) نشان داده شده است، ولتاژ فاز برابر با U_{DC} است. در این زمان از یک کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس (شکل (۱۰-۲۰) را ببینید) با جریان مرجع $i^* = ۱۰$ A و مقدار خطای جریان $\Delta i = ۲$ A استفاده می‌شود، به این معنی که به محض رسیدن جریان لحظه‌ای به مقدار $i^* + \Delta i/۲$، مبدل در حالت ۲ (حالت هرزگرد) بهره‌برداری می‌شود (یعنی کلید بالا باز می‌گردد). برای قسمت باقیمانده‌ی چرخه فعال فاز، مبدل برای حفظ جریان لحظه‌ای بین $i^* \pm \Delta i/۲$ (همان‌طور که در شکل (۱۰-۲۲) (ب) قابل مشاهده ا ست) بین حالت‌های ۱ و ۲ جابجا می شود. در پایان فا صله‌ی زمانی تحریک، هر دو کلید مبدل باز می‌شوند (بهره‌برداری مبدل در حالت ۳) که باعث می‌شود جریان به صفر برسد (مرحله‌ی مغناطیس‌زدایی). هم‌چنین در شکل (۱۰-۲۲) شکل موج مربوط به گشتاور $T_e(t)$ نیز نشان داده شده است که در این حالت یک مؤلفه‌ی منفی کوچک دارد؛ حضور این مؤلفه‌ی ناشی از این واقعیت است که هنوز

www.takbook.com

یک جریان فاز غیر صفر پس از عبور روتور از موقعیت تراز شده وجود دارد. شکل موج باقیمانده‌ای که برای این پیکربندی راه‌انداز مورد بحث قرار خواهد گرفت شکل موج شار پیوندی (شکل (۱۰-۲۲) (پ) را ببینید) است که اساساً این شکل موج انتگرال ولتاژ فاز را نشان می‌دهد (با این فرض که ولتاژ دو سر مقاومت سیم‌پیچی در مقایسه با ولتاژ منبع تغذیه کوچک است).



شکل (۱۰-۲۲): راه‌انداز SR با کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس: بهره‌برداری در سرعت کم، $n_m =$ ۲۰۰ rpm، $\theta_e^{on} = 0^\circ$، $\theta_e^{off} = 180^\circ$

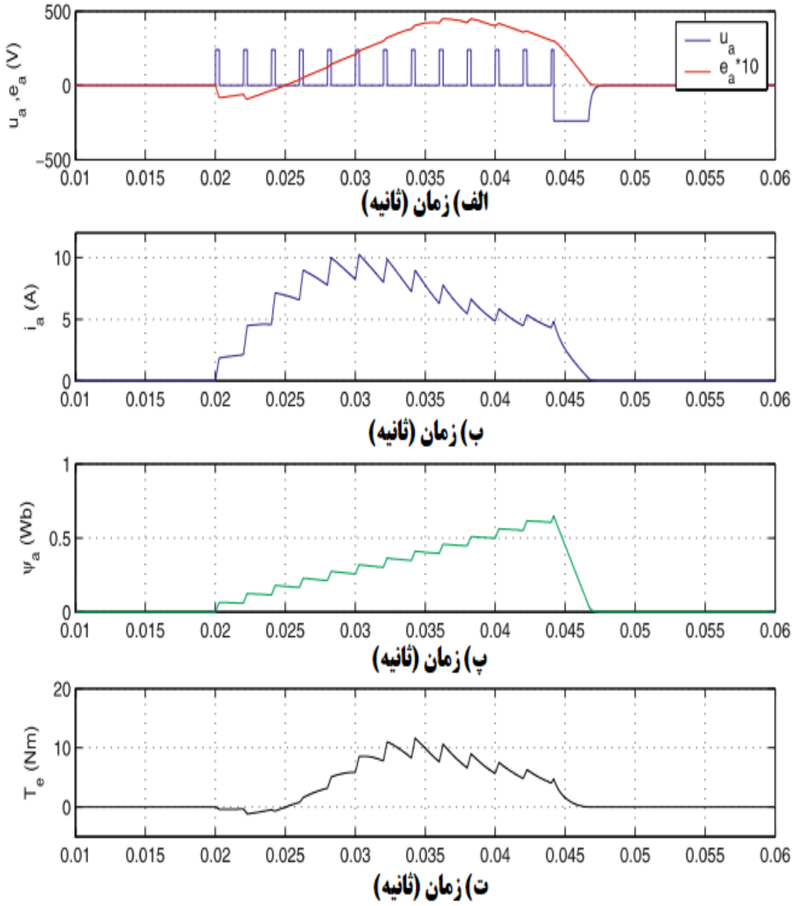
www.takbook.com

مجموعه‌ی دوم شکل موج‌ها در شکل (۱۰-۲۳) نشان داده شده‌اند؛ این شکل موج‌ها عملکرد راه‌انداز با همان پیکربندی مبدل/منبع تغذیه و سرعت شفت را که برای تولید شکل (۱۰-۲۳) استفاده شد، نشان می‌دهند. با این وجود در این مثال کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس توسط یک کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر PWM با فرکانس کلیدزنی ۵۰۰ هرتز جایگزین شده است. فرکانس کلیدرنی عمداً کم انتخاب شده است (ده برابر کم‌تر از حالت عادی) تا حالت بهربرداری بهتر به تصویر کشیده شود. مقدار سیکل کار در مقدار $\delta = ۰٫۱۳$ تنظیم شده است در حالی که زوایای کنترل بر روی $\theta_e^{on} = -42^\circ$ و $\theta_e^{off} = 138^\circ$ قرار گرفته‌اند.

مقایسه‌ی شکل (۱۰-۲۲) و شکل (۱۰-۲۳) نشان می‌دهد که این دو حالت بهره‌برداری به مقدار قابل توجهی با هم تفاوت دارند. تفاوت اساسی این دو حالت در این است که کنترل کننده‌های نوع هیسترزیس قصد دارند که جریان را در طول دوره‌ی فعال فاز کنترل کنند. این موضوع برخلاف کنترل‌کننده نوع PWM است چرا که این کنترل‌کننده ولتاژ فاز متوسط (که با δu_{DC} برابر است) را در طول بازه‌ی زمانی فعال فاز کنترل می‌کند. مقدار متوسط ولتاژ فاز توسط ماهیت شکل موج شار پیوندی (شکل (۱۰-۲۳)) در طول بازه‌ی زمانی فعال فاز تعیین می‌شود که در این حالت این شکل موج باید با یک تابع خطی (با یک شیب متناسب با ولتاژ فاز متوسط) مطابقت داشته باشد. شکل موج جریان فاز با استفاده از مشخصه‌های مغناطیس‌شوندگی به همراه شار پیوندی و زاویه‌ی روتور (که به عنوان متغیرهای ورودی این مشخصه هستند) و زوایای کنترلی انتخاب شده به دست می‌آید. با توجه به شکل (۱۰-۲۳) می‌توان مشاهده کرد هنگامی که روتور در موقعیت غیرتراز خود قرار دارد، ولتاژ القا شده محور زمان را در t = ۲۵ ms قطع می‌کند. علاوه بر این، بازه‌ی زمانی فاز فعال قبل از موقعیت غیرتراز (

www.takbook.com

$(\theta_e^{on} \le 0^\circ)$ شروع می‌شود که پس از روشن شدن فاز منجر به منفی شدن گشتاور (به مقدار کم) می‌گردد.



شکل (۱۰-۲۳): راه‌انداز SR با کنترل‌کننده‌ی PWM: بهره‌برداری در سرعت پایین، $n_m = ۲۰۰$ rpm، $\theta_e^{on} = -42^\circ$ و $\theta_e^{off} = 138^\circ$

بهره‌برداری در سرعت بالا

با افزایش سرعت شفت ولتاژ القایی افزایش می‌یابد؛ افزایش ولتاژ سبب می‌شود که شیب جریان کاهش پیدا کرده و زمان صعود افزایش پیدا کند. در

www.takbook.com

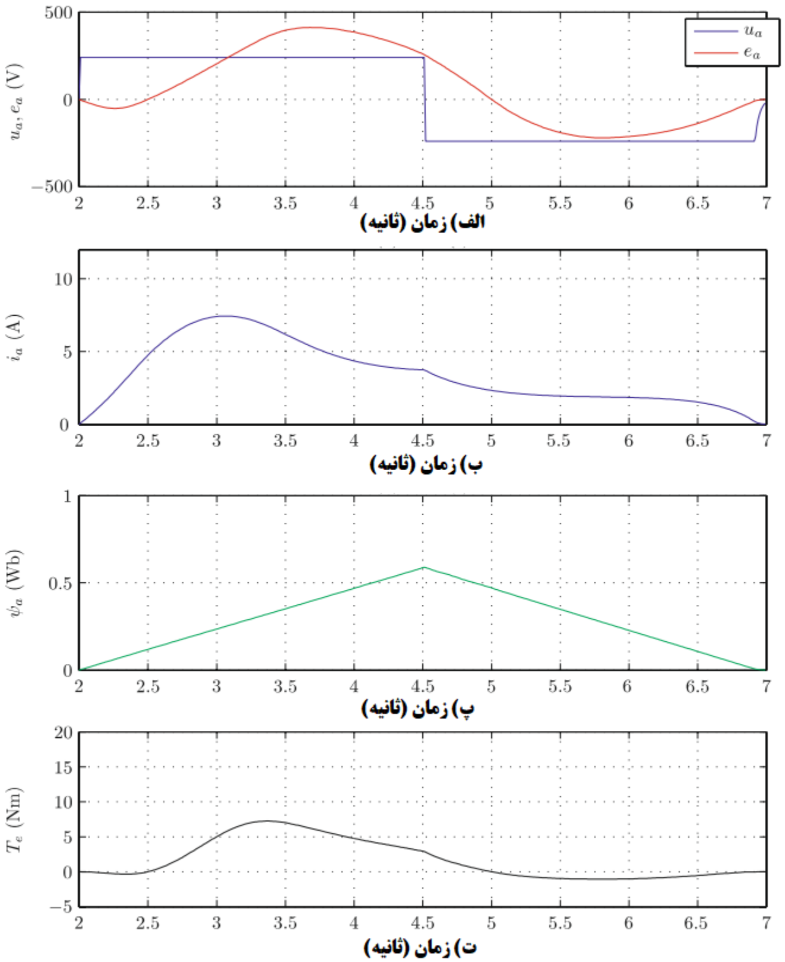
نتیجه، ولتاژ فاز متوسط در طول بازه‌ی زمانی فاز فعال باید افزایش یابد. این امر در راه‌اندازهایی که از کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس استفاده می‌کنند به طور خودکار اتفاق می‌افتد زیرا اگر جریان فاز قادر به رسیدن به مقدار جریان مرجع نباشد، کلید بالایی اینورتر بسته خواهد ماند. سیکل کار کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر PWM باید با سرعت افزایش یابد که به ناچار منجر به وضعیت یک‌سانی می شود یعنی این‌که کلید بالایی به طور مداوم در طی بازه‌ی تحریک فاز روشن باقی می‌ماند.

در شکل (۱۰-۲۴) نمونه‌ای از بهره‌برداری راه‌انداز در سرعتی بالاتر از سرعت پایه ω_b نشان داده شده است. این مشخصه‌ها شبیه به آن‌چه هستند که در کنترل‌کننده‌ی جریان مبتنی بر PWM نشان داده شده است (به تصویر (۱۰-۲۳) مراجعه کنید). تفاوت قابل توجه این دو شکل این است که سیکل کاری برای بهره‌برداری در سرعت بالا در مقدار یک تنظیم شده است. این امر در طول دوره‌ی فعال فاز مستقیماً در شیب شکل موج شار پیوندی بر حسب زمان که اکنون مقدار قدر مطلق آن برابر با شیب در بازه‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی است، منعکس می‌شود. با مشاهده‌ی شکل موج ولتاژ القایی نشان داده شده در شکل (۱۰-۲۴) می‌توان تأیید کرد که اندازه‌ی ولتاژ القایی به طور قابل ملاحظه‌ای بزرگ‌تر از اندازه‌ی آن در بهره‌برداری‌های با سرعت پایین است. زمان‌های عبور از صفر در t = ۲,۵ ms و t = ۵ ms اتفاق می‌افتند که به ترتیب موقعیت‌های غیر تراز و تراز روتور را نشان می‌دهند. زاویه‌های کنترل نیز در مقادیر $\theta_e^{on} = -36^\circ$ و $\theta_e^{off} = 144^\circ$ تنظیم شده‌اند.

آموزنده است که برای دو مثال ذکر شده در شکل‌های (۱۰-۲۳) و (۱۰-۲۴) جریان به عنوان تابعی از شار پیوندی به دقت مورد بررسی قرار گیرد. اگر این نمودار برای یک دوره‌ی الکتریکی رسم شود (که بر حسب درجه‌های مکانیکی با

www.takbook.com

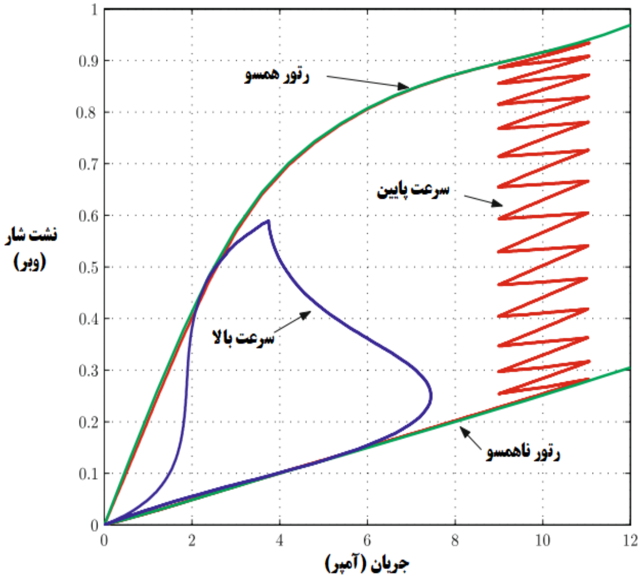
τ_{rp} متناظر است) یک مکان هندسی برای شار پیوندی/جریان به دست خواهد آمد که ناحیه‌ی محصور شده توسط آن با متوسط گشتاور تولید شده توسط SRM متناسب است (این موضوع در بخش‌های ۱۰-۲-۲ و ۱۰-۲-۳ مورد بحث قرار گرفت). خط سیرهای شار پیوندی/جریان در بهره‌برداری با سرعت‌های کم و زیاد (همان‌طور که در شکل (۱۰-۲۵) آورده شده است) با مشخصه‌های به دست آمده برای شار پیوندی/جریان در موقعیت‌های تراز و غیر تراز تکمیل می‌شوند.



شکل (۱۰-۲۴): راه‌انداز SR: بهره‌برداری در سرعت بالا

www.takbook.com

با مشـــاهده‌ی شـــکل (۱۰-۲۵) می‌توان تأیید کرد که خط ســـیر شـــار پیوندی/جریان در ســـرعت‌های کم حداکثر مســـاحت قابل دســـتیابی را در درون م شخ صه‌های مغناطیس شوندگی (که این م شخ صه‌ها برای مقدار م شخ صی از جریان مرجع به د ست آمده‌اند) احاطه می‌کند. مقدار به د ست‌آمده برای گ شتاور متو سط در سرعت‌های بالا، به طور قابل ملاحظه‌ای کم‌تر ا ست که این مو ضوع را می‌توان از اندازه مساحت محصور شده تو سط مکان هند سی شار پیوندی/جریان متناظر نیز استنباط کرد.



شکل (۱۰-۲۵): نمونه‌ای از خط سیرهای به دست آمده برای شار پیوندی/جریان در بهره‌برداری SRM با سرعت‌های پایین و بالا

۱۰-۳- ماشین‌های چندفازه

در بخش قبلی ماشـــین رلوکتانســـی ســـوئیچ‌شـــونده‌ی تک فاز با جزئیات قابل توجهی مورد بحث قرار گرفت. اتخاذ چنین رویکردی ضـــروری بود زیرا فازهای

www.takbook.com

ما شین از نظر الکتریکی و مغناطیسی م ستقل از هم ه ستند. با این حال به دلیل معیارهای عملی که در طراحی یک ماشین وجود دارد (از جمله به حداکثر رساندن نسبت گشتاور به حجم، لزوم توانایی خود راه‌اندازی و به حداقل ر ساندن نو سانات گ شتاور) بهتر ا ست که از یک رویکرد چند فاز ا ستفاده شود. گ شتاور کل شفت ماشین (T_e) با مجموع سهم هر فاز در تولید گشتاور برابر است، یعنی:

$$T_e = \sum_{ij=1}^{ij=N_{ph}} T_{eij} \qquad (۳۳-۱۰)$$

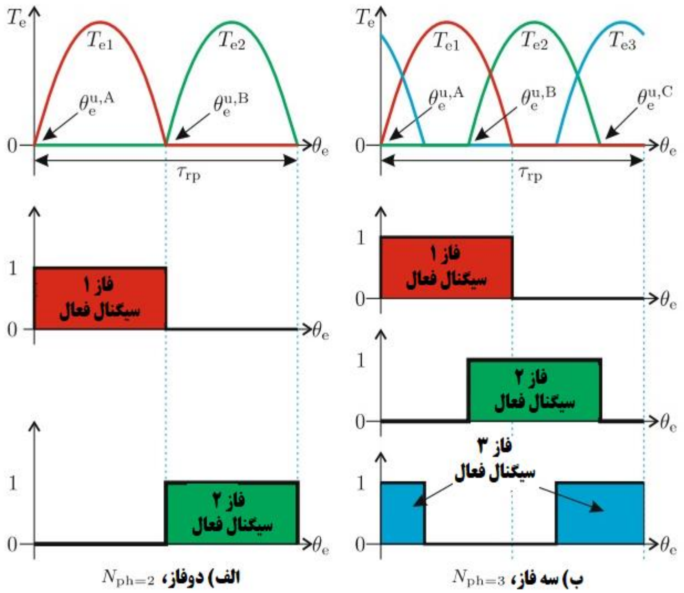
که N_{ph} تعداد فازهای الکتریکی و T_{eij} گشـــتاور لحظه‌ای هر فاز را نشـــان می‌دهد. در ما شین چند فازه، هر یک از شکل موج‌های منحصر به فرد گشتاور بر حسب زاویه به اندازه‌ای زاویه‌ای برابر با زاویه‌ی گام τ_{step} نسبت به یکدیگر جابجا می‌شوند؛ این زاوبه به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tau_{step} = \frac{\tau_{rp}}{N_{ph}} \qquad (۳۴-۱۰)$$

شکل (۱۰-۲۶) شکل موج گشتاور در فاز و سیگنال‌های فاز فعال مربوطه را برای ما شین دو و سه فاز نشان می‌دهد. هم‌چنین در این نمودار موقعیت‌های غیر تراز روتور (θ_e^u) برای هر یک از فازها نشـــان داده شـــده‌اند. در این مثال یک موج پال سی مربعی شکل برای جریان فرض شده ا ست که این موج با طول سیگنال فعال فاز مطابقت دارد. زاویه‌های روشن و خاموش به ترتیب در صفر و ۱۸۰ درجه تنظیم شـــده‌اند. علاوه بر این یک مدل خطی برای ماشـــین فرض شـــده اســـت که نشان می‌دهد گشتاور هر فاز با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۲۴) تعریف می‌شود. برای ما شین سه فاز ن شان داده شده در شکل (۱۰-۲۶) توانایی خود راه‌اندازی یعنی

www.takbook.com

توانایی تولید گشتاور یک طرفه‌ی غیر صفر Te (که در رابطه‌ی (۱۰-۳۳) تعریف شده است) در هر موقعیت روتور وجود دارد.



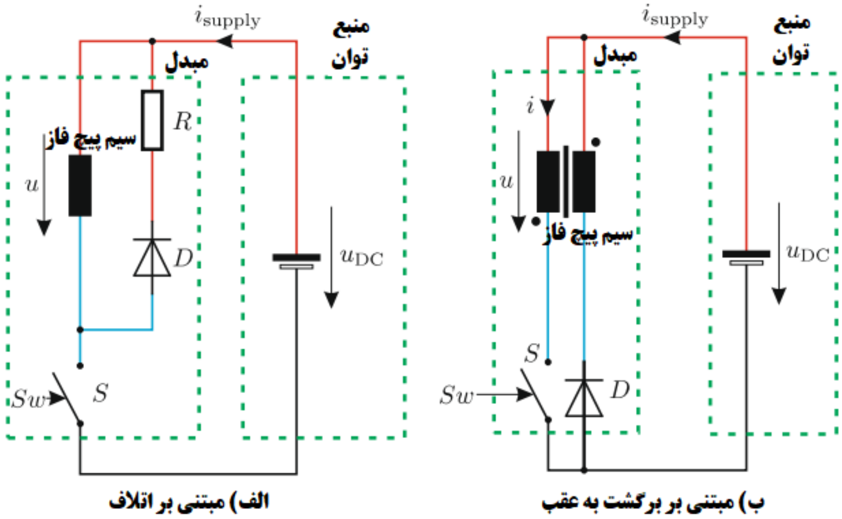
شکل (۱۰-۲۶): بهره‌برداری چند فازه

۱۰-۳-۱- مفاهیم مربوط به مبدل

مفهوم پل نامتقارن همان‌طور که در شکل (۱۰-۱۹) نشان داده شده است، با توجه به سادگی و کارآیی آن از نظر بازیابی انرژی در فاز مغناطیس‌زدایی، یک پیکربندی مطلوب برای راه‌اندازهای SR به حساب می‌آید (به بخش ۱۰-۲-۶ مراجعه کنید). هرچند از مفاهیم دیگری نیز برای پیکربندی مبدل استفاده می‌شود که دو نمونه از این موارد در شکل (۱۰-۲۷) نشان داده شده‌اند. مدل مبتنی بر اتلاف (تخلیه) در شکل (۱۰-۲۷) (الف) نشان داده شده است؛ نام این مدل از این واقعیت به دست می‌آید که انرژی مغناطیس‌زدایی که پس از غیر فعال شدن فاز آزاد می‌شود، در مقاومت خارجی R از بین می رود. مدت زمان لازم برای

www.takbook.com

این مرحله را می‌توان با قرار دادن یک دیود زنر بین مقاومت خارجی و ترمینال مثبت منبع تغذیه (آند به مثبت منبع تغذیه وصل می شود) کوتاه کرد. استفاده از دیود زنر در طول بازه‌ی زمانی که کلید باز شده و دیود D در حال هدایت است، ولتاژ منفی دو سر فاز را افزایش می دهد و در نتیجه فاصله‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی را کوتاه می‌کند.

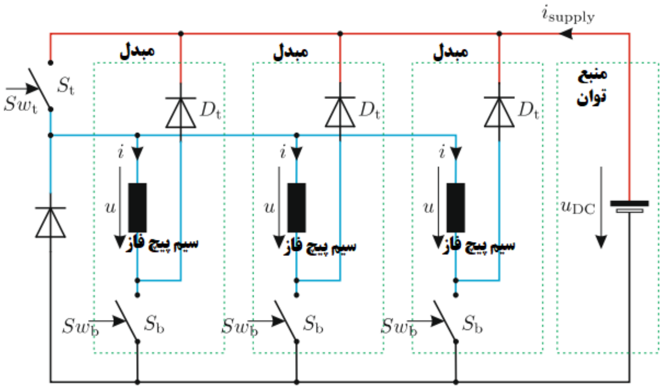


شکل (۱۰-۲۷): مفهوم مربوط به مبدل دارای تنها یک کلید در هر فاز

پیکربندی دوم ، همانطور که در شکل (۱۰-۲۷) (ب) نشان داده شده است، به یک سیم‌پیچی بازگشتی اضافی نیاز دارد که با سیم‌پیچی فاز به صورت دوتایی سیم‌پیچی می‌شود. در طی بازه‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی، انرژی به منبع تغذیه بازگشت داده می‌شود و این کار با همان روشی انجام می‌شود که در مبدل‌های بازگشتی وجود دارد. مزیت این مبدل در استفاده از تنها یک کلید در هر فاز است. با این حال شکاف هوایی موجود در ماشین که فاز را در خود جای داده است باید با سیم‌پیچی بازگشتی به اشتراک گذاشته شود. با استفاده از مبدل چند فاز می‌توان تعداد کلی نیمه هادی‌ها را کاهش داد. در قسمت بالایی پیکربندی نشان

www.takbook.com

داده شده در شکل (۱۰-۲۸) از یک کلید متداول S_t برای پیکربندی ماشین سه‌فاز (که به صورت اختیاری انتخاب می شود) استفاده شده است. کلیدهای فاز پایینی (S_b) توسط سیگنال‌های فعال فاز مربوطه کنترل می شوند (شکل (۱۰-۲۶) (ب) را ببینید). اگر یک سیگنال فعال فاز در سطح منطقی ۱ باشد کلید انتخاب مربوطه بسته می‌شود.

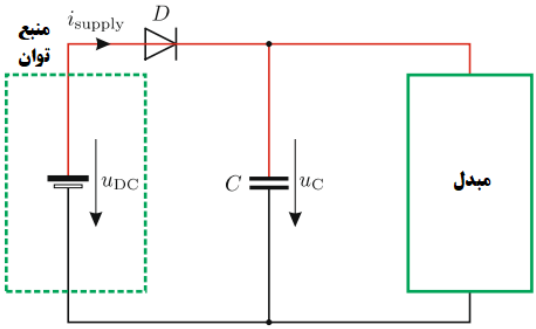


شکل (۱۰-۲۸): مفهوم مربوط به راه‌انداز سه‌فاز که از یک مبدل چهار کلیدی استفاده می کند

ممکن است که کلید بالایی به یک مدوله‌کننده‌ی PWM متصل شود که در واقع سیکل کاری δ را کنترل می‌کند. در این حالت، ولتاژ متوسط مربوطه در اتصال فاز مشترک با توجه به صفر بودن گره ولتاژ منبع تغذیه برابر با δu_{DC} است. کنترل کردن سیکل کار ابزاری برای کنترل دامنه‌ی جریان فاز برای همه فازها فراهم می‌کند. با این وجود جریان فازها را به صورت منفرد نمی‌توان کنترل کرد. علاوه بر این، ولتاژ متوسط فاز در طول مرحله‌ی مغناطیس‌زدایی برابر با $(1-\delta)u_{DC}$، که نشان می‌دهد که با افزایش سیکل کاری، اثر فرآیند مغناطیس‌زدایی کم‌تر خواهد شد. در حالت کرانی، یعنی با سیکل کاری برابر یک (که کلید S_t به طور مداوم بسته می‌شود) انرژی مغناطیس‌زدایی به اندازه کافی حذف نمی‌شود، از این رو راه‌انداز غیرفعال می‌گردد.

www.takbook.com

علاوه بر این می‌توان یک مفهوم بازیابی انرژی را که مبتنی بر خازن است، در نظر گرفت. راه‌اندازهایی که این مفهوم در آن‌ها به کار رفته اســـت، از یک یا چند خازن برای ذخیره انرژی مغناطیســـی که باید در بازه‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی هر فاز بازیافت شـــود، اســـتفاده می‌کنند. ترکیب دیود/خازن (همان‌طور که در شـــکل (۱۰-۲۹) نشان داده شده است) نمونه‌ای از رویکردی است که با استفاده از آن می‌توان این نوع مفهوم بازیابی انرژی را به کار برد. ترکیب دیود/خازن می‌تواند بین منبع توان و مبدل داده شده در شکل (۱۰-۱۹) یا شکل (۱۰-۲۸) قرار گیرد.



شکل (۱۰-۲۹): بازیابی انرژی بر پایه‌ی خازن

هدف از دیود D این اســـت که اطمینان حاصـــل شـــود که انرژی که به طور عادی به منبع بازگردانده می‌شد اکنون به یک خازن نسبتاً کوچک C تحویل داده می‌شود؛ این خازن در ابتدا تا رسیدن به ولتاژ منبع تغذیه u_{DC} شارژ شده است. در طول فاصـــله‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی، ولتاژ خازن (u_C) افزایش می‌یابد که میزان آن توسط اندازه‌ی خازن و مقدار انرژی‌ای که قرار است ذخیره شود، تعیین می‌گردد. هنگامی که اندوکتانس فاز زیاد اســـت، از این اثر می‌توان برای کاهش فاصله‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی (در حالت موتوری) استفاده کرد. در شروع فاصله‌ی زمانی تحریک فاز، زمان صـــعود جریان کوتاه‌تر از حالتی خواهد بود که در آن از

www.takbook.com

ترکیب دیود/خازن استفاده شده است که این امر منجر به دستیابی به سطوح بالاتر گشتاور در راه‌انداز و محدوده‌ی وسیع‌تری برای سرعت می‌شود.

۱۰-۴- کنترل راه‌اندازهای رلوکتانسی سوئیچ‌شونده

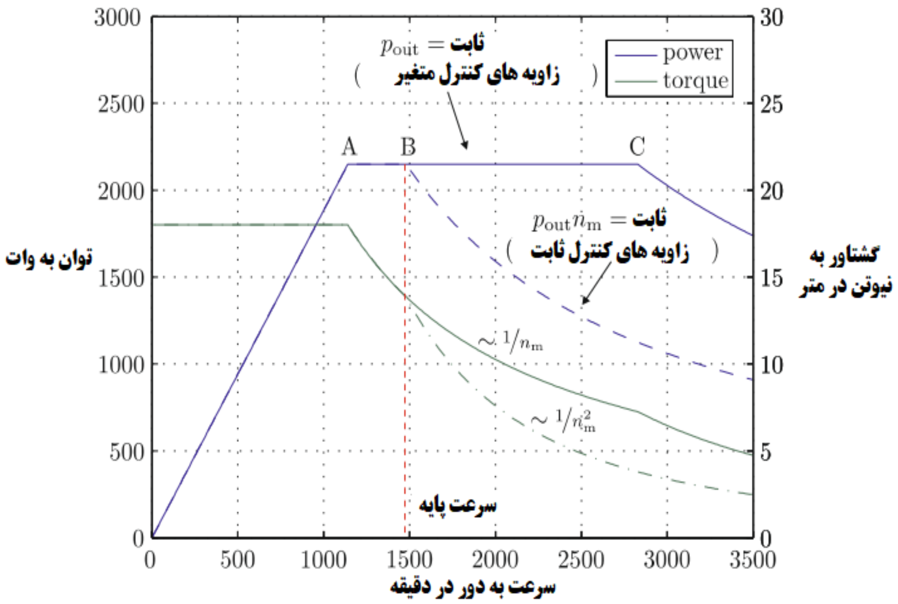
بررسی عملکرد یک راه‌انداز SR بدون در نظر گرفتن پیکربندی مبدل مورد استفاده، ماهیت کنترل جریان و انتخاب زوایای کنترل امکان‌پذیر نیست. از این رو آموزنده است که بینش بیشتری را در مورد چگونگی اثر این متغیرها بر روی عملکرد راه‌انداز ارائه دهیم. در این زمینه، ابتدا مشخصه‌های راه‌انداز با کمک نمودارهای کنترلی SR مورد بحث قرار می‌گیرد. در ادامه‌ی این بخش یک استراتژی کنترلی مدرن موسوم به کنترل گشتاور لحظه‌ای (DITC) در نظر گرفته شده است. به خواننده توصیه می شود که شبیه سازی‌های پایان این فصل را به دقت بررسی و اجرا کند تا مفاهیم بحث شده در این بخش را به طور کامل درک نماید.

۱۰-۴-۱- مشخصه‌ها و محدوده‌ی بهره‌برداری راه‌انداز

معمولاً از مشخصه‌ی توان خروجی بر حسب سرعت شفت راه‌انداز SR به عنوان شاخص اصلی عملکرد استفاده می‌شود. یک مثال از چنین مشخصه‌ای در شکل (۱۰-۳۰) برای نمونه‌ی آزمایشگاهی موتور غیر خطی SR (که در این فصل استفاده می‌شود) نشان داده شده است (بخش ۱۰-۵ را ببینید). همان‌طور که در بخش (۱۰-۲-۶) صحبت شد، فرض شده است که یک مبدل با پیکربندی نیم‌پل نامتقارن به ماشین متصل شده است. منبع تغذیه‌ی DC با مقداری برابر با

www.takbook.com

u_{DC} = ۲٤۰ V به مبدل متصل است. از نظر کنترل جریان، دو استراتژی کنترلی در نظر گرفته شده است. اولین مورد، کنترل هیسترزیس است که در آن باند جریان هیسترزیس Δi (شکل (۱۰-۲۰) را نگاه کنید) بی نهایت کوچک است که در واقع دلالت بر این موضوع دارد که از نوسانات جریان مربوط به این نوع کنترل صرف نظر می‌شود. استراتژی کنترل دوم، ولتاژ متوسط را با کنترل در طول بازه‌ی زمانی فاز فعال مطابقت می‌دهد. فرکانس کلیدزنی PWM و سیکل کاری δ به اندازه کافی بزرگ فرض می‌شود تا نوسانات جریان ناشی از عملکرد کلیدزنی ولتاژ فاز در طول چرخه فعال فاز کاهش پیدا کند. مقدار مرجع جریان i^* برای کنترل‌کننده برابر با ۱۰,۲ A در نظر گرفته شده است.



شکل (۱۰-۳۰): محدودیت‌های بهره‌برداری یک ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده

در مشخصه‌ی عملکرد راه‌انداز که در شکل (۱۰-۳۰) نشان داده شده است، تغییراتی که معمولاً در کنترل‌کننده‌های غیر ایده آل وجود دارد، لحاظ نشده‌اند. هم‌چنین انتخاب زوایای کنترلی θ_e^{on} و θ_e^{off} به طور قابل توجهی بر منحنی

www.takbook.com

عملکرد واقعی تأثیر می‌گذارد که این موضوع را می‌توان با کمک شبیه سازی داده شده در انتهای این فصل درک کرد.

با توجه به شکل (۱۰-۳۰) می‌توان مشاهده کرد که بهره‌برداری برای سرعت‌های شفت بالاتر یا پایین‌تر از سرعت پایه‌ای n_m^b کاملاً متفاوت هستند. مقدار عددی این سرعت برای انتخاب فعلی متغیرهای راه‌انداز برابر با $n_m^b = 1475\,\text{rpm}$ است که در بخش (۱۰-۴-۲) نشان داده خواهد شد. در ناحیه‌ی بهره‌برداری $A-۰$ (شکل (۱۰-۳۰) را ببینید) بهره‌برداری با گشتاور ثابت امکان پذیر است؛ در این صورت نسبت توان خروجی به سرعت شفت با گشتاور متوسط تولید شده توسط ماشین کنترل می شود. این گشتاور متوسط نیز با انتخاب مرجع جریان و زاویه‌های کنترلی، کنترل می‌شود. بالاترین مقدار مرجع جریان توسط محدودیت‌های حرارتی ماشین تعیین می‌شود. به طور معمول، چگالی‌های جریان فاز بدون استفاده از روش‌های خنک سازی اجباری در ماشین می‌تواند در محدوده‌ی $۱۰\ \text{A/mm}^۲$ قرار بگیرد. هرچند با استفاده از روش‌های خاص طراحی و ساخت می‌توان چگالی جریان مجاز را به میزان قابل توجهی افزایش داد.

با نزدیک شدن بهره‌برداری راه‌انداز SR به نقطه‌ی A، سطح توان خروجی به حداکثر مقدار خود می‌رسد؛ این توان خروجی نیز حداکثر توان منبع تغذیه‌ی مورد نیاز برای راه‌انداز را تعیین می‌کند. منبع تغذیه در نقطه‌ی A باید توان خروجی مورد نیاز را که برابر با حاصل‌ضرب ولتاژ منبع تغذیه DC و جریان متوسط منبع است، فراهم کند. علاوه بر این، منبع تغذیه باید تلفات مربوط به هسته‌ی مغناطیسی، کلیدزنی مبدل و همچنین تلفات مکانیکی را نیز پوشش دهد. ناحیه‌ی بهره‌برداری $A-B$ (شکل (۱۰-۳۰) را ببینید) یک ناحیه‌ی گذرا است و در این محدوده نیز منحنی واقعی توان بر حسب سرعت به شدت تحت

www.takbook.com

تأثیر انتخاب پارامترهای راه‌انداز قرار دارد. برای بهره‌برداری در سرعت‌های بالاتر از سرعت پایه‌ای، دو حالت بهره‌برداری مجزا وجود دارند. در اولین مورد از یک مجموعه‌ی ثابت از زوایای کنترلی استفاده می‌شود که منجر به یک منحنی توان خروجی معمولی می‌گردد که تقریباً با معکوس سرعت شفت متناسب است. بنا به دلایلی که در بخش (۱۰-۴-۲) مورد بحث قرار می گیرند، بهره‌برداری در این منطقه (سرعت‌های بالا) به عنوان خط سیر عملکرد طبیعی شناخته می شود. اگر زاویه‌های کنترلی به گونه‌ای انتخاب شوند که توان خروجی را در هر سرعت حداکثر کند، بهره‌برداری در امتداد مسیر B-C (جایی که سطح توان خروجی تقریباً ثابت باقی می‌ماند) امکان پذیر خواهد بود. هرچند با افزایش سرعت فراتر از نقطه‌ی C، بهره‌برداری راه‌انداز به حالت طبیعی آن بر می‌گردد؛ به این معنی که تغییر بیش‌تر زاویه‌ی کنترلی به دلایلی که در ادامه مورد بحث قرار می‌گیرند، غیر ضروری است. در نتیجه، محدوده‌ی بهره‌برداری یک راه‌انداز SR می‌تواند شبیه به محدوده‌ی بهره‌برداری یک ماشین القایی باشد.

۱۰-۴-۲- جنبه‌های عملیاتی راه‌انداز

بدیهی است که نحوه‌ی انتخاب زاویه‌های کنترلی بر عملکرد راه‌انداز به میزان قابل توجهی تأثیر می‌گذارد. برای درک رفتار راه‌انداز نشان داده شده در شکل (۱۰-۳۰) ارائه‌ی یک نمودار کنترلی SR آموزنده است. در اصل این نمودار یک منحنی شار پیوندی بر حسب زاویه است (همان‌طور که در شکل (۱۰-۱۸) نیز نشان داده شده است) که در آن مکان هندسی شار پیوندی بر حسب زاویه برای بهره‌برداری راه‌انداز در طول یک دوره‌ی تناوب τ_{rp} نشان داده می‌شود. قبل از بحث در مورد چگونگی استفاده از این نوع نمودار کنترلی، آموزنده است که مشتق

www.takbook.com

زمانی شار پیوندی یعنی $\frac{d\psi}{dt}$ مجدداً بر حسب مشتقات جزئی آن نسبت به زاویه روتور در نظر گرفته شود. این مشتقات جزئی را می‌توان با کمک رابطه‌ی (۱۰-۷) و گرفتن مشتق جزئی از شار نسبت به زاویه به آسانی به دست آورد؛ بنابراین داریم:

$$\frac{\partial\psi}{\partial\theta_m} \simeq \frac{u}{\omega_m} \qquad (۱۰-۳۵)$$

که در آن فرض شده است که می‌توان از مقاومت R که در رابطه‌ی (۱۰-۷) آمده است، صرف نظر کرد. علاوه بر این، سرعت شفت برابر با مقدار ثابت $\omega_m = d\theta_m/dt$ در نظر گرفته شده است. رابطه‌ی (۱۰-۳۵) یک رابطه‌ی مهم است زیرا شیب مسیر شار پیوندی/زاویه را در نمودار کنترلی SR تعریف می‌کند. در حین بهره‌برداری در فاصله‌ی زمانی فعال فاز، اگر از یک کنترل‌کننده‌ی PWM در ناحیه‌ی با سرعت کم استفاده شود این شیب با مقدار $\delta u_{DC}/\omega_m$ برابر خواهد بود. در صورت استفاده از کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس این شیب برابر u_e/ω_m می‌شود که در آن u_e نشان دهنده‌ی ولتاژ القایی است (شکل (۱۰-۱۷) را مشاهده کنید). در فاصله‌ی زمانی فاز فعال، جریان فاز را می‌توان در یک مقدار ثابت (که با مقدار مرجع برابر است) حفظ کرد به شرطی که رابطه‌ی زیر برقرار شود:

$$u_e \leq u_{DC} \qquad (۱۰-۳۶)$$

اگر u_e از مقدار ذکر شده در رابطه‌ی فوق تجاوز کند، شیب توسط جمله‌ی u_{DC}/ω_m تعریف می‌شود که این مقدار با مقدار به دست آمده از گرادیان شار پیوندی/زاویه مطابقت دارد. در طی بازه‌ی زمانی مغناطیس‌زدایی، ولتاژ فاز برای پیکربندی پل نامتقارن فرض شده در اینجا با مقدار $-u_{DC}$ برابر است که در این صورت شیب با استفاده از رابطه‌ی $-u_{DC}/\omega_m$ تعریف می‌شود.

www.takbook.com

نمودار کنترلی در سرعت‌های پایین

اولین نمودار کنترلی SR که مورد توجه قرار می‌گیرد مربوط به بهره‌برداری در ناحیه‌ی کم سرعت منحنی عملکرد است (شکل (۱۰-۳۰) را ببینید) که زوایای کنترلی θ_e^{on} و θ_e^{off} برای این مورد خاص به ترتیب برابر صفر و ۱۸۰ درجه هستند. علاوه بر این فرض شده است که از یک کنترل‌کننده‌ی جریان نوع هیسترزیس استفاده می‌شود. تجزیه و تحلیل این راه‌انداز در شکل فعلی آن آموزنده است زیرا با توجه به لزوم تطبیق زاویه‌های کنترلی، بینشی را فراهم می‌کند که به زودی آشکار می‌شود. نمودار کنترلی SR که در شکل (۱۰-۳۱) برای نمونه‌ی آزمایشگاهی موتور شرح داده شده در بخش (۱۰-۵) داده شده است، منحنی شار پیوندی/جریان را بر حسب زاویه و برای مجموعه‌ای از مقادیر جریان گسسته در محدوده‌ی $0 \rightarrow 12\,A$ نشان می‌دهد. ماشین مورد نظر دارای شش دندانه‌ی روتور است، از این رو یک دوره‌ی الکتریکی برابر با τ_{rp} = ۶۰° mech خواهد بود. اگر در ابتدا محدودیت‌های ولتاژ اعمال شده بر روی کنترل‌کننده‌ی جریان را نادیده بگیریم، کنترل‌کننده قادر خواهد بود یک پالس جریان مربعی با بزرگی برابر با مقدار مرجع i^* = ۱۰٫۲ A را در طی بازه‌ی زمانی فاز فعال تحویل دهد. در این شرایط، مسیر شار/زاویه در نمودار کنترلی از مختصات $(0^\circ, 0\,Vs)$ شروع شده و به صورت عمودی ادامه می‌یابد تا اینکه منحنی شار پیوندی/ زاویه $\psi(i = 10.2\,A, \theta_e)$ به دست آید. پس از آن، مکان هندسی در امتداد این منحنی پیش می‌رود تا جایی که روتور به موقعیت تراز شده در نقطه‌ی C (شکل (۱۰-۳۱) را ببینید) برسد. در این نقطه از بهره‌برداری، فاصله‌ی زمانی فاز فعال خاتمه می‌یابد و توالی مربوط به مغناطیس‌زدایی آغاز می‌شود که این حالت منجر به مسیری می شود که در امتداد محور عمودی از نقطه‌ی $C \rightarrow (180^\circ, 0)$ در نمودار کنترلی باشد. گشتاور لحظه‌ای از منحنی گشتاور بر حسب زاویه تبعیت می کند

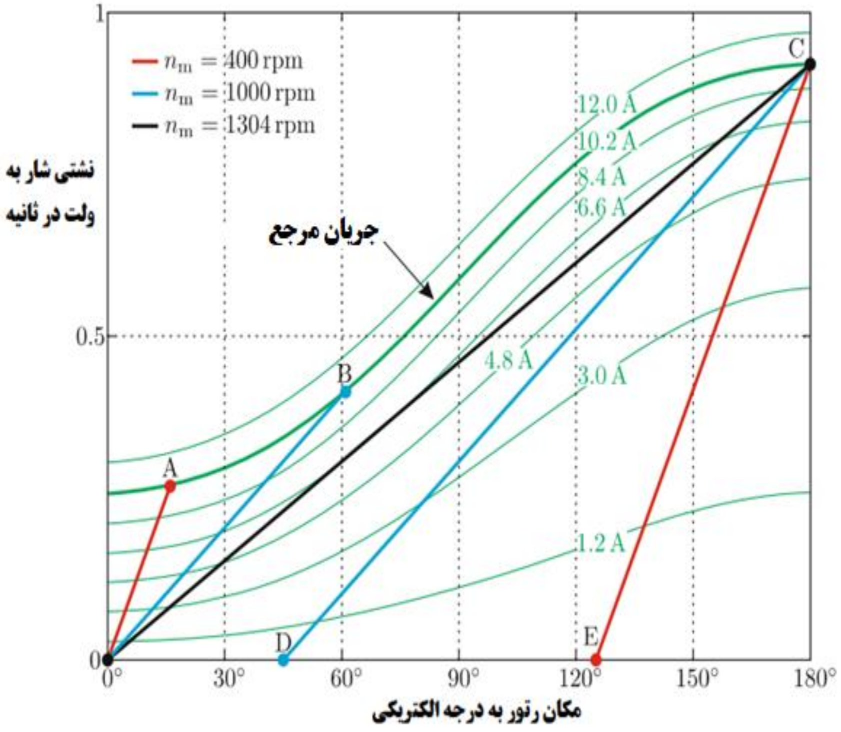
www.takbook.com

که در شکل (۱۰-۴۵) نشان داده شده است. بهره‌برداری در امتداد خط $\psi(i=10.2\,A,\theta_e)$ برای $\theta_e=0^\circ\rightarrow180^\circ$ (شکل (۱۰-۳۰) را ببینید) در شکل (۱۰-۴۵) منعکس شده است (این امر با در نظر گرفتن نمای مقطعی با یک جریان ثابت برابر با ۱۰,۲ A صورت گرفته است). از این رو گشتاور تولید شده توسط هر فاز در زاویه‌های غیر تراز و تراز شده برابر صفر و در زاویه‌های مجاور با $\theta_e=90^\circ$ دارای حداکثر مقدار خود است.

در واقعیت، محدودیت‌های ولتاژ اعمال شده بر روی کنترل‌کننده‌ی جریان باید در نظر گرفته شوند که این موضوع در مثال زیر آشکار خواهد شد. در این مثال بهره‌برداری راه‌انداز در سرعت n_m = ٤٠٠ rpm و با مقدار ولتاژ منبع تغذیه‌ی u_{DC} در نظر گرفته شده است. در شروع فاصله‌ی زمانی فاز فعال، کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس به ولتاژ فاز $u = u_{DC}$ تغییر می‌یابد تا این‌که جریان $i = i^*$ به دست آید. در نمودار کنترلی، این قسمت از مکان هندسی با یک مسیر از مختصات $(0^\circ, 0\,Vs)$ تا نقطه‌ی A مطابقت دارد. قدر مطلق شیب این بخش از مسیر با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۳۵) و با در نظر گرفتن $u = u_{DC}$ = ۲٤٠ V و $\omega_m = 2\pi400/60\,Hz$ به دست می‌آید. پس از رسیدن به نقطه A، کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس جریان را در مقدار مرجع خود یعنی ۱۰,۲ A حفظ می کند که این امر منجر به یک مسیر بهره‌برداری از نقطه A تا C در امتداد خط $\psi(i=10.2\,A,\theta_e)$ می‌شود. در نقطه‌ی C توالی مغناطیس‌زدایی آغاز شده و ولتاژ فاز در مقدار $u = -u_{DC}$ تنظیم می شود. شیب مکان هندسی برای این قسمت از مسیر در مقایسه با آن‌چه که در شروع فاصله‌ی زمانی نشان داده شد، منفی است. علاوه بر این انتظار می‌رود که نقطه‌ی انتهایی مکان هندسی در پشت سر موقعیت تراز شده‌ی روتور (۱۸۰ درجه) قرار گیرد. هرچند مشخصه‌های شار پیوندی/زاویه نسبت به محور عمودی در $\theta_e=0^\circ$ و $\theta_e=180^\circ$ متقارن هستند. در نتیجه، این

www.takbook.com

بخش از مکان هندسی را نیز می‌توان در مرزهای نمودار کنترلی ترسیم کرد (با این درک که مقادیر گشتاور لحظه‌ای منفی در نظر گرفته می‌شوند). از این رو خط C تا E مکان هندسی را نشان می‌دهد که مطابق با مرحله‌ی مغناطیس‌زدایی در بهره‌برداری راه‌انداز است. توجه داشته باشید که این مسیر باید موازی با خط $A-(0^{\circ},0\,Vs)$ در شکل (۱۰-۳۱) باشد چرا که سرعت و ولتاژ منبع تغذیه یکسان هستند.



شکل (۱۰-۳۱): بهره‌برداری راه‌انداز با کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس

نمودار کنترلی در سرعت‌های بالا

فرآیند توضیح داده شده در بالا برای سرعت‌های شفت بیشتر از $n_m = ۱۰۰۰$ rpm نیز تکرار می شود که در این صورت قسمت ولتاژ ثابت مکان هندسی دارای

www.takbook.com

شـیبی خواهد بود که با ضـریب ۴۰۰/۱۰۰۰ کم‌تر از مورد قبلی اسـت. در نتیجه قسمت اول مکان هندسی از مختصات ($(0^\circ, 0\,Vs)$) شروع می شود و تا نقطه‌ی B در شکل (۱۰-۳۱) ادامه پیدا می‌کند. از این رو دوره‌ی تناوب بهره‌برداری با جریان ثابت کوتاه می‌شـود زیرا این حالت بهره‌برداری از نقطه B تا C امتداد می‌یابد. به طور مشابه بخش مربوط به مغناطیس‌زدایی مکان هندسی نیز توسط بخش C-D نشان داده می شود که دلالت بر این دارد که یک مؤلفه‌ی گشتاور منفی بزرگ‌تر (در مقایسـه با مورد قبلی) موجود خواهد بود. توجه داشـته باشـید که بازه‌ی ($D-(0^\circ, 0\,Vs)$) که در امتداد محور روتور اسـت، فاصـله‌ی زمانی چرخه راه‌انداز (τ_{rp}) را نشان می‌دهد که در آن جریان فاز، شار و گشتاور صفر هستند. با افزایش سرعت از توانایی کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس برای حفظ جریان فاز در مقدار مرجع تنظیم شده به تدریج کاسته می‌شود. همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۱) نشان داده شـده اسـت، محدودیت سـرعت ω_m^{limit} با سـرعت شـفتی مطابقت دارد که در آن فاصـله‌ی $D-(0^\circ, 0\,Vs)$ صـفر می‌شـود و مکان هندسـی از خط سـیر $(0^\circ, 0\,Vs)-C-(0^\circ, 0\,Vs)$ تبعیت می‌کند. در این حالت شـکل موج جریان در طول قسـمت فاز فعال و غیر فعال چرخه‌ی راه‌انداز یکسـان خواهند بود. شـکل موج‌های گشـتاور نیز از نظر قدر مطلق کاملاً یکسـان هسـتند اما در طول مسـیر $(0^\circ, 0\,Vs)-C$ مقـداری مثبـت و برای دوره‌ی $C-(0^\circ, 0\,Vs)$ مقـداری منفی خواهد دا شت. سرعت محدودکننده ω_m^{limit} که در آن راه‌انداز می‌تواند با زاویه‌های رو شن و خاموش صفر درجه و ۱۸۰ درجه کار کند، به صورت زیر قابل محا سبه است:

$$\omega_m^{limit} = \frac{u_{DC}}{\psi(i = i^*, \theta_e = 0)} \frac{\tau_{rp}}{2} \qquad (۱۰\text{-}۳۷)$$

www.takbook.com

که در رابطه‌ی فوق $\psi(i=i^{*},\theta_e=180^{\circ})$ مقدار شـار را در نقطه‌ی C نشـان می‌دهد که برابر با ۰٫۹۲ Wb اسـت. با انتخاب متغیرهای راه‌انداز در مقادیر داده شـده، سـرعت محدودکننده مطابق با رابطه‌ی (۱۰-۳۷) به صـورت $n_m^{limit}=1304\,rpm$ محاسبه می شود. این سرعت از مقدار سرعت پایه‌ای یعنی $n_m = ۱۳۰۴$ rpm (که به زودی محاسبه می‌شود) کم‌تر است؛ در این صورت لازم است که مقادیر زاویه‌ی کنترل با این شرایط تطبیق داده شوند.

نمودار کنترلی برای زاویه‌های روشن و خاموش پیشرفته

کـاربرد دوم نمودار کنترلی SR مربوط بـه بهره‌برداری راه‌انـداز بـا یـک کنترل‌کننده‌ی جریان از نوع هیسترزیس برای سه سرعت کاری است که دو تای آن‌ها یعنی $n_m = ۴۰۰$ rpm و $n_m = ۱۰۰۰$ rpm در ناحیه‌ی راه‌انداز با سرعت کم انتخاب می شوند. سومین سرعت نیز برابر با $n_m^{b}=1478\,rpm$ یعنی برابر سرعت بهره‌برداری پایه‌ای راه‌انداز اسـت. در این مثال زاویه‌های روشـن و خاموش بنا به دلایلی در مرحله‌ی بعدی مورد بحث قرار خواهند گرفت، ثابت فرض شـده‌اند که مقادیر آن‌ها به ترتیب برابر $\theta_e^{on}\approx-40^{\circ}$ و $\theta_e^{off}\approx140^{\circ}$ هستند.

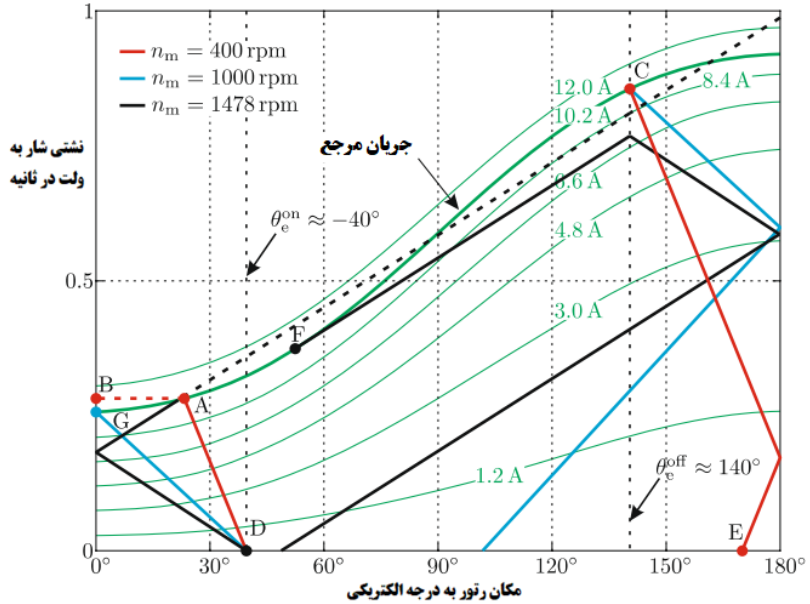
مسیر بهره‌برداری برای سرعت $n_m = ۴۰۰$ rpm هنگامی شروع می شود که موقعیت روتور برابر با $\theta_e=\theta_e^{on}$ باشد که این بدان معنا است که فاصله‌ی زمانی مربوط به فاز فعال ۴۰ درجه قبل از موقعیت غیر تراز شـروع می‌شـود. با این حال همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد، منحنی‌های شار پیوندی/زاویه نسبت به محور عمودی $\theta_e=0^{\circ}$ متقارن هسـتند؛ از این رو بخش اول مکان هندسـی را می‌توان با نقطه شروعِ $\theta_e=\theta_e^{u}-\theta_e^{on}$ ترسیم کرد (شکل (۱۰-۳۲) را ببینید). شیب مکان هندسـی از D تا A نیز مجدداً توسـط رابطه‌ی (۱۰-۳۵) تعریف می‌شـود. جریان مرجع در نقطه‌ی A محقق می‌شود و کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس هم‌چنان جریان

www.takbook.com

را در مقدار مرجع ۱۰/۲ آمپر نگه می‌دارد. هرچند، بخش بعدی مسـیر از نقطه‌ی A تا B اسـت که بالاتر از مقدار مرجع انتخابی اسـت. دلیل این امر این اسـت که کنترل‌کننده‌ی جریان در شـکل کنونی خود، تنها ولتاژ فاز را با اسـتفاده از کلید بالایی مبدل نامتقارن کنترل می‌کند (کلید پایینی معمولاً در طول دوره‌ی فعال فاز بسته می شود). این بدان معنی ا ست که کنترل‌کننده نمی‌تواند کاهش شار را آغاز کند. یک روش جایگزین این اسـت که کنترل‌کننده‌ی جریان بتواند هر دو کلید را در طول بازه‌ی فاز فعال کنترل کند، در این صورت خط سیر بهره‌برداری می‌تواند در امتداد خط جریان مرجع از نقطه‌ی A تا G امتداد پیدا کند. کنترل هر دو کلید در طول دوره‌ی فاز فعال منجر می‌شـود که فرکانس کلیدزنی افزایش یابد که این امر از نظر تلفات کلیدزنی مبدل سـودمند نیسـت. رویکرد عادی این اسـت که در این مرحله فقط اجازه دهیم که دیودهای هرزگرد فعال باشـند که در این کتاب نیز همین رویکرد در نظر گرفته شـده اسـت. بنابراین مسـیری که در ابتدای فاصـله‌ی زمانی فاز فعال اتفاق می‌افتد، مسـیر D-A-B خواهد بود که گشـتاور لحظه‌ای آن منفی اسـت. پس از رسـیدن به موقعیت غیرتراز (نقطه B)، مکان هندسـی مجدداً به نقطه‌ی A بازمی‌گردد و از آنجا به بعد در امتداد منحنی $\psi(i=i^*,\theta_e)$ تا ر سیدن به نقطه‌ی C (که انتهای فا صله‌ی زمانی فاز فعال ا ست، یعنی $\theta_e=\theta_e^{off}$) ادامه پیدا می‌کند. در طی بازه‌ی زمانی مربوط به مغناطیس‌زدایی، مکان هندسی مسیری را دنبال می‌کند که به موازات مسیر A-D است (یعنی سرعت شفت و اندازه‌ی ولتاژ منبع تغذیه بدون تغییر باقی می‌مانند) و این کار تا زمانی ادامه می‌یابد که روتور به موقعیت تراز شده برسد. نقطه‌ی انتهایی مسـیر (نقطه‌ی E) در واقعیت بیش‌تر از ۱۸۰ اسـت اما می‌توان آن را در نمودار کنترلی نشان داد (همان‌طور که در این‌جا نیز چنین کاری صورت پذیرفته ا ست) چرا که منحنی‌های شار پیوندی/زاویه نسبت به محور عمودی $\theta_e=180^\circ$ متقارن

www.takbook.com

هســتند. لازم به ذکر اســت که گشــتاور لحظه‌ای در طول مســیر شــروع شــده از موقعیت روتور تراز شده تا نقطه‌ی E منفی خواهد بود.



شکل (۱۰-۳۲): بهره‌برداری راه‌انداز با استفاده از کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس

افزایش سرعت از n_m = ۴۰۰ rpm به n_m = ۱۰۰۰ rpm مکان هندسی مشابه آن‌چه در بالا توضیــح داد، ایجاد می‌کند. زوایای کنترل بدون تغییر باقی می‌مانند اما شیب قسمت اولیه‌ی مسیر D-G به اندازه‌ی ضریبی برابر با ۴۰۰/۱۰۰۰ کاهش می‌یابد (همان‌طور که در شــکل (۱۰-۳۲) نیز مشــاهده می‌شــود). این واقعیت که زاویه‌ی روتور برای نقطه‌ی G با موقعیت روتور غیر تراز مطابقت دارد، کاملاً تصادفی است. کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس، مقدار جریان را برای قسمت باقیمانده از فاصله‌ی زمانی فاز فعال بدون تغییر نگه می‌دارد که منجر به مسیر G-C در امتداد منحنی $\psi(i = i^*, \theta_e)$ می‌شــود. مســیر مغناطیس‌زدایی شــبیه همان مسیری است که در بالا توضیح داده شد اما شیب آن کم‌تر (و به موازات مکان هندســی D-G) خواهد بود که در شــکل (۱۰-۳۲) نیز مشــخص اســت. برای این

www.takbook.com

سرعت راه‌انداز، مسیر در یک مقدار شار پیوندی بالاتر (در مقایسه با مورد قبلی) به موقعیت تراز شده‌ی روتور می‌رسد و تقریباً در مجاورت مختصات ($100^{\circ}, 0\,Vs$) در نمودار کنترلی خاتمه می‌یابد.

با افزایش بیش‌تر سرعت بهره‌برداری شرایطی به وجود می‌آید که در آن دیگر نمی‌توان کنترل جریان را برای بخش قابل توجهی از فاصله‌ی زمانی فاز فعال حفظ کرد زیرا در این شرایط ولتاژ القایی u_e از ولتاژ منبع تغذیه بیش‌تر است. مسیر به دست آمده با سرعت شفت $n_m = ۱۴۷۸\ rpm$ دقیقاً مثالی از این شرایط است که می‌توان آن را در شکل (۱۰-۳۲) مشاهده کرد. زوایای کنترل بدون تغییر باقی می‌مانند از این رو نقطه‌ی شروع مکان هندسی دوباره در مختصات ($40^{\circ}, 0\,Vs$) از نمودار کنترلی قرار می‌گیرد. در اولین قسمت از دوره‌ی فعال فاز، راه‌انداز تحت کنترل ولتاژ کار می‌کند تا این‌که منحنی جریان مرجع به نقطه‌ی A برسد. از آن نقطه به بعد مسیر در امتداد منحنی $\psi(i = i^*, \theta_e)$ تا نقطه‌ی F امتداد پیدا می‌کند؛ در این نقطه ولتاژ القایی با ولتاژ منبع تغذیه برابر می‌شود ($u_e = u_{DC}$). از نقطه‌ی F به بعد مسیر در امتدادی پیش می‌رود که شیب آن توسط رابطه‌ی (۱۰-۳۵) مشخص شده است. برای این سرعت بهره‌برداری خاص که به سرعت پایه‌ای ω_m^b معروف است، شیب مسیر را می‌توان با استفاده از یک تابع خطی نشان داد. این تابع خطی برای $0 \le \theta_e \le 180^{\circ}$ به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\psi_e = k_\psi \theta_e + \psi_e^o \qquad (۱۰\text{-}۳۸)$$

سرعت پایه‌ای را می‌توان با استفاده از روابط (۱۰-۳۵) و (۱۰-۳۸) به شکل زیر به دست آورد:

$$\omega_m^b = \frac{u_{DC}}{k_\psi} \qquad (۱۰\text{-}۳۹)$$

www.takbook.com

در مثال داده شده، k_ψ برابر ۱/۵۵ و ψ_e^o برابر ۰/۰۲ ا ست. این مقادیر منجر به سرعت پایه‌ای $n_m^b = 1478\,rpm$ می‌شوند. هنگامی که راه‌انداز با سرعت پایه‌ای کار می‌کند، شیب مکان هندسی (بعد از نقطه‌ی F) برابر با شیب به دست آمده از رابطه‌ی (۱۰-۳۸) است؛ لازم به ذکر است که در این شرایط استفاده از کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس دیگر امکان‌پذیر نیست. با این حال زاویه‌ی روشن شدن باید به گونه‌ای انتخاب شود که شار پیوندی ψ_e^o در صفر درجه حاصل شود. زاویه‌ی رو شن شدن پایه‌ای مورد نیاز برای سرعت بهره‌برداری که این شرایط را برآورده کند به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\theta_e^{on,b} = \frac{\psi_e^{min}}{k_\psi} \qquad (۱۰\text{-}۴۰)$$

که در رابطه‌ی فوق $\psi_e^{min} = \psi_e(\theta_e = 0^\circ)$ است. انتخاب زاویه‌ی روشن شدن به گونه‌ای ا ست که ق سمت اول مکان هند سی از D تا زاویه‌ی غیر تراز (با شیب $u_{DC}/\omega_m^b = k_\psi$)، تابع خطی را در $\theta_e = 0^\circ$ قطع کند. با انتخاب فعلی پارامترها، زاویه‌ی رو شن شدن پایه‌ای برابر با $\theta_e^{on,b} \approx -40^\circ$ به د ست می‌آید. متغیر کنترلی باقی مانده که باید تعریف شود، زاویه‌ی خاموش شدن است. با توجه به شکل (۱۰-۳۲) (برای مکان هندسی سرعت پایه‌ای) می‌توان مشاهده کرد که مقدار این زاویه باید کوچک‌تر یا م ساوی $\theta_e^{off,b} = \theta_e^{on,b} + 180^\circ$ با شد تا یک فا صله‌ی زمانی غیر هدایت‌کننده (بیش‌تر یا مساوی صفر) حفظ شود. به عنوان مثال، زاویه‌ی خاموش شدن پایه‌ای را می‌توان بر روی ۱۴۰ درجه تنظیم کرد.

www.takbook.com

نمودار کنترلی برای مدولاسیون پهنای پالس با سیکل کاری ثابت

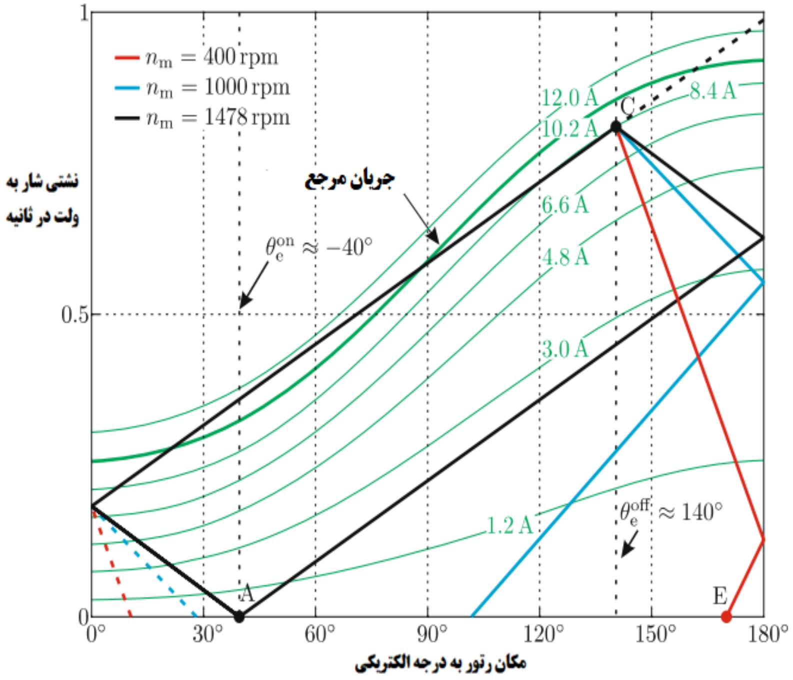
در این بخش از مدولاسیون پهنای پالس برای کنترل ولتاژ فاز متوسط در طی بازه‌ی زمانی فاز فعال استفاده می‌شود؛ این کار با کمک نمودار کنترلی SR ارائه شده در شکل (۱۰-۳۳) انجام می‌گیرد. همانند مورد قبلی، سه سرعت بهره‌برداری در نظر گرفته شده است؛ این سرعت‌ها دقیقاً همان مواردی هستند که برای کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس استفاده شد. برای این نوع کنترل سیکل کاری (ثابت) δ باید تابعی از سرعت باشد. بنا به دلایلی که بعداً مطرح می شوند زوایای کنترلی روی مقادیر پایه‌ای آن‌ها تنظیم شده است. برای به دست آوردن یک سیکل کاری مناسب می‌توان از تابع خطی تعریف شده در رابطه‌ی (۱۰-۳۸) استفاده کرد. این تابع خطی بهترین برازش ممکن برای منحنی شار پیوندی/زاویه را در جریان مرجع انتخاب شده‌ی $i^* = ۱۰٫۲\ A$ نشان می‌دهد. در نتیجه بهتر است که سیکل کاری و زاویه‌ی روشن شدن را به گونه‌ای انتخاب کنیم که مسیر کنترل PWM در طول بخش قابل توجهی از فاز فعال با این تابع خطی مطابقت داشته باشد. در واقع این استراتژی کنترلی بیان می‌کند که شیب مکان هندسی باید برابر با شیب تابع خطی $\psi_e(\theta_e)$ یعنی k_ψ باشد که این امر منجر به سیکل کاری زیر می‌شود:

$$\delta = \frac{k_\psi \omega_m}{u_{DC}} \tag{۱۰-۴۱}$$

با افزایش سرعت سیکل کاری نیز باید افزایش یابد اما شیب مسیر در طول دوره‌ی فعال فاز همچنان ثابت است که این موضوع را می‌توان در شکل (۱۰-۳۳) مشاهده کرد. همان‌طور که توسط رابطه‌ی (۱۰-۳۹) تعریف شده است، دقیقاً در سرعت پایه‌ای، سیکل کاری برابر یک می‌شود.

www.takbook.com

در این حالت، مسیر از نقطه A شروع می‌شود و تابع خطی $\psi_e(\theta_e)$ را در موقعیت غیرتراز دنبال می‌کند. شیب این قسمت از مسیر در مقدار k_ψ حفظ می شود. علاوه بر این، زاویه‌ی رو شن شدن مورد نیاز برای کنترل‌کننده‌ی PWM دقیقاً برابر مقدار پایه‌ای آن است چرا که شیب و نقطه‌ی انتهایی این قسمت از مسیر به ترتیب برابر k_ψ و ψ_e^{min} هستند. این بدان معنی است که زاویه‌ی روشن شدن با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۴۰) محاسبه می‌شود. قسمت دوم مسیر نیز در به صورت یک تابع خطی از $(0^\circ, \psi_e^{min})$ تا نقطه‌ی C (که در آن زاویه‌ی روتور برابر با مقدار زاویه‌ی خاموش است) امتداد می‌یابد.



شکل (۱۰-۳۳): بهره‌برداری راه‌انداز، کنترل PWM

قسمت مربوط به مغناطیس‌زدایی مکان هندسی تابعی از سرعت است زیرا ولتاژ فاز در طول این قسمت از چرخه در مقدار $u = -u_{DC}$ تنظیم می‌شود. در این صورت شیب مکان هندسی با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۳۵) (یعنی دقیقاً با همان

www.takbook.com

روشــی که برای کنترل‌کننده‌ی جریان نوع هیســترزیس شــرح داده شــد) تعیین می‌شــود. این امر دور از ذهن نبود چرا که این حالت از بهره‌برداری برای هر دو استراتژی کنترلی یکسان است. در نتیجه این بخش از مکان هندسی برای هر دو استراتژی کنترلی یکسان خواهد بود؛ این موضوع را می‌توان با مقایسه‌ی شکل‌های (۱۰-۳۳) و (۱۰-۳۲) نیز مشــاهده کرد. قبل از بحث در مورد اســتفاده از نمودار کنترلی SR در ناحیه‌ی با سرعت بالای راه‌انداز بهتر است که یک تغییر جزئی در استراتژی کنترلی PWM در نظر بگیرید. در صورت استفاده از روش‌های استاندارد، تولیدکننده‌ی PWM در شــروع دوره‌ی فاز فعال روشــن می‌شــود. یک گزینه‌ی جایگزین این اســت که جریان اندازه‌گیری شــده با جریان مرجع در آغاز چرخه‌ی فعال مقایسه شوند و هنگامی که شرایط $i = i^*$ برآورده شد، تولیدکننده‌ی PWM را روشن کنید. برای اعمال چنین تغییری لازم است که زاویه‌ی روشن شدن نیز تغییر کند چرا که شیب قسمت اول مسیر با نسبت ولتاژ منبع تغذیه و سرعت شفت تعریف می شود. شکل (۱۰-۳۳) (خط‌چین‌های آبی و قرمز) نشان می‌دهد که چگونه این استراتژی کنترلی بر روی قسمت اول مکان هندسی تأثیر می‌گذارد. تأثیر مثبت این استراتژی این است که سهم گشتاور منفی (که برای این بخش از مســیر به صــورت ذاتی وجود دارد) کاهش می یابد. هرچند با افزایش ســرعت از اثرگذاری این استراتژی نیز کاسته می‌شود.

بهره‌برداری از ماشین SR در محدوده‌ی سرعت‌های بالا

در این بخش محدوده‌ی کار راه‌انداز با ســرعت بالا مورد توجه قرار می‌گیرد (شــکل (۱۰-۳۰) را ببینید). برای این منظور از یک اســتراتژی کنترلی با زوایای کنترل ثابت اســتفاده می‌شــود. این اســتراتژی با کمک نمودار کنترلی SR که در شــکل (۱۰-۳۴) نشــان داده شــده اســت، مورد بحث قرار می‌گیرد. در این مثال،

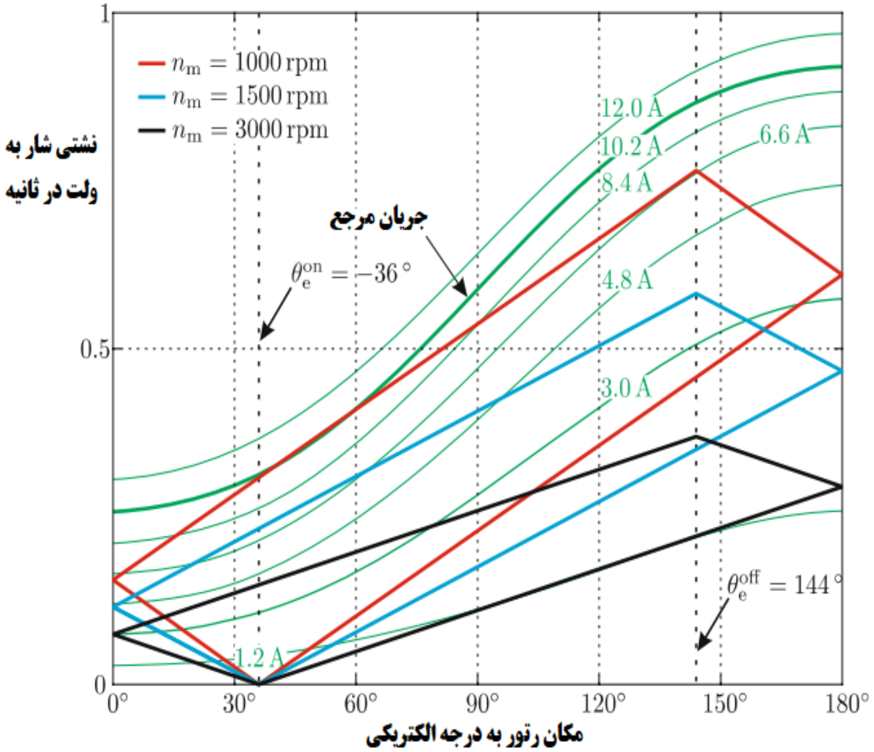
www.takbook.com

مسیر بهره‌برداری برای سه سرعت شفت n_m = ۱۵۰۰, ۲۰۰۰ rpm و n_m = ۳۰۰۰ rpm با زوایای کنترلی $\theta_e^{on} = -36^\circ$ و $\theta_e^{off} = 144^\circ$ که در مجاورت مقادیر پایه‌ای قرار دارند، نشان داده شده است. در آغاز بازه‌ی زمانی فاز فعال، نقطه شروع مسیر در مختصات $(\theta_e^{on}, 0\,Vs)$ قرار دارد و تا موقعیت غیر تراز، جایی که شیب مسیر با نسبت ولتاژ منبع تغذیه و سرعت شفت تعریف می شود، ادامه می‌یابد (به رابطه‌ی (۱۰-۳۵) نگاه کنید). مسیر از موقعیت غیر تراز تا انتهای فاصله‌ی زمانی از نظر مقدار قدر مطلق شیب بدون تغییر باقی می ماند. در موقعیت θ_e^{off} انتهای فاصله‌زمانی فاز فعال حاصل می‌شود که بدین معنی است که شیب مکان هندسی معکوس می‌گردد (ولتاژ فاز از u_{DC} به $-u_{DC}$ تغییر می‌کند). مسیر مربوط به مغناطیس‌زدایی مشابه آن چیزی است که در نمودارهای کنترلی SR با سرعت پایین نشان داد. با این حال لازم به ذکر است که مکان هندسی کامل به شکل ذوزنقه خواهد بود زیرا مقدار قدر مطلق شیب مسیر قبل و در طی مرحله‌ی مغناطیس‌زدایی بدون تغییر باقی می‌ماند. اگر زاویه‌ی خاموش شدن کاهش یابد، ذوزنقه در محور روتور باز می‌شود که نشان دهنده‌ی وجود یک فاصله‌ی زمانی هدایت صفر در طول دوره‌ی تناوب τ_{rp} است. همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۴) مشاهده می‌شود، با افزایش سرعت از شیب مسیر کاسته می‌شود.

مسیرهای بهره‌برداری برای این سه مقدار سرعت شفت را (همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۴) نشان داده شده است) می‌توان در یک نمودار شار پیوندی بر حسب جریان نیز طبق شکل (۱۰-۳۵) نشان داد. مکان هندسی برای هر سرعت مساحتی را در بر می‌گیرد که مستقیماً با متوسط گشتاور در هر فاز (چرخه‌ی τ_{rp}) متناسب است. در نتیجه با تغییر ناحیه‌ی محصور شده توسط مکان هندسی می‌توان مشاهده کرد که گشتاور متوسط نیز با افزایش سرعت تغییر می‌کند. با توجه به شکل (۱۰-۳۵) می‌توان نشان داد که دو برابر شدن سرعت (از n_m =

www.takbook.com

۱۵۰۰ rpm به ۳۰۰۰ rpm = (n_m) منجر به کاهش تقریبی چهار برابری گشـــتاور متوسط می‌شود. از این رو سطح توان خروجی مربوطه تقریباً نصف شده است؛ این موضوع را می‌توان در مسیر بهره‌برداری با سرعت بالا و با زاویه‌ی ثابت که در شکل (۱۰-۳۰) نشان داده شده است، مشاهده کرد.



شکل (۱۰-۳۴): بهره‌برداری سرعت بالا با زوایای کنترلی ثابت

در ادا مه‌ی این بخش از نمودار کنترلی SR به عنوان ابزاری برای تعیین چگونگی تغییر زاویه‌های کنترل برای حفظ سـطح توان خروجی تقریباً ثابت در محدوده کار با سرعت بالا (یعنی بهره‌برداری در طول مسیر B-C در شکل (۱۰-۳۰)) استفاده می‌شود. مسیر مربوط به n_m = ۱۵۰۰ rpm در شکل (۱۰-۳۶) برای متغیرهای کنترلی $\theta_e^{on} = -36°$ و $\theta_e^{off} = 144°$ که نزدیک به مقادیر سرعت پایه‌ای

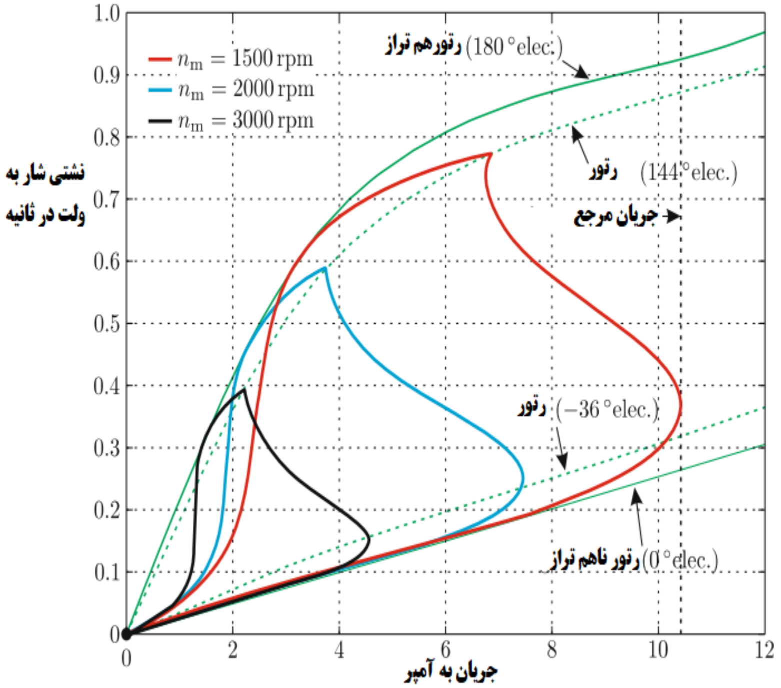
www.takbook.com

هستند، نشان داده شده است. همان‌طور که قابل پیش‌بینی بود مسیر مورد بررسی فقط کمی بالاتر از سرعت پایه‌ای n_m = ۱٤۷۸ rpm است. برای به حداکثر رساندن گشـــتاور متوســـط مهم اســـت که بدانیم که تنها دو مســـیر بالایی مکان هندســـی ذوزنقه‌ای شکل دارای سهم گشتاور مثبت هستند. دو قسمتی از مکان هندسی که گشـــتاور مثبت دارند آنهایی هســـتند که با جابجایی روتور از موقعیت غیر تراز $\theta_e^u = 0^\circ$ به موقعیت تراز شده‌ی $\theta_e^a = 180^\circ$ مطابقت دارند.

با افزایش سرعت شفت شیب مکان هندسی (همان‌طور که در ابتدا در شکل (۱۰-۳۴) نشـان داده شـد) کاهش می یابد؛ این بدان معنی اسـت که مسـیرهای دارای گ شتاور مثبت با جریان‌های پایین‌تری مواجه می شوند که این امر منجر به گشتاور متوسط کم‌تری می‌شود. در صورتی می‌توان گشتاور متوسط را افزایش داد که زاویه‌ی روشـــن شـــدن به گونه ای پیشـــروی کند که اولین قســـمت از مکان هند سی دارای گ شتاور مثبت (یعنی از موقعیت غیر تراز تا زاویه‌ی خاموش شدن فاز فعال) حداقل برای یک زاویه‌ی روتور با منحنی مرجع شار پیوندی/زاویه با i = ۱۰٫۲ A همزمان باشد. با استفاده از این استراتژی کنترلی (همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۶) نشان داده شده است) می‌توان روش مناسبی برای انتخاب زاویه‌ی روشن شدن به دست آورد.

زاویه‌ی خاموش شدن به گونه‌ای انتخاب می‌شود که شرط $\theta_e^{off} \leq \theta_e^{on} + 180^\circ$ در سرعت داده شده برقرار گردد؛ با برقراری این شرط، شار پیوندی برای کل دوره τ_{rp} بزرگ‌تر از صفر نخواهد شد.

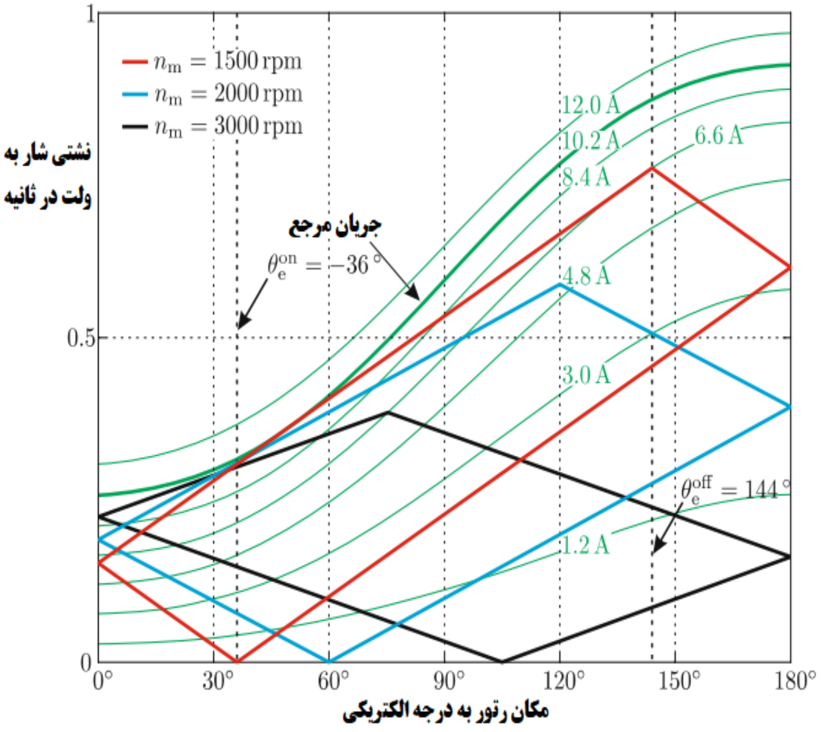
www.takbook.com



شکل (۱۰-۳۵): مکان هندسی شار پیوندی جریان برای بهره‌برداری با سرعت بالا

در موتور آزمایشگاهی که در این‌جا مورد بررسی قرار گرفته است، زاویه های کنترلی برای ســـرعت های بهره‌برداری n_m = ۲۰۰۰, ۳۰۰۰ rpm به ترتیب در $\theta_e^{on} = -60^\circ, -108^\circ$ و $\theta_e^{off} = 120^\circ, 72^\circ$ تنظیم شـــده‌اند. با انتخاب این مقادیر برای زوایای رو شن و خاموش، همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۰) نشان داده شده ا ست توان خروجی را می‌توان در سطح تقریباً ثابت نگه دا شت. با افزایش بیش‌تر سرعت، شیب مکان هندسی نیز کاهش می‌یابد. در یک سرعت بهره‌برداری معین که مطابق با نقطه‌ی C در شکل (۱۰-۳۰) ا ست، تغییر بی شتر در زوایای کنترلی دیگر اثرگذار نخواهد بود چرا که هیچ بخشی از مکان هندسی دارای گشتاور مثبت با منحنی شار پیوندی/زاویه‌ی $\psi(i=i^*, \theta_e)$ مطابقت ندارد. از این سرعت به بعد، زوایای کنترلی ثابت نگه دا شته می شوند که در این حالت توان خروجی به رو شی که قبلاً گفته شد، کاهش می‌یابد.

www.takbook.com



شکل (۱۰-۳۶): بهره‌برداری در سرعت بالا، متغیرهای مربوط به زوایای کنترلی

۱۰-۴-۳- کنترل مستقیم گشتاور لحظه‌ای (DITC)

در قسمت قبلی این فصل روش‌های کنترل جریان و ولتاژ (شار) PWM مورد بحث قرار گرفت. نقطه‌ی ضعف این روش‌ها این ا ست که گ شتاور شفت ما شین حاوی نوسانات بزرگی است که این موضوع در شکل (۱۰-۲۶) (ب) نیز برای مدل خطی SR ن شان داده شده ا ست. در عمل، ا شباع این م شکل را بیش‌تر ت شدید می‌کند به این معنی که معمولاً اقدامات مکانیکی یا الکترونیکی پیش‌بینی می‌شود تا گشـــتاور یکپارچه‌تری تحقق پیدا کند. روش‌های مکانیکی متنوعی برای این کار وجود دارد که به عنوان مثال می‌توان به روتور مورب و شکل‌دهی قطب اشاره کرد ولی این روش‌ها توانایی تولید گشـــتاور کلی ماشـــین را کاهش می‌دهند. طیف

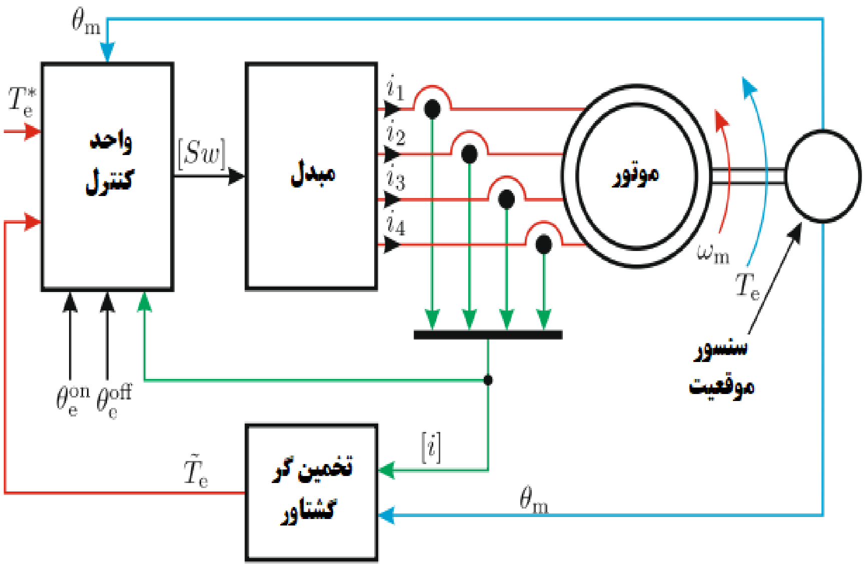
www.takbook.com

وسیعی از روش‌های الکترونیکی نیز موجود است که اساساً شکل موج جریان فاز یا شار پیوندی را به‌گونه‌ای تغییر می‌دهند که مولفه‌های نو سانی موجود در گ شتاور شفت به حداقل برسد.

در این بخش یک رویکرد جایگزین با عنوان کنترل م ستقیم گ شتاور لحظه‌ای (DITC) در نظر گرفته می شود؛ در این رویکرد کلیدهای مبدل به گونه‌ای کنترل می‌شــوند که گشــتاور تخمین زده شــده‌ی شــفت یعنی $\tilde{T}_e$ تقریباً (در محدوده‌ی م شخص شده تو سط کاربر) در سطح گ شتاور مرجع T_e^* نگه دا شته شود. ا صول بهره‌برداری DITC با کمک شکل (۱۰-۳۷) مورد بحث قرار خواهد گرفت؛ در این شکل از ماشین تست چهارفازه‌ی ۸/۶ غیر خطی استفاده شده است (به بخش (۱۰-۵) مراجعه کنید).

این ما شین همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۷) ن شان داده شده ا ست، به یک ماژول مبدل متصل ا ست؛ این مبدل همان‌طور که در شکل (۱۰-۱۹) ن شان داده شده است می‌تواند از چهار واحد نیم‌پل نامتقارن تشکیل شود. در این شکل چهار جفت ســـیگنال Sw_t و Sw_b که به ترتیب کلیدهای فاز بالا و پایین را کنترل می‌کنند، با اســتفاده از متغیر آرایه‌ای کلید [Sw] نشــان داده شــده‌اند. یک ماژول کنترل (همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۷) آورده شده است) سیگنال‌های مورد نیاز برای کلید مبدل را بر ا ساس متغیرهای ورودی T_e^* و $\tilde{T}_e$ و زاویه‌های کنترل θ_e^{on} و θ_e^{off} تولید می‌کند. به علاوه این ماژول باید به زاویه‌ی شــفت θ_m نیز دســترســی دا شته با شد که این زاویه تو سط ح سگر موقعیت مت صل شده به شفت تأمین می‌شــود. هم‌چنین جریان‌های فاز اندازه گیری شــده‌ی i_1، i_2، i_3، i_4 (که توســط متغیر ماتریسی [i] نشان داده می‌شوند) نیز به واحد کنترل ارسال می‌شوند.

www.takbook.com

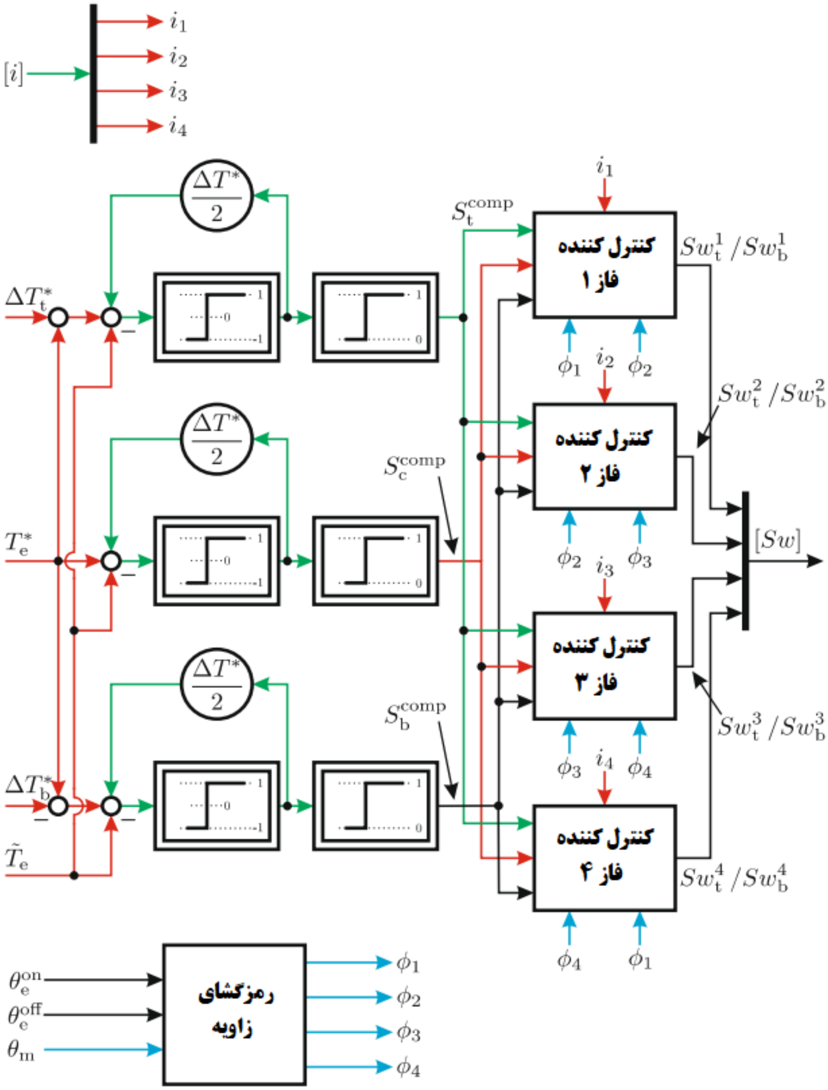


شکل (۱۰-۳۷): نمودار بلوکی پایه‌ای برای یک راه‌انداز SRM کنترل‌شده با گشتاور لحظه‌ای مستقیم (DITC)

تخمین‌گر گشتاور، گشتاور شفت لحظه‌ای را با کمک منحنی گشتاور در هر فاز استاتیک بر حسب جریان/زاویه‌ی ماشین مورد نظر و مطابق با رویکرد نشان داده شده در شکل (۱۰-۱۴) محاسبه می‌کند. سپس سهم گشتاور در هر فاز با کمک رابطه‌ی (۱۰-۳۳) اضافه می‌شود تا تخمین گشتاور شفت مورد نیاز به دست آید.

در نمایش کلی کنترل‌کننده که در شکل (۱۰-۳۸) نشان داده شده است، از سه مقایسه‌کننده‌ی هیسترزیس گشتاور استفاده می‌شود که به ترتیب سه خروجی منطقی S_t^{copm}، S_c^{copm}، S_b^{copm} را فراهم می‌کنند. الگوریتم کلیدزنی برای این مقایسه‌کننده‌ها به شکل زیر است:

www.takbook.com



شکل (۱۰-۳۸): نمودار بلوکی کنترل‌کننده‌ی DITC که در آن مقایسه‌کننده‌های گشتاور و کنترل‌کننده‌های فاز برای یک SRM چهارفازه نشان داده شده است

$$\text{if } \tilde{T}_e > \left(T_e^* + \Delta T_t\right) + \frac{\Delta T^*}{2} \text{ comparator output } S_t^{comp} = 0 \qquad (۱۰\text{-}۴۲ \text{ الف})$$

$$\text{if } \tilde{T}_e < \left(T_e^* + \Delta T_t\right) - \frac{\Delta T^*}{2} \text{ comparator output } S_t^{comp} = 1 \qquad (۱۰\text{-}۴۲ \text{ ب})$$

www.takbook.com

$$\text{if} \quad \tilde{T}_e > T_e^* + \frac{\Delta T^*}{2} \quad \text{comparator output } S_c^{comp} = 0 \tag{۱۰-۴۲ پ}$$

$$\text{if} \quad \tilde{T}_e < T_e^* - \frac{\Delta T^*}{2} \quad \text{comparator output } S_c^{comp} = 1 \tag{۱۰-۴۲ ت}$$

$$\text{if} \quad \tilde{T}_e > \left(T_e^* - \Delta T_b^*\right) + \frac{\Delta T^*}{2} \quad \text{comparator output } S_b^{comp} = 0 \tag{۱۰-۴۲ ث}$$

$$\text{if} \quad \tilde{T}_e < \left(T_e^* - \Delta T_b^*\right) - \frac{\Delta T^*}{2} \quad \text{comparator output } S_b^{comp} = 1 \tag{۱۰-۴۲ ج}$$

که در رابطه‌ی فوق ΔT_t^*، ΔT_b^* و ΔT^* مقادیر تعریف شده توسط کاربر هستند و همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۹) نیز نشان داده شده است، خطای کنترل‌کننده‌ی گشتاور را تعیین می‌کند. در این شکل یک تابع دلخواه گشتاور برحسب زاویه ($T_e(\theta_e)$) همراه با مقدار گشتاور مرجع T_e^* و مجموعه‌ای از تنظیمات مربوط به گشتاور مرجع افزایشی $\Delta T_t^* = \Delta T_b^*$، ΔT^* نشان داده شده است. خروجی منطقی سه مقایسه‌کننده (همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۹) نشان داده شده است) توسط الگوریتم کلیدزنی مطابق با رابطه‌ی (۱۰-۴۲) تولید می‌شوند.

در رویکرد DITC از سه سیگنال مقایسه‌کننده در ماژول‌های کنترل‌کننده‌ی فاز شکل (۱۰-۳۸) استفاده می شود. سیگنال‌های مقایسه‌کننده S_t^{comp}، S_c^{comp} و S_b^{comp} به همه‌ی ماژول‌های کنترل‌کننده‌ی فاز وصل می‌شوند. با این حال در هر زمان (یا در هر زاویه‌ی روتور) یک ماژول کنترل‌کننده‌ی فاز یا از S_c^{comp} یا از ترکیب S_t^{comp}، S_b^{comp} به عنوان ورودی استفاده می‌کند. این انتخاب سیگنال‌ها همان‌طور که در شکل (۱۰-۴۰) نشان داده شده است، با تقسیم هر بازه‌ی زمانی فعال فاز به یک فاصله‌ی زمانی فاز ورودی (IPI) و یک فاصله‌ی زمانی فاز خروجی (OPI) صورت می‌پذیرد. شکل (۱۰-۴۰) منحنی ایده‌آل گشتاور استاتیک/ زاویه را برای فاز ۱ همراه با فواصل زمانی فعال فاز برای فازهای ۱ و ۲ (یعنی φ_1 و φ_2) نشان می‌دهد. برای یک ماشین چهار فازه τ_{rp} و فواصل فعال فاز به ترتیب برابر ۶۰

www.takbook.com

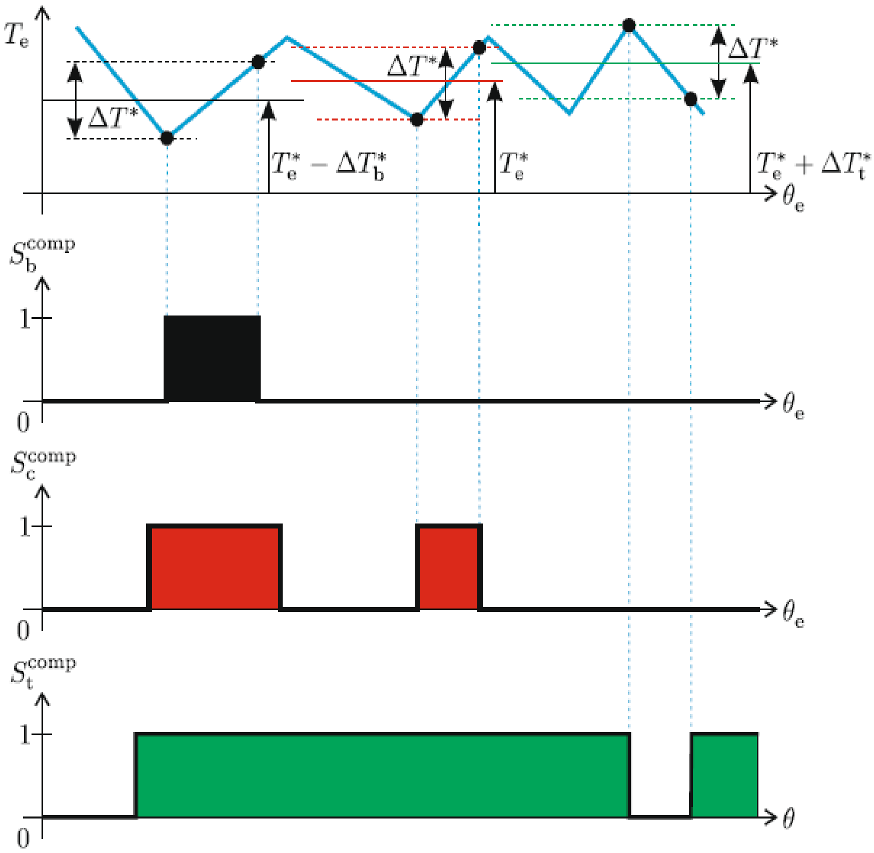
و ۳۰ درجه‌ی مکانیکی هستند؛ لازم به ذکر است که فواصل فعال فازها نسبت به یکدیگر ۱۵ درجه‌ی مکانیکی اختلاف دارند. بازه‌ی فاز ورودی ۱ قسمت اول فاصله‌ی زمانی فعال فاز ۱ را نشان می دهد به طوری که هیچ همپوشانی با فاز دوم φ۲ وجود ندارد. به همین ترتیب، بازه‌ی فاز خروجی ۱ آن قسمت از فاصله‌ی زمانی فعال فاز ۱ است که با فاز ۲ هم‌پوشانی دارد (همان‌طور که از شکل (۱۰-۳۸) نیز قابل مشاهده است). برای ماشین چهارفازه در هر زاویه‌ی روتور یک فاصله‌ی ICI و OPI فعال وجود خواهد داشت و این فواصل با کمک چهار سیگنال فعال فاز محاسبه می‌شوند؛ این چهار سیگنال نیز توسط ماژول دیکودر زاویه تولید می‌گردند. به عنوان مثال در بازه‌ی ICI فاز ۲ یک بازه‌ی OPI برای فاز ۱ وجود خواهد داشت.

استراتژی اصلی کنترل DITC این است که وظیفه‌ی تولید گشتاور مرجع مورد نیاز به فاز ورودی تخصیص دهد. سپس از فاز خروجی تعیین‌شده، برای افزایش تولید گشتاور در طول مدت زمان مربوط به بازه‌ی OPI متناظر استفاده می‌شود. برای اجرای این استراتژی کنترلی سیگنال‌های کلیدزنی مبدل به طور مستقیم از سه سیگنال مقایسه‌کننده طبق الگوریتم مندرج در جدول (۱۰-۳) تولید می‌شوند.

جدول (۱۰-۳): الگوریتم کلیدزنی کنترلر فاز

	فاز ورودی	فاز خروجی
Sw_t	S_c^{comp}	S_b^{comp}
Sw_b	سیگنال فاز فعال	S_c^{comp} * سیگنال فاز فعال

www.takbook.com

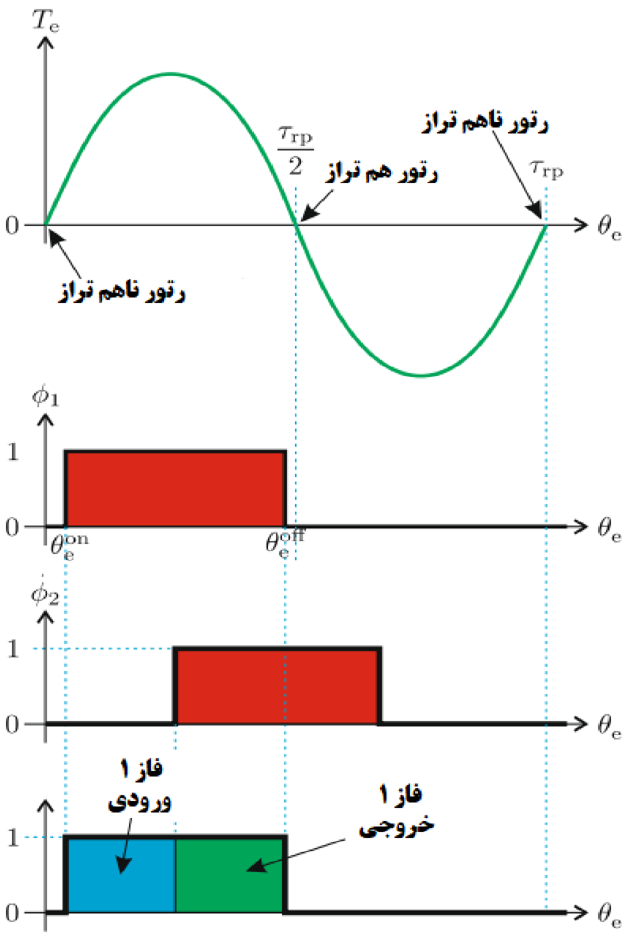


شکل (۱۰-۳۹): سیگنال‌های مقایسه‌کننده‌ی DITC

این الگوریتم ا سا سأ بیان می‌کند که کلید بالایی فاز ورودی در مبدل تو سط مقایســـه‌کننده با خروجی S_c^{copm} کنترل می‌شـــود. این بدان معنی اســـت که کنترل‌کننده‌ی فاز، گشـــتاور تخمین زده شـــده را در محدوده‌ی $T_e^* \pm \Delta T^*/2$ نگه می‌دارد. در همین زمان کنترل‌کننده‌ی خروجی، از مقایســـه‌کننده‌های خارجی با خروجی‌های S_b^{comp} و S_t^{comp} اســـتفاده می‌کند و اگر گشـــتاور تخمین زده شـــده (از مشـــاهده‌گر گشـــتاور) در زیر سـطح $T_e^* - \Delta T_b^* - \Delta T^*/2$ باشـد، این کنترل‌کننده کلید بالایی را فعال می‌کند. اگر کنترل‌کننده‌ی خروجی، گشتاور تخمین زده شده را بیش از سـطح $T_e^* + \Delta T_t^* + \Delta T^*/2$ تشـخیص دهد هر دو کلیدِ کنترل‌کننده‌ی

www.takbook.com

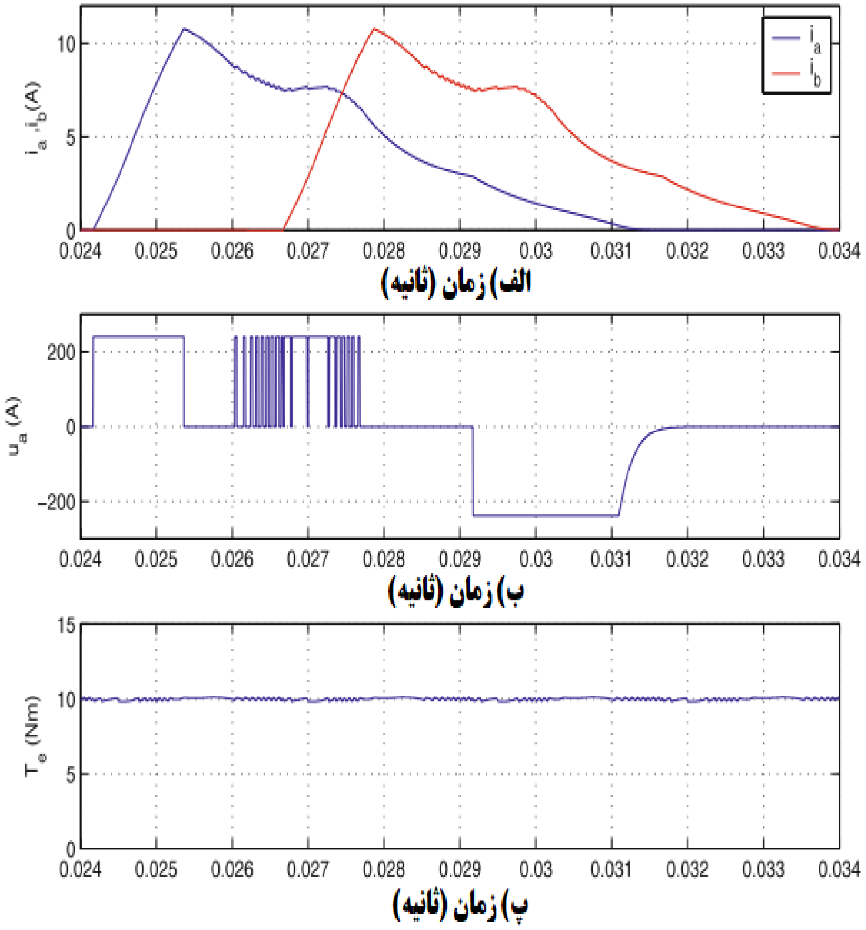
خروجی برای مغناطیس‌زدایی آن فاز باز خواهند شد. سرانجام مقادیر جریان فاز اندازه‌گیری شده نیز به ماژول‌های کنترل‌کننده‌ی فاز مربوطه متصل می‌شوند. این سیگنال‌های جریان توسط یک ماژول هیسترزیس جریان داخلی استفاده می‌شود تا جریان اندازه‌گیری شده را با حداکثر مقدار مشخص شده مقایسه کند. در صورت برابر شدن یا فراتر رفتن از این مقدار حداکثر، کلید بالایی مبدل بدون در نظر گرفتن جدول (۱۰-۳) تنظیم می‌شود تا جریان نتواند از حداکثر مقدار خود تجاوز کند.



شکل (۱۰-۴۰): سیگنال‌های کنترلی DITC

www.takbook.com

یک مثال شبیه سازی DITC در انتهای این فصل آورده شده است. شکل (۱۰-۴۱) نمونه‌ای از عملکرد این کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. در این مورد مقدار مرجع گشتاور روی $T_e^* = 10\,Nm$ تنظیم شده و مقدار مرجع گشتاور افزایشی برابر با $\Delta T_t^* = \Delta T_b^* = 0.5\,Nm$ در نظر گرفته شده است. یک منبع تغذیه‌ی ۲۴۰ ولتی با حداکثر جریان فاز ۱۱٫۸ A برای مبدل فرض شده است و زوایای روشن و خاموش نیز به ترتیب روی $\theta_e^{on} = -30^\circ$ و $\theta_e^{off} = 150^\circ$ تنظیم شده‌اند.



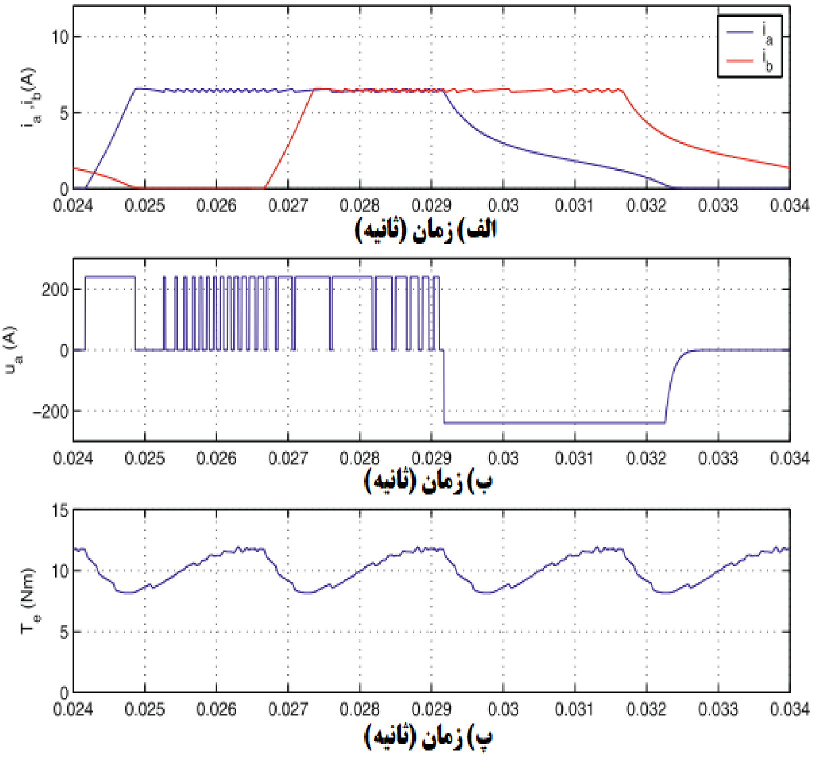
شکل (۱۰-۴۱): شکل موج‌های راه‌انداز SR بر پایه‌ی DITC که گشتاور آن دارای نوسانات کمی است

www.takbook.com

در شکل (۱۰-۴۱) جریان‌های دو فاز، ولتاژ فاز و گشتاور شفت برای ماشین ۸/۶ که در سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه کار می‌کند، نشان داده شده‌اند. آموزنده است که راه‌انداز مبتنی بر DITC با یک راه‌انداز مبتنی بر هیسترزیس که تحت شرایط بار و سرعت یکسان کار می‌کنند، مقایسه شود. جریان مرجع در مقدار 6,45 A تنظیم شده است تا همان گشتاور متوسط شفت که برای راه‌انداز مبتنی بر DITC در نظر گرفته شده است، محقق شود. زاویه‌های کنترل و ولتاژ منبع تغذیه در مقایسه با مورد قبلی بدون تغییر باقی می‌مانند. با توجه به نتایج نشان داده شده در شکل (۱۰-۴۲) می‌توان مشاهده کرد که گشتاور راه‌انداز مبتنی بر هیسترزیس در مقایسه با راه‌انداز مبتنی بر DITC دارای مؤلفه‌ی نوسانی بزرگ‌تری است.

هرچند برای رسیدن به این عملکرد باید کنترل دینامیکی جریان در محدوده‌ی بالاتری انجام شود که این موضوع را می‌توان با مقایسه‌ی جریان‌های فاز دو راه‌انداز نیز نتیجه‌گیری کرد. با افزایش گشتاور شفت، قله‌های جریان ایجاد شده در راه‌انداز DITC توسط کنترل‌کننده‌ی جریان محافظ محدود خواهند شد و این امر مانع از عملکرد کنترل‌کننده‌ی DITC می‌شود. علاوه بر این، هر دو روش کنترلی با فرکانس‌های ثابت کلیدزنی در مبدل کار نمی‌کنند که مانع از تحقق کنترل بهینه می‌شود (برای به حداقل رساندن انتشار صوتی یا به حداکثر رساندن بهره وری). با استفاده از اصول کنترلی پیش‌بین می‌توان یک DITC با فرکانس‌های ثابت کلیدزنی پیاده سازی کرد.

www.takbook.com



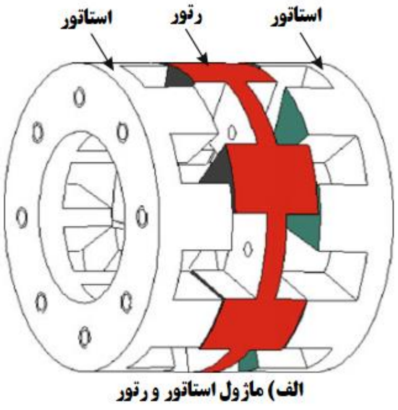
شکل (۱۰-۴۲): شکل موج‌های مربوط به راه‌انداز SR کنترل‌شده با هیسترزیس جریان

۱۰-۵- نمایش عددی ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده

در بخش‌های مختلف این فصل از جمله مثال‌های شبیه سازی، از مثال‌های عددی برای نشان دادن جنبه‌های خاص رفتار راه‌انداز SR استفاده شده است. برای این منظور از ماشین SR شار محوری ۸/۶ (SRAF) همان‌طور که در شکل (۱۰-۴۳) نشان داده شده است، استفاده می‌شود. مشخصه‌های مغناطیس‌شوندگی ماشین از طریق مجموعه‌ای از اندازه‌گیری‌های انجام شده در حالت روتور قفل شده استخراج می‌شود؛ در این روش یک پالس ولتاژ فاز اعمال شده و پاسخ گذرای جریان اندازه‌گیری می‌گردد. با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۷) می‌توان منحنی شار

www.takbook.com

پیوندی/جریان (برای زاویه‌ی روتور θ_k) را به صورت مجموعه‌ای از نقاط $\Psi_{ij}(i_{ij},\theta_k), ij=1\cdots N_i$ به دست آورد که در آن N_i تعداد (جفت) داده‌های اندازه‌گیری شده‌ی (یا محاسبه شده‌ی) شار پیوندی/جریان را نشان می‌دهد. این فرایند اندازه‌گیری باید برای مجموعه‌ی از زاویه‌های روتور و برای $k=1\cdots N_\theta$ تکرار شود که در این مثال از موقعیت غیر تراز $\theta_e=0^\circ;k=1$ شروع شده و تا موقعیت تراز شده‌ی $\theta_e=\theta_{max};k=N_\theta$ ادامه پیدا می‌کند. مقادیر نوعی برای N_θ و N_i به ترتیب برابر ۱۱ و ۲۰۰ هستند و مقادیر واقعی استفاده شده، براساس میزان اشباع (یعنی شکل مشخصه‌های مغناطیس‌شوندگی) تعیین می‌شوند. محققان تلاش‌های چشم‌گیری در خصوص توسعه‌ی یک نمایش ریاضی مناسب برای این خصوصیات و هم‌چنین تولید خودکار این اندازه‌گیری‌ها انجام داده‌اند. یک روش نسبتاً ساده برای حل این مشکل استفاده از یک جدول جستجوی دو بعدی است که بطور مستقیم بر اساس مجموعه‌ی نقاط $\Psi_{ij}=(i_{ij},\theta_k);k=1\cdots N_i$ و به وسیله‌ی اندازه‌گیری‌ها، تجزیه و تحلیل المان محدود یا روش‌های تحلیلی مسیر شار استخراج می‌شود. در مثال داده شده، جدول جستجو از طریق اندازه‌گیری‌ها به دست آمده است.



شکل (۱۰-۴۳): ماشین رلوکتانسی سوئیچ‌شونده‌ی ۸/۶ با شار محوری (SRAF)

www.takbook.com

برای بعضی از مدل‌ها (به عنوان مثال به شکل (۱۰-۱۵) مراجعه کنید) لازم است که از منحنی مغناطیس شوندگی مشتق گرفته شود. توجه داشته باشید که مشخصه‌های گشتاور را نیز می‌توان با استفاده از روش‌های روتور قفل شده اندازه‌گیری کرد (از جداول جستجو می‌توان برای نشان دادن داده‌ها استفاده کرد) یا از منحنی‌های مغناطیس‌شوندگی به دست آورد که در این حالت پردازش بیش‌تری برای مشتق‌گیری و انتگرال‌گیری (به روابط (۱۰-۱۸) و (۱۰-۱۹) نگاه کنید) لازم خواهد بود. اگر پردازش بیشتری برای منحنی‌های مغناطیس شوندگی لازم باشد (یعنی برای به دست آوردن مشتقات $\partial\psi/\partial i$ ، $\partial\psi/\partial\theta_e$ و گشتاور T_e) استفاده از منحنی‌های درجه‌ی سه پایه‌ای می‌تواند مؤثر باشد. دلیل این امر این است که این منحنی‌ها دارای تابع و مشتقات پیوسته هستند. علاوه بر این مشتقات آن‌ها نیز به آسانی در دسترس است که با توجه به نیاز به یافتن توابع مشتق (همان‌طور که در بالا ذکر شد) می‌تواند سودمند باشد.

در این‌جا از این روش برای نشان دادن مشخصه‌های ماشین به شکل مجموعه‌ای از ضرایب منحنی درجه‌ی سه استفاده شده است. تمام مشخصه‌های به کار رفته در این کتاب با استفاده از داده‌های مغناطیس‌شوندگی‌ای مشخص می‌شوند که بر حسب مجموعه‌ای از منحنی‌های دو متغیره نشان داده شده‌اند؛ این منحنی‌های دو متغیره نیز توسط مجموعه‌ای از گره‌های جریان ($\left[0\ i_1^s\ i_2^s\ i_{max}\right]$) و گره‌های زاویه ($\left[0\ \theta_1^s\ \theta_2^s\ \theta_{max}\right]$) تعریف می‌گردند که در شکل (۱۰-۱۸) نیز نشان داده شده است. مقادیر اختصاص یافته به این گره‌ها و مقدار مقاومت فاز در جدول (۱۰-۴) آورده شده است.

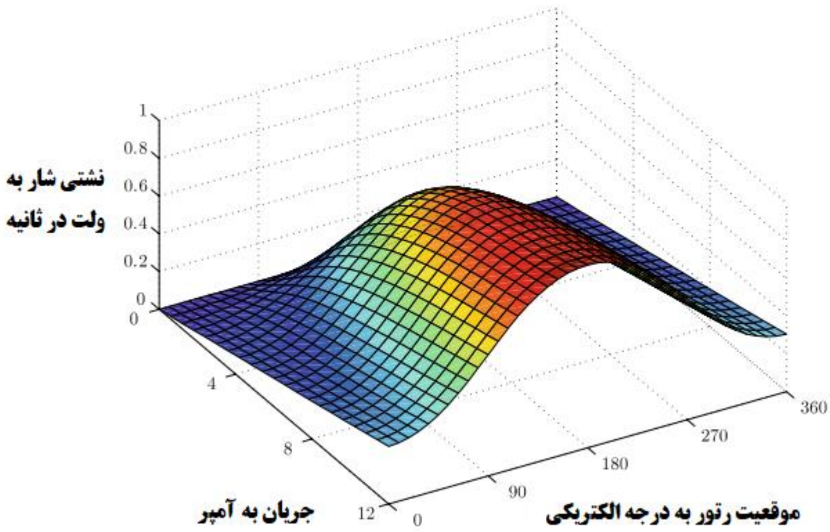
همان‌طور که در بالا ذکر شد، استفاده از روش‌های برازش منحنی درجه‌ی سه منجر به مشخصه‌های نشان داده شده در شکل (۱۰-۱۸) می‌شود. می‌توان از مجموعه‌ای از منحنی‌های درجه‌ی سه معمولی برای تولید یک منحنی درجه

www.takbook.com

سه‌ی دومتغیره از منحنی‌های مغناطیس شوندگی $\psi(i,\theta_e)$ (به شکل (۱۰-۴۴) نگاه کنید) و تابع وارون $i(\psi,\theta_e)$ استفاده کرد. همچنین از این روش می‌توان برای نمایش منحنی‌های زیر نیز استفاده کرد: منحنی‌های گشتاور استاتیک/جریان/زاویه $T(i,\theta_e)$ (شکل (۱۰-۴۵) را ببینید)، منحنی های اندوکتانس افزایشی $l(i,\theta_e)$ (شکل (۱۰-۴۶) را ببینید) و منحنی‌های EMF نرمالیزه‌شده بر حسب جریان/زاویه $e(i,\theta_e)$ (به شکل (۱۰-۴۷) نگاه کنید).

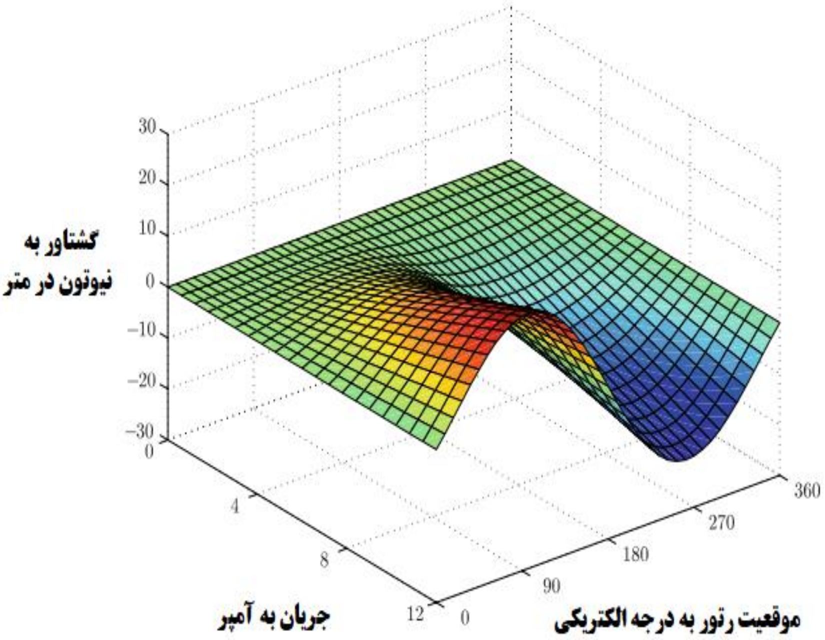
جدول (۱۰-۴): پارامترهای SR

پارامترها	مقدار
گره جریانی ۱ (i_1^s)	۳ آمپر
گره جریانی ۲ (i_2^s)	۵ آمپر
حداکثر جریان i_{max}	۱۲ آمپر
زاویه جریانی ۱ (θ_1^s)	۱۰ درجه مکانیکی
زاویه جریانی ۲ (θ_2^s)	۲۰ درجه مکانیکی
زاویه بدون تراز θ_{max}	۳۰ درجه مکانیکی
مقاومت فاز R	۱,۱ اهم

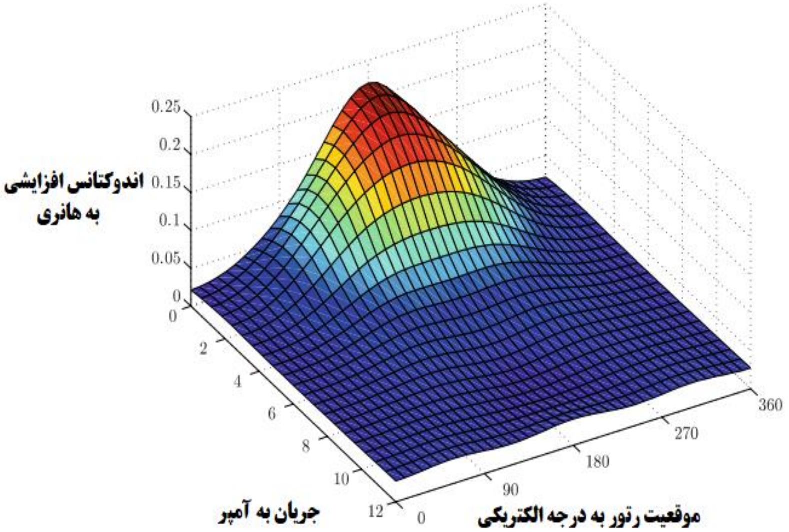


شکل (۱۰-۴۴): منحنی‌های مغناطیس‌شوندگی: $\psi(i,\theta_e)$

www.takbook.com

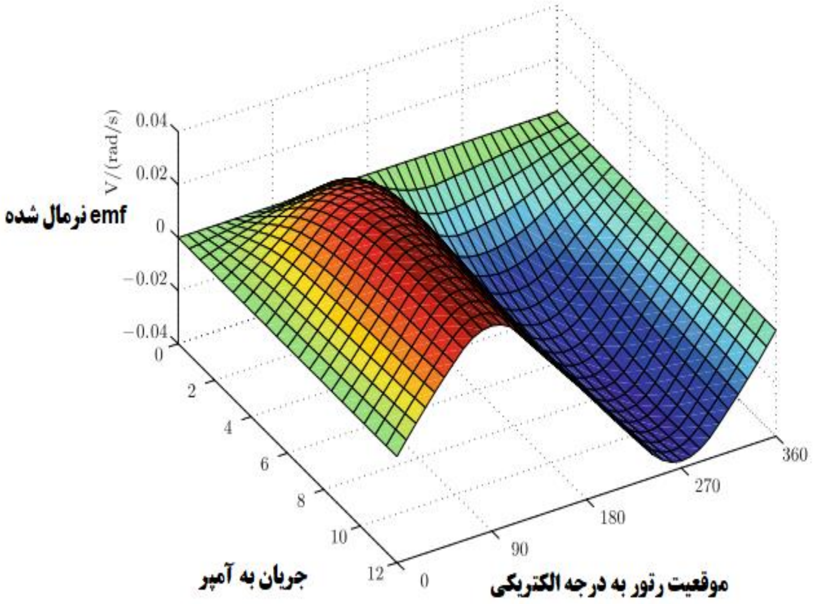


شکل (۱۰-۴۵): منحنی‌های گشتاور بر حسب جریان زاویه: $T(i, \theta_e)$



شکل (۱۰-۴۶): منحنی‌های اندوکتانس افزایشی بر حسب جریان/زاویه: $l(i, \theta_e)$

www.takbook.com



شکل (۱۰-۴۷): منحنی‌های EMF نرمالیزه‌شده بر حسب جریان/زاویه: $e(i, \theta_e)$

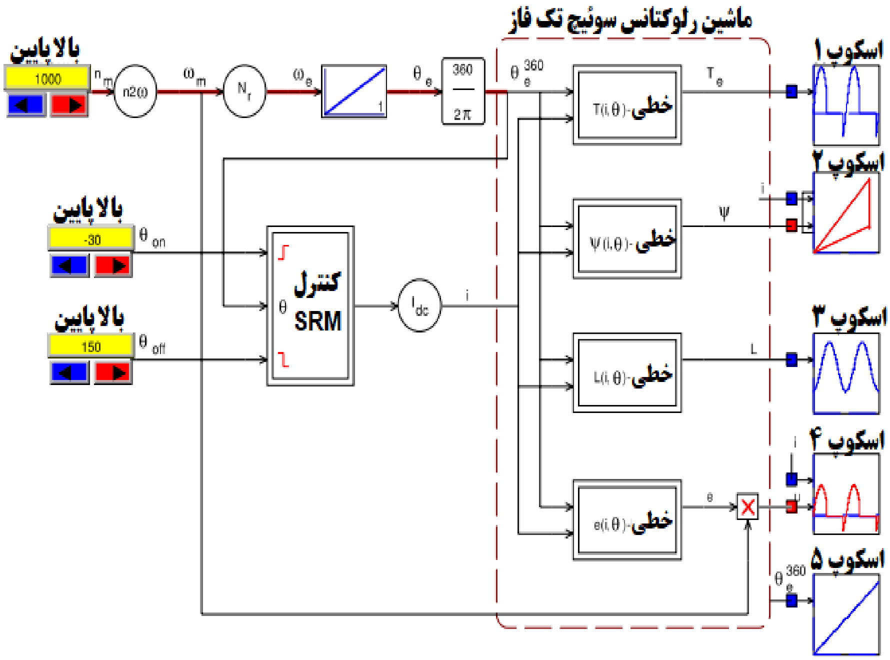
۱۰-۶- مثال‌های شبیه‌سازی

۱۰-۶-۱- مثال شبیه‌سازی ۱: تجزیه و تحلیل یک ماشین SR خطی با تحریک جریان

این مثال به شبیه‌سازی یک دستگاه SR ساده می‌پردازد که بخشی از آن با استفاده از مدل‌های عمومی شکل (۱۰-۱۴) و شکل (۱۰-۱۵) نشان داده شده است. یک ماشین خطی ۸/۶ مطابق با مدل بحث شده در بخش (۱۰-۵) فرض شده است. در این مورد یک فاز (فاز a) به یک منبع جریان وصل می‌شود در حالی که سرعت شفت باید در مقدار ثابت ۱۰۰۰ دور در دقیقه تنظیم گردد. در این شبیه‌سازی از جداول جستجو برای نشان دادن ماشین استفاده شده است. هدف از این مثال این است که خواننده بتواند شکل موج‌های وابسته به زمان را مورد

www.takbook.com

بر ر سی قرار دهد؛ این شکل موجها کمیت‌های زیر را تحت بهره‌برداری با سرعت ثابت نشـــان می‌دهند: گشـــتاور لحظه‌ای $T_e(t)$، شـــار پیوندی $\psi(t)$، اندوکتانس افزایشی $l(t)$، ولتاژ القایی u_e و جریان فاز ورودی $i(t)$ (فاز a). علاوه بر این خواننده می‌تواند با ا ستفاده از این مثال شبیه سازی، تأثیر تغییر زوایای کنترلی رو شن (θ_{on}) و خاموش شـــدن (θ_{off}) را (شـــکل (۱۰-۲۱) را ببینید) بر روی این شـــکل موجها بررسی کند.

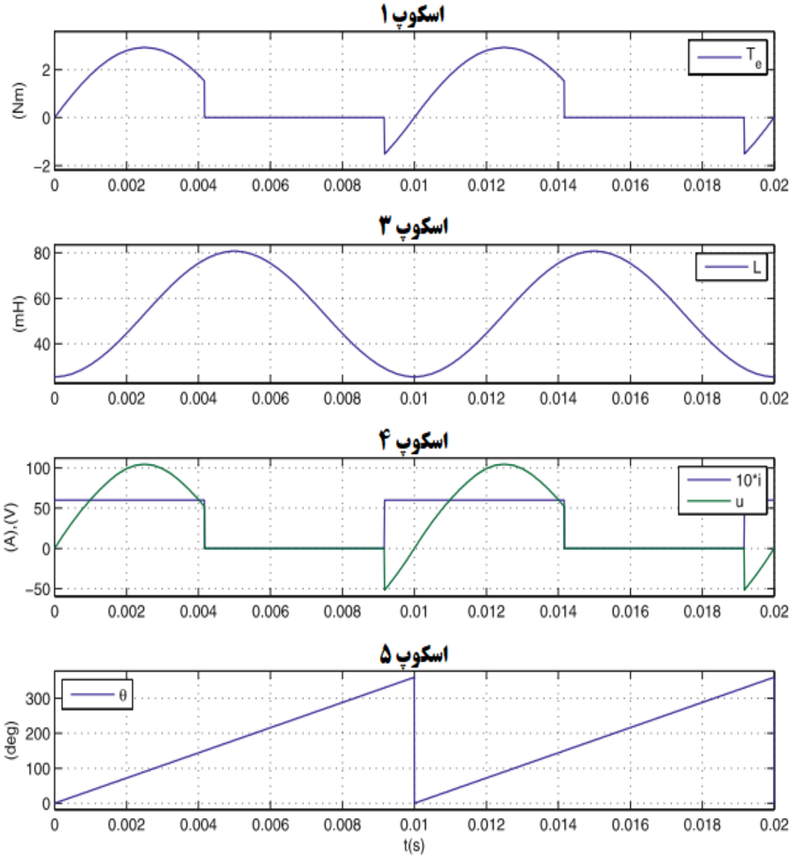


شکل (۱۰-۴۸): مثال شبیه‌سازی مربوط به مدل SR خطی به همراه تحریک جریان

مدل شـــبیه‌ســـازی مربوط به ماشـــین SR که در شـــکل (۱۰-۴۸) ارائه شـــده است، چهار ماژول عمومی را نشان می‌دهد که شامل مشخصه‌های ماشین در قالب جداول ج ستجو ا ست. ورودی‌های این ماژول‌ها، جریان فاز i و زاویه‌ی فاز روتور θ هســـتند. متغیر دوم یک زاویه‌ی روتور مربوط به فاز اســـت که از زاویه شـــفت θ_m حاصل می‌شود. زاویه فاز روتور θ با توجه به موقعیت غیر تراز فاز مورد نظر تعریف

www.takbook.com

می‌شـــود. از متغیر زاو یه فاز روتور و زاو یه های کنترلی θ_{on} و θ_{off} در وا حد کنترل‌کننده‌ی SR برای تولید سیگنال فعال فاز Sw ا استفاده می شوند. سیگنال Sw در یک ضریب بهره (که در این‌جا برابر ۶ است) ضرب می‌شود تا سیگنالی به دســت آید که نشــان دهنده‌ی شــکل موج ایده آل جریان فاز a با اندازه‌ی ۶ آمپر است.

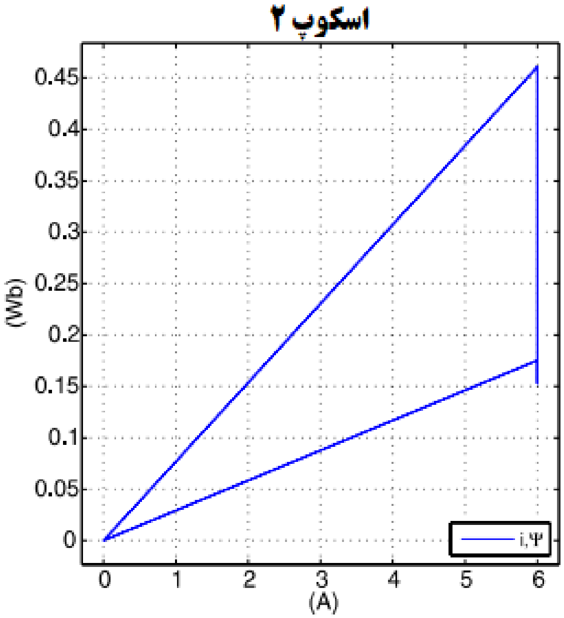


شکل (۱۰-۴۹): نتایج شبیه‌سازی برای مدل SR خطی به همراه تحریک جریان، $n_m = ۱۰۰۰$ rpm، $\theta_{on} = -30^\circ$ و $\theta_{off} = 150^\circ$

مجموعه‌ای از نمودارهای به د ست آمده از نرم‌افزار متلب در شکل‌های (۱۰-۴۹) و (۱۰-۵۰) ارائه شـــده‌اند؛ این نتایج از طریق ماژول‌های نوســـان‌نمای مورد

www.takbook.com

استفاده در شبیه‌سازی به دست آمده‌اند. در این مثال زاویه روشن شدن روی ۳۰- و زاویه‌ی خاموش شدن روی ۱۵۰ درجه تنظیم شده است. در این صورت جریان فاز ۳۰- درجه قبل از رســـیدن به موقعیت غیر تراز (برای فاز a) در مقدار ۶ آمپر تنظیم می شود و هنگامی که روتور به ۱۵۰ درجه‌ی فاز مورد نظر بر سد، خاموش می‌گردد. اگر زاویه رو شن روی صفر تنظیم شود، شکل موج گ شتاور فقط مثبت خواهد بود. مسیر شار پیوندی/جریان همان‌طور که در شکل (۱۰-۵۰) نشان داده شده ا ست باید شبیه به شکل (۱۰-۹) با شد؛ اما مقادیر مربوط به زاویه متفاوت خواهند بود، زیرا شکل دوم به یک پیکربندی ۲/۲ اشاره دارد.



شکل (۱۰-۵۰): نتایج شبیه‌سازی برای مدل SR خطی به همراه تحریک جریان، نمودار شار پیوندی/جریان با n_m = ۱۰۰۰ rpm ، $\theta_{on} = -30^\circ$ و $\theta_{off} = 150^\circ$

www.takbook.com

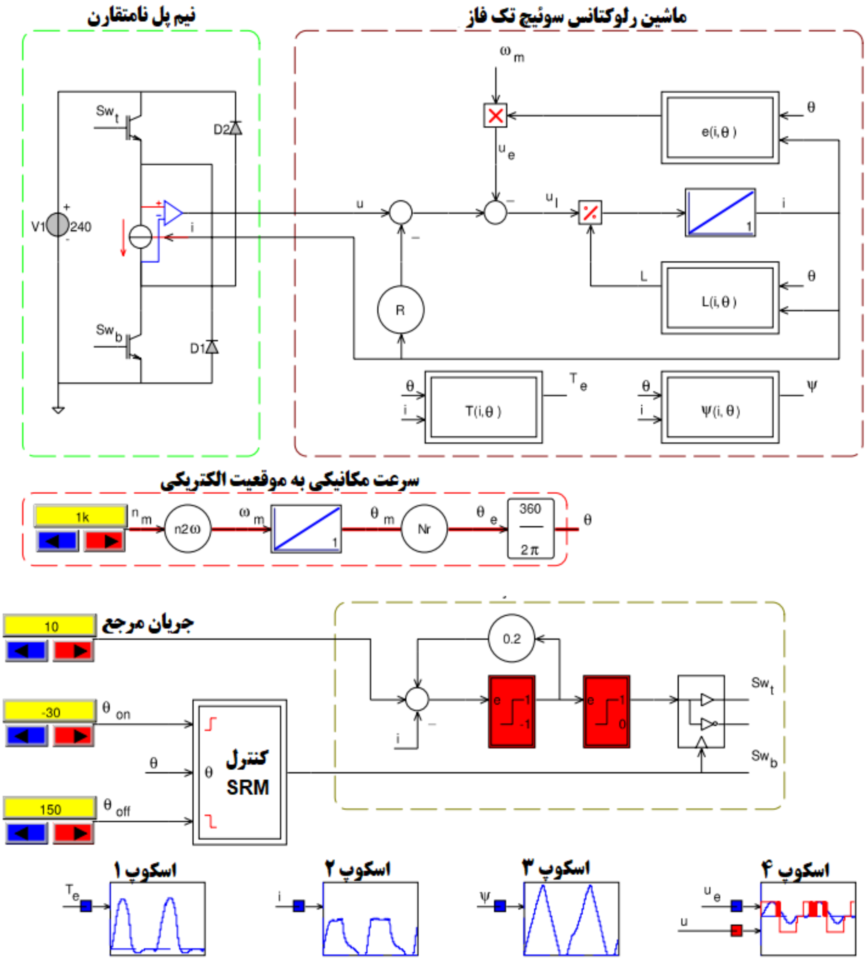
۱۰-۶-۲- مثال شبیه‌سازی ۲: ماشین SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس

در این مثال نمایش تک فاز یک ما شین SR غیر خطی با پیکربندی ۸/۶ و با مشخصه‌هایی ذکر شده در بخش (۱۰-۵) در نظر گرفته شده است. ماشین مورد نظر به یک مبدل نیم‌پل نامتقارن وصل می‌شود (شکل (۱۰-۱۹) را ببینید) که این مبدل نیز توسط یک منبع تغذیه‌ی DC با ولتاژ $u_{DC} = ۲۴۰\ V$ تغذیه می‌گردد. علاوه بر این از یک کنترل‌کننده‌ی نوع هیسترزیس (همان‌طور که در شکل (۱۰-۲۰) نشان داده شده است) با تنظیم جریان مرجع $i^* = ۱۰\ A$ و تنظیم خطای جریان $\Delta i = ۰{,}۴\ A$ استفاده می‌شود. مانند مورد قبلی شفت روتور با سرعت ثابت $n_m = ۱۰۰۰\ rpm$ می‌چرخد. هم‌چنین زوایای کنترلی باید به گونه‌ای تنظیم شوند که کاربر بتواند تأثیر آن‌ها را در نتایج شبیه‌سازی بررسی کند. از مدل کلی نشان داده شده در شکل (۱۰-۱۷) برای این مثال شبیه‌سازی استفاده شده است.

شبیه‌سازی داده شده در شکل (۱۰-۵۱) نمایان‌گر مدل کلی ماشین متصل شده به مبدل است. چهار ماژول یعنی T، ψ، l و e به همراه متغیرهای ورودی i و θ شامل جداول جستجوی مورد نیاز برای ساخت مدل (غیر خطی) ماشین (با مشخصه‌هایی که در بخش (۱۰-۵) آورده شده است) هستند. از یک مدل مداری برای نمایش مبدل استفاده شده است؛ این مبدل از طریق یک ماژول رابط تک‌فاز به ماشین وصل می‌شود تا ولتاژ تحریک ماشین را فراهم کند. متغیر جریان فاز نیز از طریق همان ماژول رابط تک‌فاز که بین دو کلید ایده آل مبدل (IGBT) قرار گرفته است، به مدل مدار باز می‌گردد. ماژول‌های شبیه‌سازی مورد استفاده برای تولید سیگنال فاز فعال Sw نسبت به مثال شبیه‌سازی قبلی بدون تغییر باقی

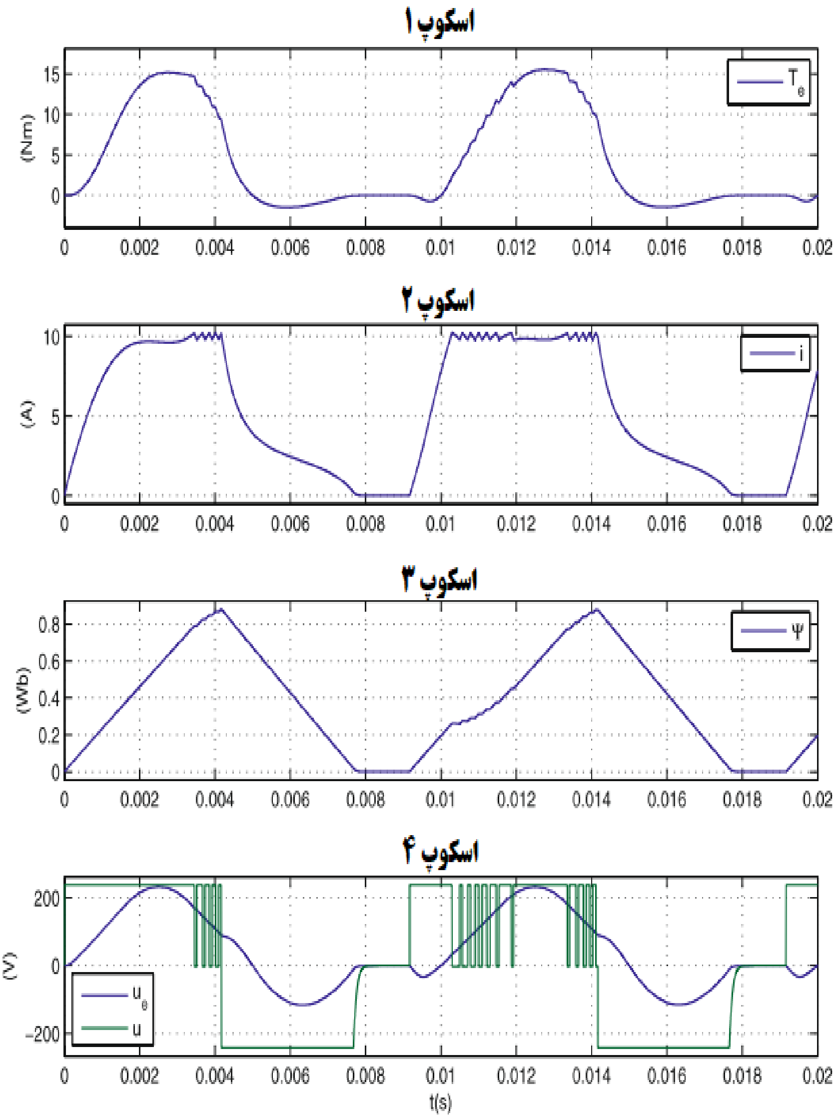
www.takbook.com

می‌مانند. در شکل (۱۰-۵۱) یک جریان مرجع با مقدار قابل تنظیم (که در این‌جا روی ۱۰ آمپر تنظیم گردیده) نشان داده شده است و این متغیر همراه با متغیر جریان فاز i، ورودی کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس را تشکیل می‌دهند. شکل موج‌های تولید شده توسط شبیه‌سازی با استفاده از ماژول‌های نوسان‌نما در شکل (۱۰-۵۲) نشان داده شده‌اند.



شکل (۱۰-۵۱): شبیه‌سازی مربوط به مدل SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس

www.takbook.com



شکل (۱۰-۵۲): نتایج شبیه‌سازی برای مدل SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی جریان هیسترزیس، $n_m =$ ۱۰۰۰ rpm، $\theta_{on} = -30^\circ$ و $\theta_{off} = 150^\circ$

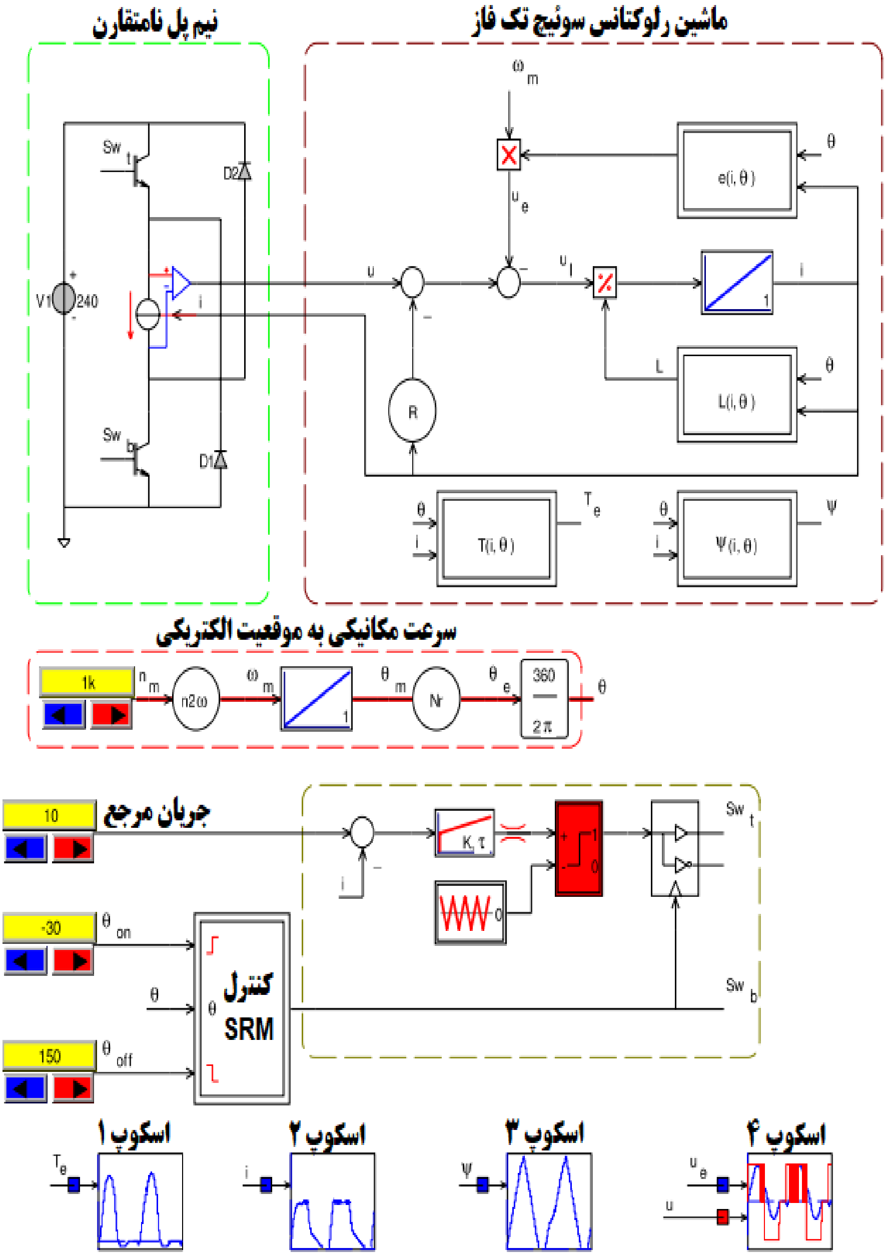
www.takbook.com

۱۰-۶-۳- مثال شبیه‌سازی ۳: ماشین SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی PWM

روش مبتنی بر PWM یک روش کنترلی جایگزین برای کنترل جریان هیسترزیس است که در بخش (۱۰-۲-۶) به آن پرداخته شد. در این مورد، ولتاژ متوسط فاز در طول بازه‌ی فعال فاز با تغییر سیکل کاری δ متعلق به کلید بالایی کنترل می‌شود. هدف این مثال اصلاح شبیه‌سازی بحث شده در مثال قبلی است که این کار با جایگزینی کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس با کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر PWM صورت می‌پذیرد. مدل ماشین، مشخصه‌های ماشین و شرایط بهره‌برداری راه‌انداز در مقایسه با مورد قبلی بدون تغییر باقی مانده است. در مدل مربوط به شبیه‌سازی (همان‌طور که در شکل (۱۰-۵۳) آورده شده است) یک کنترل‌کننده‌ی اصلاح شده‌ی PWM به کار رفته است که در آن از سیکل کاری به عنوان متغیر ورودی استفاده می‌شود.

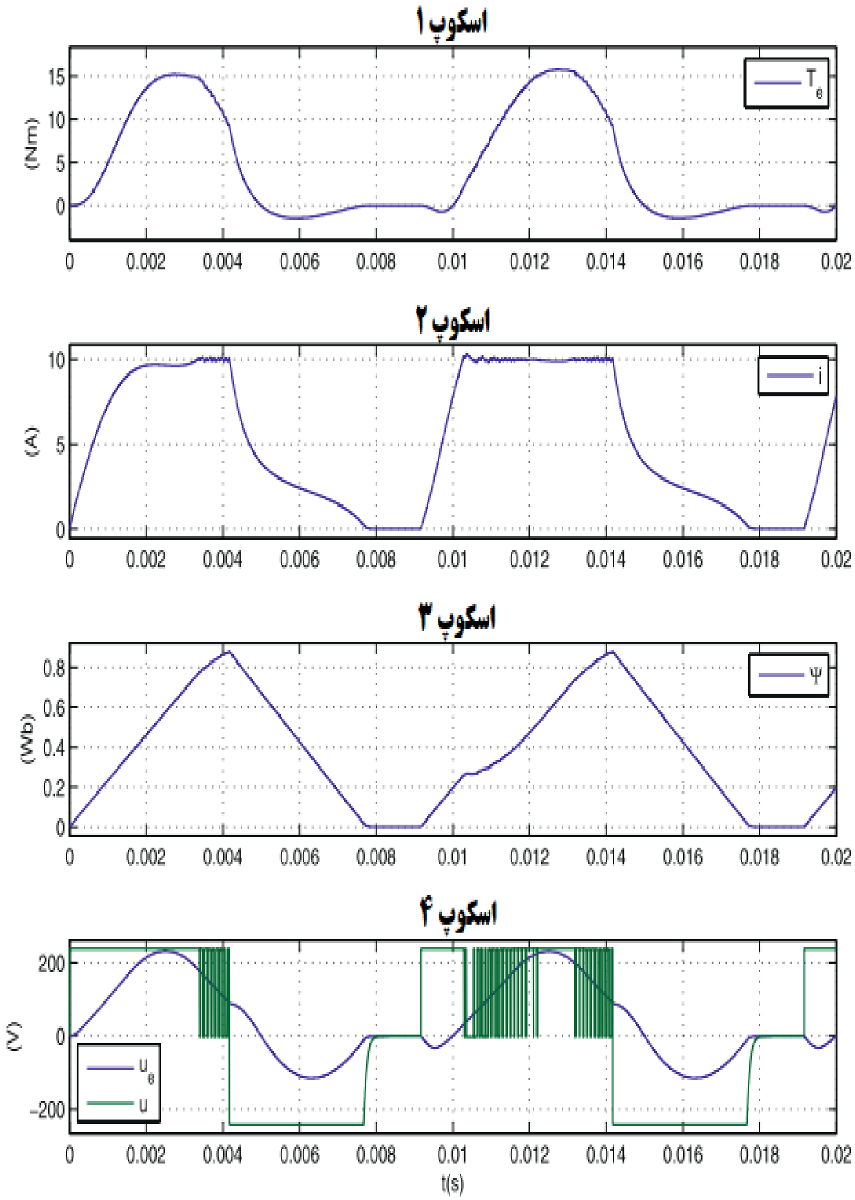
در این شبیه‌سازی، فرکانس کلیدزنی PWM عمداً در مقدار کوچک f_{PWM} = ۲۰۰۰ Hz هرتز انتخاب شده است تا اثر این نوع استراتژی کنترلی بر روی شکل موج‌های مختلف بهتر به تصویر کشیده شود. کاربر باید حداکثر جریان فاز را که در شبیه‌سازی ظاهر می‌شود، به کم‌تر از مقدار ۱۲ آمپر (حداکثر مقدار جریان) محدود کند که این امر می‌تواند با انتخابی دقیق از سیکل کاری میسر شود، در غیر این صورت جداول جستجوی مورد استفاده برای نمایش مشخصه‌های ماشین نتایج نادرست به همراه خواهد داشت. برای سرعت شفت n_m = ۱۰۰۰ rpm از سیکل کاری برابر با δ = ۰٫۴ استفاده می شود. خروجی شبیه سازی را می‌توان با همان نوسان‌نماهای مورد استفاده در مثال قبلی نشان داد. در شکل (۱۰-۵۴) نیز مجموعه‌ای از نمودارهای به دست آمده از نرم‌افزار متلب آورده شده است.

www.takbook.com



شکل (۱۰-۵۳): شبیه‌سازی مربوط به مدل SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی PWM

www.takbook.com



شکل (۱۰-۵۴): نتایج شبیه‌سازی برای مدل SR غیر خطی با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی PWM، $n_m = ۱۰۰۰$ rpm، $\theta_{on} = -30^\circ$ و $\theta_{off} = 150^\circ$

www.takbook.com

۱۰-۶-۴- مثال شبیه‌سازی ۴: مدل SR غیر خطی چهارفازه با تحریک ولتاژ و کنترل هیسترزیس

مثال ارائه شده در بخش (۱۰-۶-۲) با یک نمایش تک‌فاز از راه‌انداز SR ۸/۶ که با کنترل جریان نوع هیسترزیس کار می‌کرد، مرتبط بود. در این مثال شبیه‌سازی، مدل بحث شده در بخش (۱۰-۶-۲) به گونه‌ای توسعه داده می‌شود تا شامل هر چهار مرحله‌ی راه‌انداز شود. سپس گشتاور شفت حاصل مورد بررسی قرار می‌گیرد و علاوه بر این می‌توان شبیه‌سازی را برای اینرسی مرکب بار/ماشین که روی $J = ۰٫۰۰۱\ kgm^۲$ تنظیم شده است، انجام داد. برای این کار از یک مشخصه‌ی درجه‌ی دو برای سرعت/گشتاور بار استفاده می‌شود که این مشخصه باید به گونه‌ای تنظیم گردد که گشتاور بار ۲ نیوتون‌متری را در سرعت $n_m =$ ۳۰۰۰ rpm فراهم کند. در این شبیه‌سازی باید بتوان بهره‌برداری از راه‌انداز در سرعت ثابت و هم‌چنین سرعت متغیر را نیز لحاظ کرد.

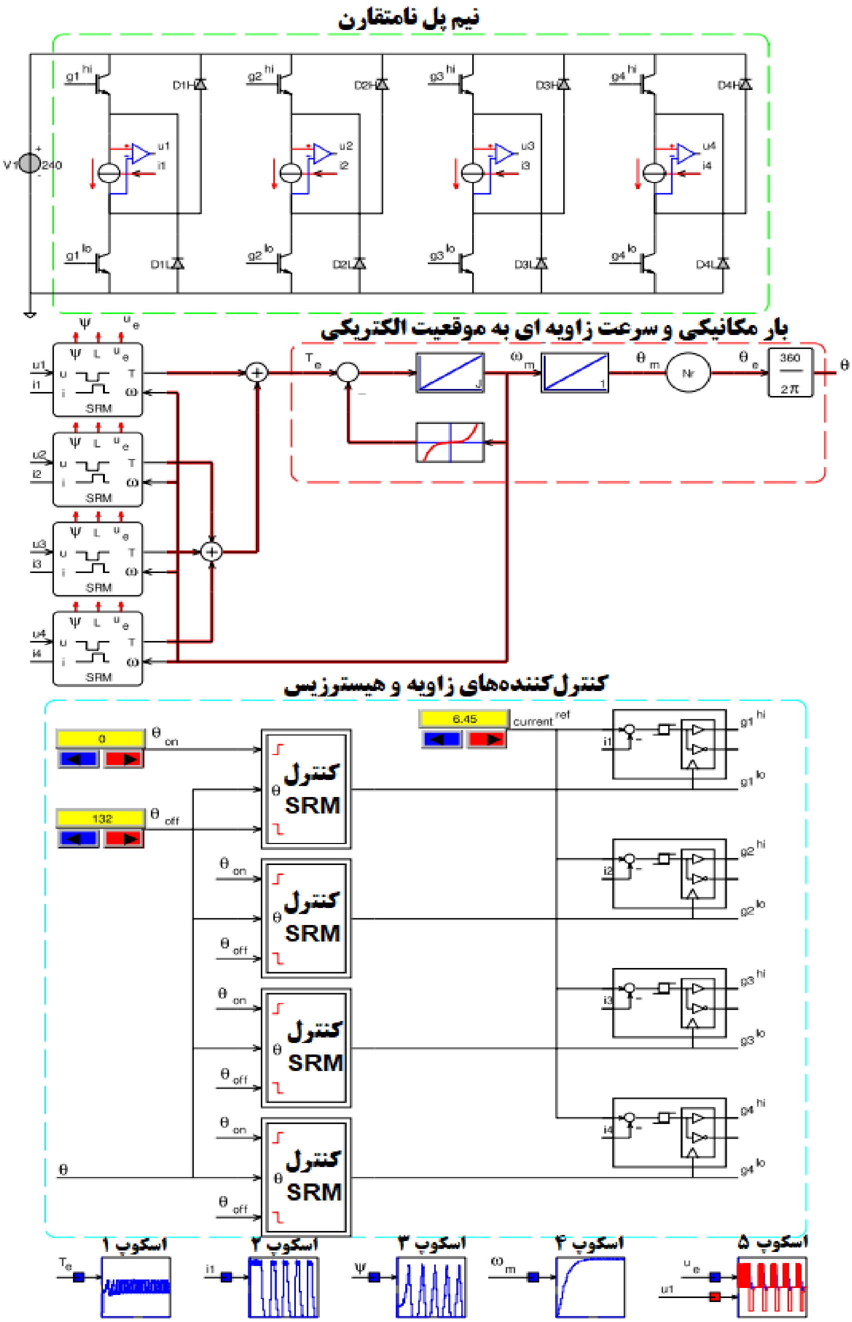
نمونه‌ای از مدل مربوط به این شبیه‌سازی در شکل (۱۰-۵۵) آورده شده است که ساختار دینامیکی کامل راه‌انداز SR را نشان می‌دهد. مواردی که در این شکل نشان داده شده‌اند عبارتند از: مبدل (مبدل چهار فاز نامتقارن نیم‌پل)، یک ماشین SR چهار فاز (هر فاز به طور جداگانه مدل می شود) و چهار ماژول کنترل که شامل کنترل زاویه و کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس (همانند بخش ۱۰-۶-۲) است. هم‌چنین ماژول مربوط به ماشین مدلی را نشان می‌دهد که در بخش (۱۰-۶-۲) نیز مورد بحث قرار گرفت. خروجی گشتاور این ماژول‌ها با هم جمع می‌شوند تا کل گشتاور ماشین یعنی T_e به دست آید. گشتاور کل به یک بار مکانیکی تحویل داده می‌شود تا سرعت و موقعیت روتور محاسبه گردد. این بلوک از یک انتگرال‌گیر با بهره‌ی ۱/J استفاده می‌کند تا اینرسی روتور نیز شبیه‌سازی شود.

www.takbook.com

از ماژول‌های نوسان‌نما نیز برای بررسی نتایجی استفاده می‌شود که با استفاده از نمودارهای نرم‌افزار متلب به دست آمده‌اند. در این مثال دو نمودار نمونه ارائه شده‌اند. مجموعه‌ی اول نتایج همان‌طور که در شکل (۱۰-۵۶) آورده شده است، راه‌اندازی ماشین را بدون بار نشان می‌دهد. برای این مثال جریان مرجع و زاویه‌های کنترلی به ترتیب روی $i^* = ٦,٤٥\ A$، $\theta_{on} = 0^\circ$ و $\theta_{off} = 132^\circ$ تنظیم شده‌اند. زمان کل شبیه سازی ۶۰ میلی‌ثانیه در نظر گرفته شده است تا ماشین بتواند از سرعت صفر تا تقریباً ۳۰۰۰ دور در دقیقه شتاب بگیرد.

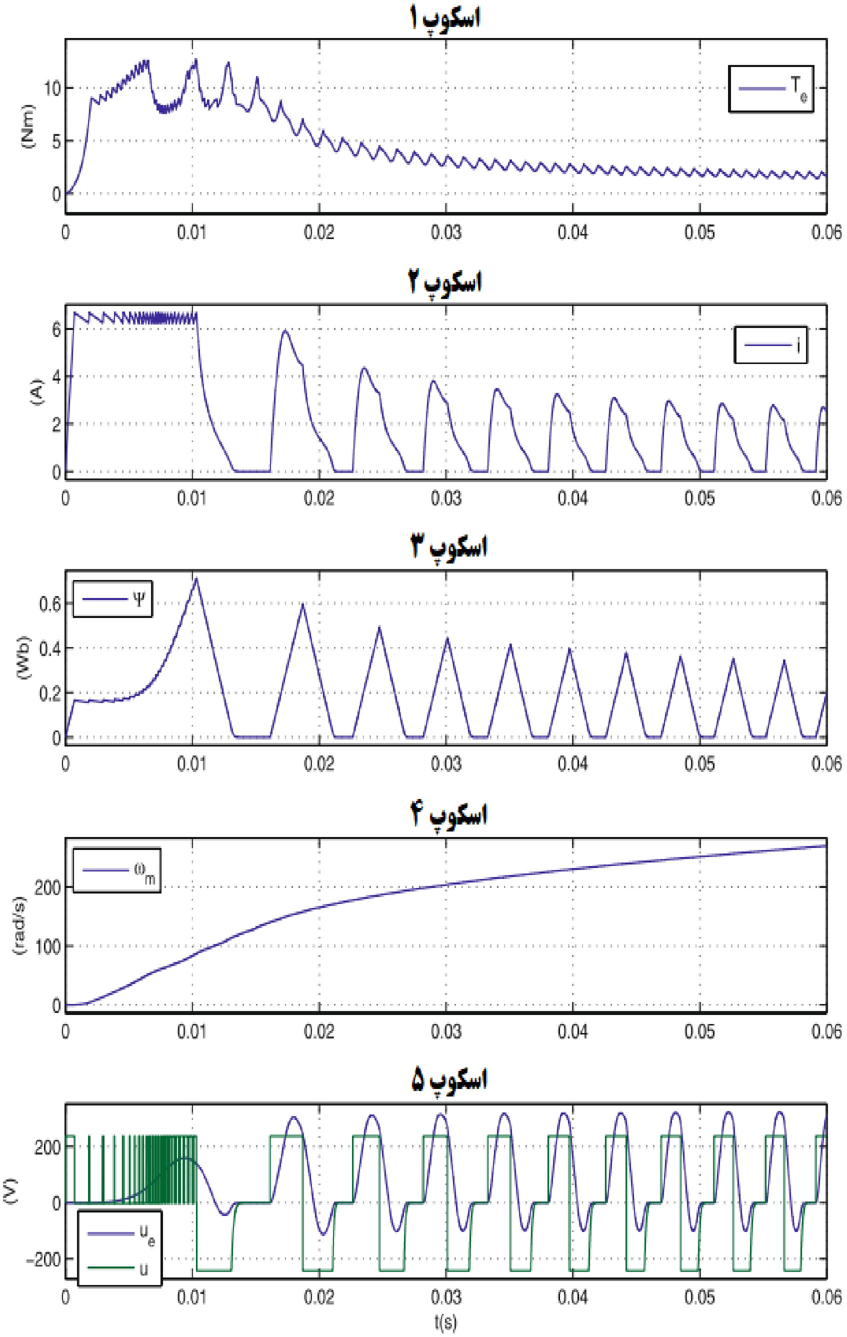
مجموعه‌ی دوم نتایج همان‌طور که در شکل (۱۰-۵۷) آورده شده است، به جای گشتاور بار، بهره‌برداری را تحت یک بار درجه دوم (یعنی با سرعت تعریف شده توسط کاربر) نشان می‌دهد. در این حالت سرعت شفت سریعاً در مقدار ۱۰۰ رادیان بر ثانیه قرار می‌گیرد در حالی که مرجع جریان و زاویه های کنترلی به ترتیب در مقادیر $i^* = ٦,٤٥\ A$، $\theta_{on} = 0^\circ$ و $\theta_{off} = 132^\circ$ تنظیم شده‌اند. توجه داشته باشید که بهره‌برداری از راه‌انداز در سرعت ثابت برای بهینه سازی عملکرد راه‌انداز مناسب است، به عنوان مثال زاویه‌های کنترلی مورد نیاز را می‌توان به گونه‌ای انتخاب کرد که بالاترین گشتاور متوسط به دست آید.

www.takbook.com



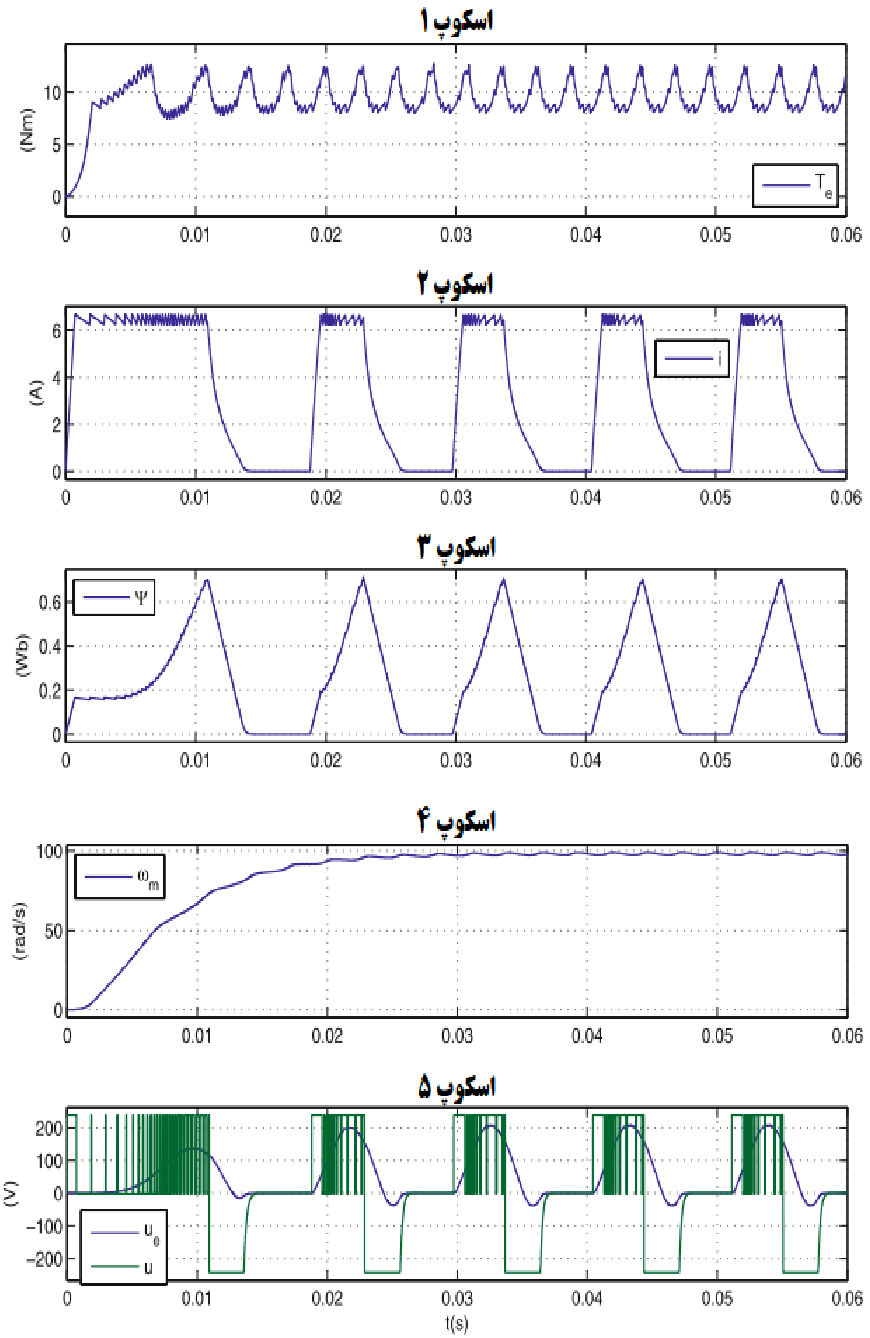
شکل (۱۰-۵۵): شبیه‌سازی مربوط به مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل هیسترزیس

www.takbook.com



شکل (۱۰-۵۶): نتایج شبیه‌سازی برای راه‌اندازی ماشین SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس در حالت بی‌باری، $i^* = ٦,٤٥$ A، $\theta_{on} = 0^\circ$، $\theta_{off} = 132^\circ$

www.takbook.com



شکل (۱۰-۵۷): نتایج شبیه‌سازی برای مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی هیسترزیس، $i^* = ۶٫۴۵\ A$، $\theta_{on} = 0^\circ$، $\theta_{off} = 132^\circ$، بار با مشخصه‌ی درجه‌ی دو

www.takbook.com

۱۰-۶-۵- مثال شبیه‌سازی ۵: مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل مستقیم گشتاور لحظه‌ای (DITC)

در آخرین مثال شبیه‌سازی این فصل از روش کنترلی نوع DITC برای راه‌انداز SR (همان‌طور که در بخش (۱۰-۴-۳) مورد بحث قرار گرفت) استفاده می‌شود. یک نقطه شروع مناسب برای این تمرین در نظر گرفتن مثال قبلی است که در آن کنترل‌کننده‌ی جریان نوع هیسترزیس به همراه سیگنال‌های فعال فاز کلیدهای مبدل را کنترل می‌کردند. برای این مثال شبیه‌سازی یک ساختار کنترلی از نوع DITC (همان‌طور که در شکل (۱۰-۳۸) آورده شده است) مورد بررسی قرار می‌گیرد. برای این منظور مدل شبیه‌سازی داده شده در شکل (۱۰-۵۵) باید به گونه‌ای اصلاح شود که بتوان به آن یک ماژول کنترل DITC اضافه کرد. این ماژول کنترلی از گشتاور اندازه‌گیری شده‌ی T_e (که در این حالت مستقیماً از مدل ماشین SR به دست می‌آید)، گشتاور مرجع T_e^* (که توسط کاربر تعریف می‌شود)، چهار جریان فاز اندازه‌گیری شده‌ی i_1، i_2، i_3، i_4 و چهار سیگنال فعال فاز $g_1^{hi,lo}$، $g_2^{hi,lo}$، $g_3^{hi,lo}$، $g_4^{hi,lo}$ استفاده می‌کند. مدل شبیه‌سازی مربوط به این مثال در شکل (۱۰-۵۸) پیاده سازی شده است. در این شکل وجود یک واحد کنترل‌کننده‌ی DITC با ورودی‌های مورد نیاز به راحتی قابل مشاهده است. خود این ماژول دارای یک ساختار کنترلی مطابق با مدل ارائه شده در شکل (۱۰-۳۸) است. در این شبیه‌سازی زاویه‌های کنترل θ_{on} و θ_{off} می‌توانند توسط کاربر انتخاب شوند. در کاربردهای صنعتی راه‌انداز DITC SR از جداول جستجو استفاده می‌شود تا مجموعه‌ای بهینه از زاویه‌ها در هر سرعت شفت مرجع تولید شوند. همان‌طور که از شکل (۱۰-۵۸) مشاهده می‌شود، هر دو کلید مبدل برای هر یک از این چهار فاز به طور مستقیم توسط ماژول DITC کنترل می‌شوند.

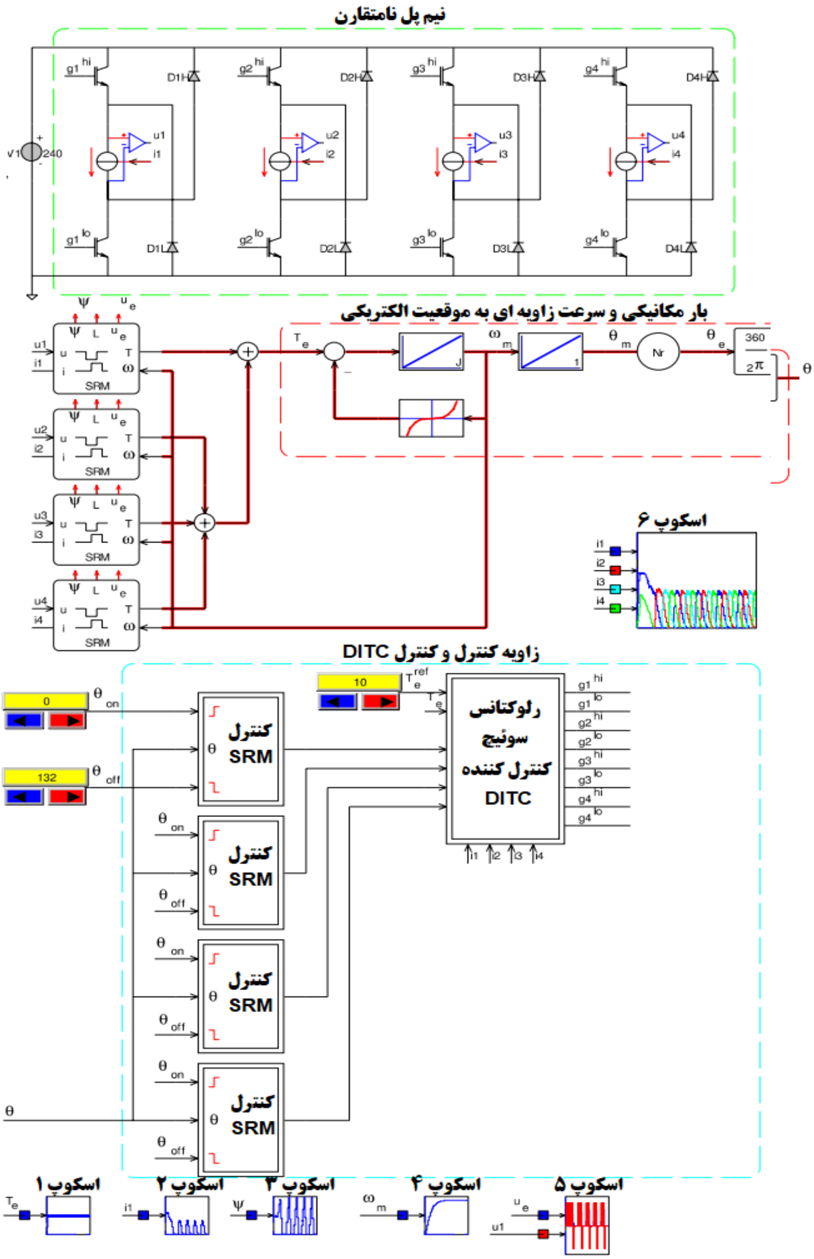
www.takbook.com

در این مثال مقدار مرجع گشـــتاور روی $T_e^* = 10\,Nm$ تنظیم و مقدار مرجع گشـتاور افزایشـی برابر با $\Delta T_t^* = \Delta T_b^* = 0.05\,Nm$ در نظر گرفته شـده اسـت که برابر با مقادیری ه ستند برای تولید نتایج عددی ن شان داده شده در بخش (۱۰-۳-۴) ا ستفاده شد. هم‌چنین از مجموعه‌ای از نو سان‌نماهای م شابه با موارد به کار رفته در مثال قبلی ا ستفاده شده ا ست تا بتوان شکل موج‌های شبیه سازی شده توســط نرم‌افزار متلب را ارز یابی کرد. نمو نه ای از ن تایج به دســـت آ مده با کنترل‌کننده‌ی DITC در شـــکل (۱۰-۵۹) آورده شـــده اســـت. این نتایج، توالی راه‌اندازی را برای یک ماشین SR که به یک بار با مشخصه‌ی گشتاور/سرعت درجه دوم متصل شده ا ست، نشان می‌دهند. هر دو زاویه‌ی کنترل عمداً روی $\theta_{on} = 0^{\circ}$ و $\theta_{off} = 132^{\circ}$ تنظیم شده‌اند تا مقای سه‌ی نتایج با مورد راه‌اندازی قبلی آ سان‌تر گردد (شکل (۱۰-۵۶) را ببینید). با توجه به نتایج نشان داده شده در شکل (۱۰-۵۶) می‌توان م شاهده کرد که کنترل‌کننده قادر ا ست گشتاور را در سرعت مرجع کم‌تر از ســـرعت پایه‌ای راه‌انداز (که در این‌جا ۱۴۶۸ دور در دقیقه اســـت) حفظ کند. با افزایش ســـرعت نیروی ضـــد محرکه نیز افزایش می‌یابد (همان‌طور که در SCOPE۳، مســـیر u_e نیز قابل مشـــاهد اســـت) که منجر به کاهش ســـطح جریان می‌گردد. عملکرد بالاتر از سرعت پایه‌ای برای هر دو راه‌انداز (هیسترزیس و مبتنی بر DITC) یکسان است چرا که هر دو از تنظیمات زاویه‌ی کنترل یکسانی استفاده می‌کنند.

مجموعه دوم نتایج در شـــکل (۱۰-۶۰) اورده شـــده‌اند. این نتایج عملکرد راه‌انداز را تحت بار درجه دوم (که منجر به یک سرعت تقریبا ثابت می‌شود) نشان می‌دهد. با توجه به نتایج نشان داده شده در شکل (۱۰-۶۰) می‌توان مشاهده کرد که کنترل‌کننده‌ی DITC قادر اســت گشــتاور شــفت را در ســرعت انتخاب شــده تقریباً ثابت نگه دارد که در مقایســه با نتایج به دســت آمده از کنترل‌کننده‌ی نوع

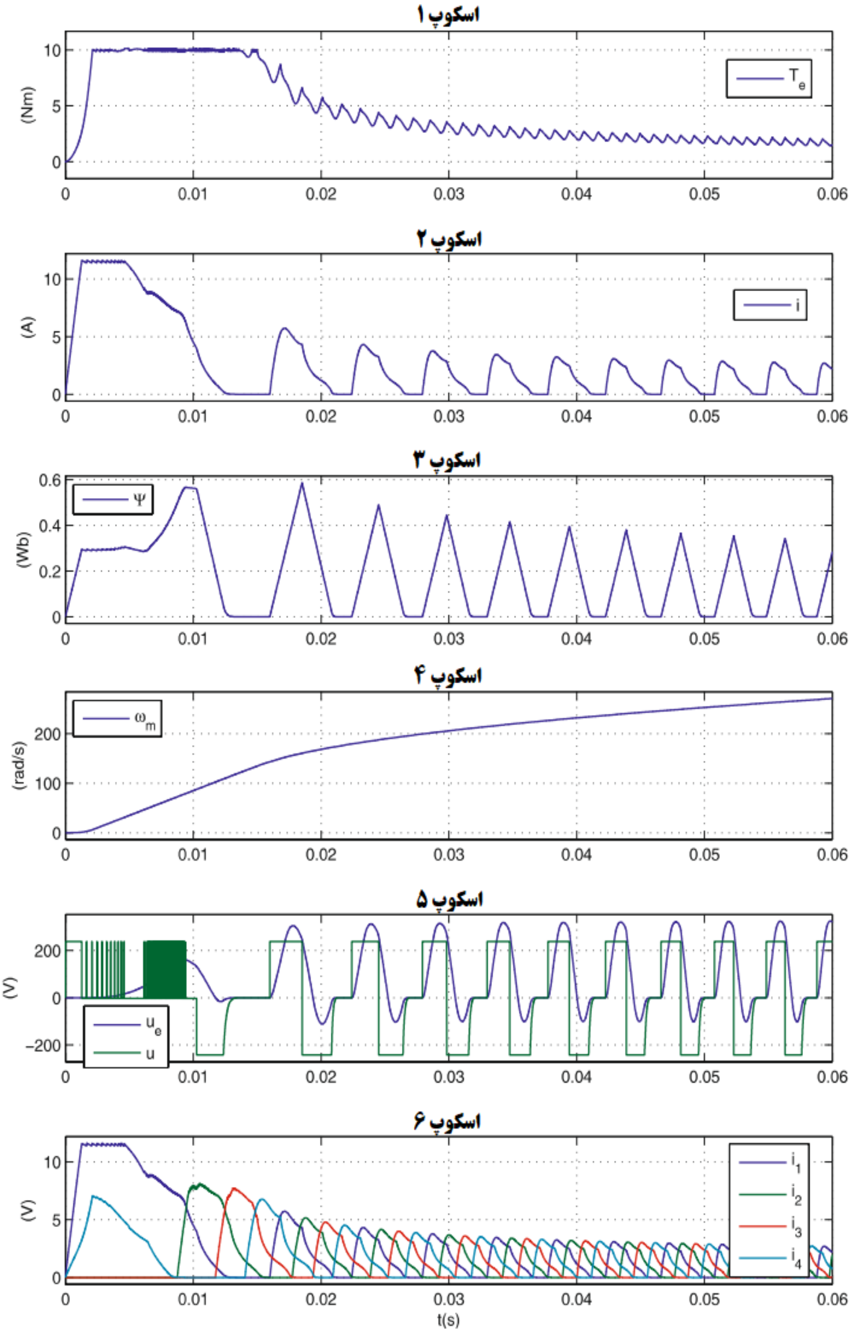
www.takbook.com

هیسترزیس (در شرایط بهره‌برداری مشابه) بسیار متفاوت است؛ این موضوع را می‌توان با مقایسه‌ی شکل‌های (۱۰-۶۰) و (۱۰-۵۷) مشاهده کرد.



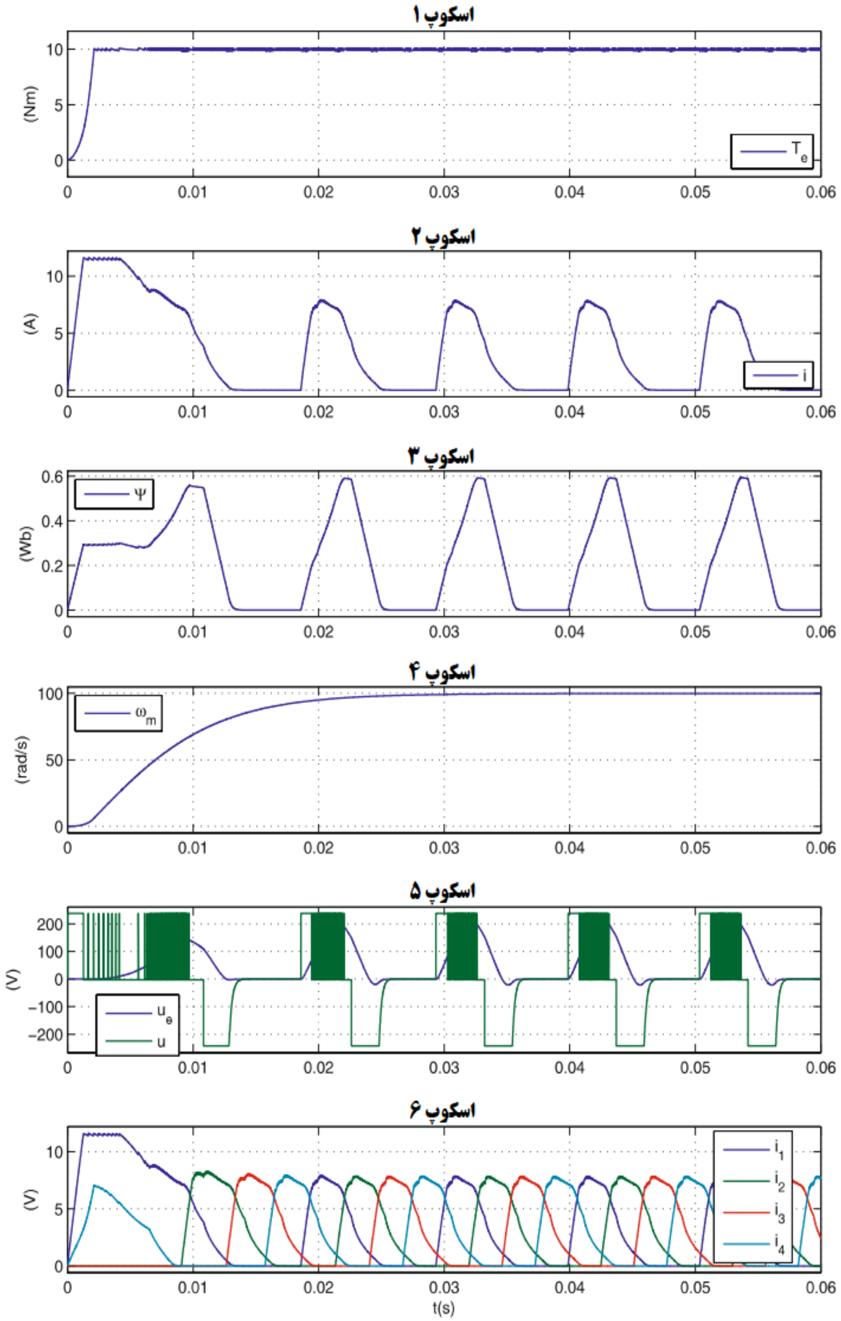
شکل (۱۰-۵۸): شبیه‌سازی مربوط به مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و DITC

www.takbook.com



شکل (۱۰-۵۹): نتایج شبیه‌سازی مربوط به راه‌اندازی مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر DITC در حالت بی‌باری

www.takbook.com



شکل (۱۰-۶۰): نتایج شبیه‌سازی مربوط به راه‌اندازی مدل SR غیر خطی چهار فاز با تحریک ولتاژ و کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر DITC، $T_e^* = 10.0$ Nm، بار درجه‌ی دو ۱۰ Nm در سرعت ۱۰۰ rad/

www.takbook.com

اختصارات

ASM	induction machine	ماشین القایی
CFO	calculation of field orientation	محاسبه جهت گیری میدانی
DC	direct current	جریان مستقیم
DCM	DC machine	ماشین DC
DFO	direct field orientation	جهت گیری میدان مستقیم
DITC	direct instantaneous torque control	کنترل مستقیم گشتاور لحظه ای
DSP	digital signal processors	پردازنده های سیگنال دیجیتال
FOC	field oriented control	کنترل میدان گرا
IFO	indirect field orientation	جهت گیری میدانی غیر مستقیم
IRTF	ideal rotating transformer	ترانسفورماتور دوار ایده آل
ITF	ideal transformer	ترانسفورماتور ایده آل

www.takbook.com

MA	maximum ampere	حداکثر آمپر
MF	maximum flux	حداکثر شار
MMF	magneto-motive forces	نیروهای محرکه مغناطیسی
MTPA	maximum torque per ampere	حداکثر گشتاور در هر آمپر
MTPF	maximum torque per flux	حداکثر گشتاور در هر شار
PM	permanent magnet	آهنربای دائمی
PMSM	permanent magnet synchronous machine	ماشین سنکرون آهنربای دائمی
PWM	pulse width modulation	مدولاسیون عرض پالس
SM	synchronous machine	ماشین سنکرون
SR	switched reluctance	رلوکتانس سوئیچ
SRAF	SR axial flux	شار محوری SR
SRM	switched reluctance machine	ماشین رلوکتانس سوئیچ
UFO	universal field-oriented	میدان گرای عمومی

www.takbook.com

فهرست نمادها

a	acceleration	شتاب
Θ	angle in mechanical degrees	زاویه به درجه مکانیکی
θ	angle in electrical degrees	زاویه به درجه الکتریکی
C	capacitance	ظرفیت خازنی
I	current	جریان
i	current	جریان
D	diode	دیود
e	back e.m.f.	Emf برگشتی
E	energy	انرژی
W	energy	انرژی
F	force	نیرو
ψ	flux linkage	پیوند شار

www.takbook.com

فرکانس	frequency	f
امپدانس	impedance	Z
اندوکتانس افزایشی	incremental inductance	l
اندوکتانس	inductance	L
اینرسی	inertia	J
پارامتر	parameter	K
فاکتور (به عنوان مثال فاکتور سیم پیچی)	factor (e.g. winding factor)	k
نسبت جریان (به عنوان مثال بین جریان اتصال کوتاه و حداکثر جریان در ماشین‌های PM)	current ratio (e.g. between short circuit current and maximum current in PM machines)	κ
عامل نشتی	leakage factor	χ
جرم	mass	m
شار مغناطیسی	magnetic flux	ϕ
جرم	mass	M

www.takbook.com

N	number (e.g. Number of segments)	تعداد (به عنوان مثال تعداد بخش ها)
T	period	دوره
pf	power factor	ضریب توان
P	power	توان
p	power	توان
p	pole pair number	شماره جفت قطب
r	distance	فاصله
R	radius	شعاع
r	radius	شعاع
X	reactance	راکتانس
R	resistance	مقاومت
T	simulation time	زمان شبیه سازی
s	slip	لغزش

www.takbook.com

سرعت زاویه ای به درجه مکانیکی	angular speed in mechanical degrees	Ω
سرعت زاویه ای به درجه الکتریکی	angular speed in electrical degrees	ω
سرعت	speed	n
سوئیچ	switch	S
زمان	time	t
گشتاور	torque	T
حجم	Volume	V
سرعت	velocity	v
ولتاژ	voltage	U
ولتاژ	voltage	u
شماره سیم پیچ	winding number	n
متغیر کمکی	auxiliary variable	x

www.takbook.com

متغیر کمکی	auxiliary variable	z
عملگر لاپلاس	laplace operator	s
ضریب میرایی	damping coefficient	c
بهره انتگرالی (به عنوان مثال کنترل کننده جریان)	integral gain (e.g. of current controller)	K_i
بهره تناسبی (به عنوان مثال کنترل کننده جریان)	proportional gain (e.g. of current controller)	K_P
نسبت مدولاسیون	modulation ratio	m
نسبت ولتاژ	voltage ratio	v
بردار جابجایی	displacement vector	s
ثابت زمانی	time constant	τ
ضریب پیچش	torsion coefficient	κ
ضریب میرایی	damping factor	ζ
سیگنال سوئیچینگ	switching signal	Sw

www.takbook.com

www.takbook.com

فهرست شاخص ها

$\hat{X}$	amplitude	دامنه
X^{A}	point in control diagram	نقطه در نمودار کنترل
$X^{\alpha\beta}$	fix stator coordinates	اصلاح مختصات استاتور
X^{av}	average	متوسط
X^{B}	point in control diagram	نقطه در نمودار کنترل
X^{b}	base (e.g. base speed)	پایه (به عنوان مثال سرعت پایه)
X^{bS}	base with constant stator flux (e.g. base speed with constant stator flux)	پایه با شار ثابت استاتور (به عنوان مثال سرعت پایه با شار ثابت استاتور)
X^{C}	point in control diagram	نقطه در نمودار کنترل
X^{comp}	comparator	مقایسه کننده

www.takbook.com

x^c	control (e.g. reference current for the current controller)	کنترل (به عنوان مثال، جریان مرجع برای کنترل کننده جریان)
x^D	point in control diagram	نقطه در نمودار کنترل
x^D	dead time	زمان مرده
x^{dq}	field oriented coordinates	مختصات میدان گرا
x^E	point in control diagram	نقطه در نمودار کنترل
x^F	point in control diagram	نقطه در نمودار کنترل
x^f	falling edge	لبه پایین رونده
x^l	limit (e.g. stator frequency limit)	حد (به عنوان مثال محدودیت فرکانس استاتور)
x^{limit}	limit	حد، محدود
x^e	Linear	خطی
x^{max}	maximum (e.g. maximum current)	حداکثر (به عنوان مثال حداکثر جریان)

www.takbook.com

X^{noload}	no-load (e.g. no-load current)	بدون بار (مثلاً جریان بدون بار)
X^{nom}	nominal or rated (e.g. rated stator current)	اسمی یا نامی (مثلاً جریان نامی استاتور)
X^{n}	normalized (e.g. normalized stator current)	نرمال شده (به عنوان مثال جریان استاتور نرمال شده)
X^{ω}	operating point of DC machine (indicates maximum flux-linkage for a given speed and (voltage	نقطه کار ماشین DC (نشان دهنده حداکثر شار پیوند است برای سرعت و ولتاژ معین)
X^{pn}	positive-negative (e.g. positive-negative sequence impedance matrix)	مثبت- منفی (مثلاً ماتریس امپدانس توالی مثبت- منفی)
X^{*}	reference (e.g. reference current)	مرجع (مثلاً جریان مرجع)
X^{ripple}	ripple	ریپل
X^{r}	rise edge	لبه بالارونده
X^{r}	in rotor flux-oriented coordinate system	در سیستم مختصات شارگرای روتور

www.takbook.com

اتصال کوتاه (مثلاً جریان اتصال کوتاه)	short circuit (e.g. short circuit current)	X^{sc}
سرعت، تک فاز (مثلاً ماتریس امپدانس ماشین تک فاز)	speed, single-phase (e.g. single-phase machine impedance matrix)	X^{sp}
در سیستم مختصات شارگرای استاتور	in stator flux-oriented coordinate system	X^{s}
نقطه کار ماشین DC (نشان دهنده سرعت بی باری)	operating point of DC machine (indicates the no-load speed)	X^{v}
مختصات روتور گرا	rotor-oriented coordinates	X^{xy}
نقطه در نمودار کنترل	point in control diagram	X^{0}
کمیت آرمیچر (به عنوان مثال جریان آرمیچر)	armature quantity (e.g. armature current)	X_{a}
نشان‌دهنده زمان روشن اولین بردار فضایی در SVM	indicates the on-time of the first space vector at SVM	X_{a1}
نشان‌دهنده زمان روشن دومین بردار فضایی در SVM	indicates the on-time of the second space vector at SVM	X_{a2}

www.takbook.com

X_a	aligned rotor position	موقعیت روتور هم تراز
X_α	real component of quantity in stator coordinates	جزء حقیقی کمیت در مختصات استاتور
X_A	amplitude	دامنه
X_{aux}	auxiliary (e.g. auxiliary winding of single-phase induction machine)	کمکی (به عنوان مثال سیم پیچ کمکی ماشین القایی تک فاز)
X_B	bandwidth	پهنای باند
X_β	imaginary component of quantity in stator coordinates	جزء موهومی کمیت در مختصات استاتور
X_b	bottom	پایین
X_C	capacity	ظرفیت
X_c	center	مرکز
X_c	centripetal	مرکزگرا
X_o	characteristic value	مقدار مشخصه

www.takbook.com

مبدل	converter	X_{conv}
تصحیح	correction	X_c
شمارنده	counter	X_i
سیم پیچ جبرانی	compensation winding	X_{cw}
جزء حقیقی کمیت در مختصات میدان گرا	real component of quantity in field-oriented coordinates	X_d
DC (به عنوان مثال ولتاژ لینک DC)	DC (e.g. DC link voltage)	X_{DC}
دلتا	Delta	X_δ
نشان دهنده اینرسی ناشی از بار انتقالی	indicates an inertia due to translational load	X_e
الکتریکی (به عنوان مثال فرکانس الکتریکی)	electric (e.g. electrical frequency)	X_e
برابر	equal	X_{eq}
تحریک (به عنوان مثال شار تحریک)	excitation (e.g. excitation flux)	X_f

www.takbook.com

فرکانس	frequency	X_f
هم قطبی (مثلاً اندوکتانس هم قطبی)	homopolar (e.g. homopolar inductance)	X_{hom}
ورودی (به عنوان مثال توان ورودی)	input (e.g. input power)	X_{in}
القائی	inductive	X_l
انتگرال (به عنوان مثال جزء انتگرال)	integral (e.g. integral component)	X_i
حالت های سوئیچینگ برای بردار ولتاژ معین	switching states for given voltage vector	$X_{\{101\}}$
متغیر عدد صحیحی که به عنوان شمارنده استفاده می شود (به عنوان مثال گام زمانی در سیستم گسسته)	integer variable used as counter (e.g. time step in discrete system)	X_k
خط (به عنوان مثال ولتاژ خط)	line (e.g. line voltage)	X_l
بار (به عنوان مثال گشتاور بار)	load (e.g. load torque)	X_l
کمیت اصلی تبدیل شده	transformed main quantity	X_M

www.takbook.com

کمیت اصلی (مثلاً اندوکتانس اصلی)	main quantity (e.g. main inductance)	X_m
اندازه گیری شده	measured	X_m
مکانیکی (به عنوان مثال موقعیت مکانیکی)	mechanical (e.g. mechanical position)	X_m
حداقل	minimum	X_{min}
توالی منفی (نشان دهنده جهت چرخش منفی)	negative sequence (indicates a negative rotational direction)	X_-
کمیت مبتنی بر مدل	model based quantity	X_M
مقدار مشخصه (مثلاً فرکانس ویژه)	characteristic value (e.g. eigenfrequency)	X_o
خاموش	off	X_{off}
روشن	on	X_{on}
خروجی (به عنوان مثال توان خروجی)	output (e.g. output power)	X_{out}
فاز، به عنوان مثال تعداد فازها	phase, e.g. number of phases	X_{ph}

www.takbook.com

X_D	phase (e.g. phase voltage)	فاز (به عنوان مثال ولتاژ فاز)
X_1	phase ۱	فاز ۱
X_a	phase a	فاز a
X_2	phase ۲	فاز ۲
X_b	phase b	فاز b
X_3	phase ۳	فاز ۳
X_c	phase c	فاز c
X_4	phase ٤	فاز ۴
X_d	phase d	فاز d
X_i	phase index	شاخص فاز
X_a	motoring pinion	جفت دنده موتوری
X_r	generating pinion	ججفت دنده تولیدی
X_+	positive sequence (indicates a positive rotational direction)	توالی مثبت (نشان دهنده جهت چرخش مثبت)

www.takbook.com

توالی مثبت و منفی (نشان دهنده جهت چرخش مثبت و منفی)	positive and negative sequence (indicates a positive and negative rotational direction)	$X_{\pm}$
توان (به عنوان مثال دایره توان)	power (e.g. power circle)	X_p
تناسبی (مثلاً جزء تناسبی)	proportional (e.g. proportional component)	X_p
پالس های گشتاور به عنوان مثال تعداد پالس های گشتاور	torque pulses e.g. number of torque pulses	X_{pu}
مدولاسیون عرض پالس	pulse-width modulation	X_{PWM}
جزء موهومی کمیت در مختصات میدان گرا	imaginary component of quantity in field-oriented coordinates	X_q
کمیت روتور تبدیل شده	transformed rotor quantity	X_R
کمیت روتور (به عنوان مثال مقاومت روتور)	rotor quantity (e.g. rotor resistance)	X_r
قطب روتور	rotor pole	X_{rp}

www.takbook.com

X_{run}	run (e.g. run winding of single-phase induction machine)	اجرا (به عنوان مثال سیم پیچی اجرایی ماشین القایی تک فاز)
X_s	sampling (e.g. sampling time)	نمونه برداری (به عنوان مثال زمان نمونه برداری)
X_{seg}	segments	بخش ها
X_{sense}	controlled	کنترل شده
X_{sl}	slip (e.g. slip frequency)	لغزش (به عنوان مثال فرکانس لغزش)
X_S	transformed stator quantity	کمیت استاتور تبدیل شده
X_s	stator quantity (e.g. stator resistance)	کمیت استاتور (به عنوان مثال مقاومت استاتور)
X_{step}	step	گام
X_σ	stray or leakage (e.g. stray or leakage flux)	سرگردان یا نشتی (مثلاً شار سرگردان یا نشتی)
X_{supply}	supply e.g. supply current	منبع به عنوان مثال جریان منبع

www.takbook.com

بردار که شامل چرخه وظیفه/ سیگنال سوئیچینگ تمام فازها است	vector which contains the duty cycles/ switching signals of all phases	$X_{\bar{s}}$
مماس	tangential	X_t
یک لحظه خاص را در زمان نشان می دهد	indicates a certain instant in time	X_i
بالا	top	X_t
کل	total	X_{total}
موقعیت روتور غیر تراز	unaligned rotor position	X_u
سیم پیچی	winding	X_w
جزء حقیقی کمیت در مختصات روتور محور	real component of quantity in rotor-oriented coordinates	X_x
جزء موهومی کمیت در مختصات روتور محور	imaginary component of quantity in rotor-oriented coordinates	X_y
صفر	zero	X_0

www.takbook.com

$X_{air-gap}$	air-gap	شکاف هوا (مثلاً توان شکاف هوا)
$\underline{X}$	phasor	فازور
$\vec{X}$	space vector	بردار فضایی

www.takbook.com

www.takbook.com

مراجع

[۱] AixControl GmbH (۲۰۱۰). http://www.aixcontrol.de

[۲] Alakula M, Peterson B, Valis J (۱۹۹۲) Damping of oscillations in induction machines. In: Power Electronics Specialists Conference, ۱۹۹۲.PESC '۹۲ Record., ۲۳rd Annual IEEE, vol ۱, pp ۱۳۳–۱۳۸. doi:۱۰,۱۱۰۹/PESC.۱۹۹۲,۲۵۴۷۰۲

[۳] Alcoa, Inc. (۲۰۱۰). http://www.alcoa.com

[٤] Analog Devices, Inc. (۲۰۱۰). http://www.analog.com/en/embeddedprocessing-dsp/blackfin/vdsp-bf-sh-ts/processors/product.html

[٥] Backhaus K, Link L, Reinert J (۱۹۹٥) Investigations on a high-speedswitched reluctance drive incorporating amorphous iron. In: EuropeanConference on Power Electronics and Applications, vol ۱, pp ۱,٤٦۰–۱,٤٦٤

[٦] Bausch H, Rieke R (۱۹۷۸) Performance of thyristor-fed electric car reluctance machines. In: Proceedings of the International Conference onElectrical Machines, Brussels, Belgium, pp E٤/۲-۱–E٤/۲-۱۰

[۷] Blaschke F (۱۹۷۲) The principle of field orientation as applied to thenew transvector closed-loop control system for rotating-field machines.Siemens Review XXXIX(٥):۲۱۷–۲۱۹

[۸] Brod DM, Novotny DW (۱۹۸٥) Current control of vsi-pwm inverters. Industry Applications, IEEE Transactions on IA-۲۱(۳):٥٦۲–٥۷۰.doi:۱۰,۱۱۰۹/TIA.۱۹۸٥,۳٤۹۷۱۱

[۹] van der Broeck HW, Skudelny H-C, Stanke GV (۱۹۸۸) Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. Industry Applications, IEEE Transactions on ۲٤(۱):۱٤۲–۱٥۰. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,۸۷۲٦٥

[۱۰] Carstensen CE, Inderka RB, Netzer Y, De Doncker RW (۲۰۰۲) Implementation of a ۷٥ kw switched reluctance drive for electric vehicles. In:۱۹th International Electric Vehicle Symposium EVS۱۹

[۱۱] CEDRAT Group (۲۰۱۰). http://www.cedrat.com/en/software-solutions/flux.html

[۱۲] De Doncker RW (۱۹۹۱) Parameter sensitivity of indirect universal field oriented controllers. In: Power Electronics Specialists ConR. De Doncker et al., *Advanced Electrical Drives*, Power Systems, DOI ۱۰,۱۰۰۷/۹۷۸-۹٤-۰۰۷-۰۱۸۱-٦,

www.takbook.com

© Springer Science+Business Media B.V. ٢٠١١٤٣٩٤٤٠ Referencesference, ١٩٩١. PESC '٩١ Record., ٢٢nd Annual IEEE, pp ٦٠٥–٦١٢.doi:١٠,١١٠٩/PESC.١٩٩١,١٦٢٧٣٧

[١٣] De Doncker RW (١٩٩٢) Field-oriented controllers with rotor deep bar compensation circuits [induction machines]. Industry Applications, IEEE Transactions on ٢٨(٥):١٠٦٢–١٠٧١. doi:١٠,١١٠٩/٢٨,١٥٨٨٣٠

[١٤] De Doncker RW (٢٠٠٣) Twenty years of digital signal processing in power electronics and drives. In: Industrial Electronics Society, ٢٠٠٣. IECON '٠٣. The ٢٩th Annual Conference of the IEEE, vol ١, pp ٩٥٧–٩٦٠. doi:١٠,١١٠٩/IECON.٢٠٠٣,١٢٨٠١١٢

[١٥] De Doncker RW (٢٠٠٦) Modern electrical drives: Design and future trends. In: Proceedings of the International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC٢٠٠٦, Beijing, China, vol ١, pp ١–٨.doi:١٠,١١٠٩/IPEMC.٢٠٠٦,٤٧٧٧٩٤٤

[١٦] De Doncker RW, Novotny DW (١٩٩٤) The universal field oriented controller. Industry Applications, IEEE Transactions on ٣٠(١):٩٢–١٠٠. doi:١٠,١١٠٩/٢٨,٢٧٣٦٢٦

[١٧] De Doncker RW, Profumo F (١٩٨٩) The universal field oriented controller applied to tapped stator windings induction motors. In: Power Electronics Specialists Conference, ١٩٨٩. PESC '٨٩ Record., ٢٠th Annual IEEE, vol ٢, pp ١٠٣١–١٠٣٦. doi:١٠,١١٠٩/PESC.١٩٨٩,٤٨٥٩٢

[١٨] Depenbrock M (١٩٨٨) Direct self-control (DSC) of inverter fed induction machine. IEEE Transactions on Power Electronics ٣:٤

[١٩] Dorf RC, Bishop RH (٢٠٠٧) Modern control systems, ١١ edn. Prentice Hall

[٢٠] Friedland B (٢٠٠٥) Control system design: An introduction to statespace methods. Dover Publications

[٢١] Fuengwarodsakul NH, Bauer SE, De Doncker RW (٢٠٠٦) Characteristic measurement system for automotive class switched reluctance machines. European Power Electronics and Drives (EPE) Journal ١٦(٣):١٠ pp. –P.١٠

[٢٢] Fuengwarodsakul NH, Bauer SE, Krane J, Dick CP, De Doncker RW (٢٠٠٥) Sensorless direct instantaneous torque control for switched reluctance machines. In: Power Electronics and Applications, ٢٠٠٥ European Conference on, ١٠ pp. -P.٧. doi:١٠,١١٠٩/EPE.٢٠٠٥,٢١٩٤٢٣

www.takbook.com

[۲۳] Fuengwarodsakul NH, Menne M, Inderka RB, De Doncker RW (۲۰۰۵) High-dynamic four-quadrant switched reluctance drive based on ditc. Industry Applications, IEEE Transactions on ۴۱(۵):۱۲۳۲–۱۲۴۲.doi:۱۰,۱۱۰۹/TIA.۲۰۰۵,۸۵۳۳۸۱

[۲۴] Gallegos-Lopez G, Kjaer PC, Miller TJE (۱۹۹۹) High-grade position estimation for srm drives using flux linkage/current correction model. Industry Applications, IEEE Transactions on ۳۵(۴):۸۵۹–۸۶۹, also in Industry Applications Conference, ۱۹۹۸. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The ۱۹۹۸ IEEE. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,۷۷۷۱۹۵
References ۴۴۱

[۲۵] Habetler TG, Divan DM (۱۹۸۹) Performance characterization of a new discrete pulse-modulated current regulator. Industry Applications, IEEE Transactions on ۲۵(۶):۱۱۳۹–۱۱۴۸. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,۴۴۲۵۷

[۲۶] Habetler TG, Profumo F, Griva G, Pastorelli M, Bettini A (۱۹۹۸) Stator resistance tuning in a stator-flux field-oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator. Power Electronics, IEEE Transactions on ۱۳(۱):۱۲۵–۱۳۳. doi:۱۰,۱۱۰۹/۶۳,۶۵۴۹۶۶

[۲۷] Hasse K (۱۹۶۹) Zur Dynamik drehzahlgeregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussl¨ aufermaschinen. PhD thesis, TH Darmstadt

[۲۸] Heyland A (۱۸۹۴) Ein graphisches Verfahren zur Vorausberechnung von Transformatoren und Mehrphasenmotoren. ETZ ۱۵(۱۱):۵۶۱–۵۶۴

[۲۹] Heyland A (۱۹۰۶) A graphical treatment of the induction motor. McGraw Publishing Company, New York

[۳۰] Holtz J (۱۹۹۳) Speed estimation and sensorless control of ac drives. In: IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'۱۹۹۳), vol ۲, pp ۶۴۹–۶۵۴. doi:۱۰,۱۱۰۹/IECON.۱۹۹۳,۳۳۹۰۰۳

[۳۱] Hughes A (۲۰۰۶) Electric motors and drives: Fundamentals, types and applications, ۳rd edn. Newnes

[۳۲] Inderka RB, De Doncker RW (۲۰۰۳) DITC – Direct instantaneous torque control of switched reluctance drives. Industry Applications, IEEE Transactions on ۳۹(۴):۱۰۴۶–۱۰۵۱, also in Industry Applications Conference, ۲۰۰۲. Conference Record of the ۳۷th IAS Annual Meeting. doi:۱۰,۱۱۰۹/TIA.۲۰۰۳,۸۱۴۵۷۸

[۳۳] Inderka RB, De Doncker RW (۲۰۰۳) High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives. Industry Applications, IEEE Transactions on ۳۹(۴):۱۰۴۰–۱۰۴۵, also in Industry Applications Conference, ۲۰۰۱. Conference

www.takbook.com

Record of the ۲۰۰۱ IEEE Thirty-Sixth IASAnnual Meeting. doi:۱۰,۱۱۰۹/TIA.۲۰۰۳,۸۱٤٥۷۹

[۳٤] Inderka RB, Menne M, De Doncker RW (۲۰۰۲) Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications. Industrial Electronics, IEEE Transactions on ٤۹(۱):٤۸–٥۳. doi:۱۰,۱۱۰۹/٤۱,۹۸۲۲٤۷

[۳٥] Isermann R (۲۰۰٥) Mechatronic systems: Fundamentals, ۱st edn.Springer

[۳٦] Jordan H, Weis M (۱۹٦۹) Asynchronmaschinen. Vieweg, Braunschweig

[۳۷] Kahlen K, Voss I, Priebe C, De Doncker RW (۲۰۰٤) Torque control of a spherical machine with variable pole pitch. Power Electronics, IEEE Transactions on ۱۹(٦):۱٦۲۸–۱٦۳٤. doi:۱۰,۱۱۰۹/TPEL.۲۰۰٤,۸۳٦٦۲۳

[۳۸] Kasper KA, Bosing M, De Doncker RW, Fingerhuth S, Vorlander M (۲۰۰۷) Noise radiation of switched reluctance drives. In: Power Electronics and Drive Systems, ۲۰۰۷. PEDS '۰۷. ۷th International Conference on, pp ۹٦۷–۹۷۳. doi:۱۰,۱۱۰۹/PEDS.۲۰۰۷,٤٤۸۷۸۲۱

[۳۹] Lawrenson PJ, Stephenson JM, Fulton NN, Blenkinsop PT, Corda J (۱۹۸۰) Variable-speed switched reluctance motors. Electric Power Applications, IEE Proceedings B ۱۲۷(٤):۲٥۳–۲٦٥. doi:۱۰,۱۰٤۹/ip-b:۱۹۸۰۰۰۳٤ ٤٤۲ References

[٤۰] Leonhard W (۲۰۰۱) Control of electrical drives, ۳nd edn. Springer

[٤۱] Lipo TA, Krause PC (۱۹٦۹) Stability analysis of a rectifier-inverter induction motor drive. Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on PAS-۸۸(۱):٥٥–٦٦. doi:۱۰,۱۱۰۹/TPAS.۱۹٦۹,۲۹۲۳۳۸

[٤۲] Lorenz RD, Novotny DW (۱۹۹۰) Saturation effects in field-oriented induction machines. Industry Applications, IEEE Transactions on ۲٦(۲):۲۸۳–۲۸۹. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,٥٤۲٥٤

[٤۳] Malesani L, Tenti P (۱۹۹۰) A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source pwm inverters with constant modulation frequency. Industry Applications, IEEE Transactions on ۲٦(۱):۸۸– ۹۲. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,٥۲٦۷۸

[٤٤] Miller TJE (۱۹۹۳) Switched reluctance motors and their control, illustrated edition Oxford University Press, USA

[٤٥] Mohan N, Undeland TM, Robbins WP (۲۰۰۲) Power electronics: Converters, applications, and design, ۳rd edn. Wiley

[٤٦] Morel L, Fayard H, Vives Fos H, Galindo A, Abba G (۲۰۰۰) Study of ultra high speed switched reluctance motor drive. In: Industry Applications

www.takbook.com

Conference, ۲۰۰۰. Conference Record of the ۲۰۰۰ IEEE, vol ۱, pp۸۷–۹۲. doi:۱۰,۱۱۰۹/IAS.۲۰۰۰,۸۸۱۰۳۰

[۴۷] Muller S, Deicke M, De Doncker RW (۲۰۰۲) Doubly fed induction generator systems for wind turbines. Industry Applications Magazine, IEEE ۸(۳):۲۶–۳۳. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۹۴۳,۹۹۹۶۱۰

[۴۸] Novotny DW, Lipo TA (۱۹۹۶) Vector control and dynamics of ac drives (monographs in electrical and electronic engineering). Oxford University Press, USA

[۴۹] Profumo F, Griva G, Pastorelli M, Moreira J, De Doncker RW (۱۹۹۴) Universal field oriented controller based on air gap flux sensing via third harmonic stator voltage. Industry Applications, IEEE Transactions on ۳۰(۲):۴۴۸–۴۵۵. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,۲۸۷۵۱۰

[۵۰] Profumo F, Tenconi A, De Doncker RW (۱۹۹۱) The universal field oriented (ufo) controller applied to wide speed range induction motor drives. In: Power Electronics Specialists Conference, ۱۹۹۱. PESC '۹۱ Record., ۲۲nd Annual IEEE, pp ۶۸۱–۶۸۶. doi:۱۰,۱۱۰۹/PESC.۱۹۹۱,۱۶۲۷۴۹

[۵۱] Pulle DWJ (۱۹۸۲) Prediction and analysis of variable reluctance stepmotor-drive systems. PhD thesis, University of Leeds, Leeds, UK

[۵۲] Pulle DWJ (۱۹۸۹) Switched reluctance motor. In: Australian patent AU۴۰۰۵۵۸۹

[۵۳] Pulle DWJ (۱۹۹۱) New database for switched reluctance drive simulation. Electric Power Applications, IEE Proceedings B ۱۳۸(۶):۳۳۱–۳۳۷

[۵۴] Pulle DWJ (۱۹۹۱) A novel axial flux switched reluctance motor for variable speed drive operations. In: Australian Conference on Industrial Drives, TownsvilleReferences ۴۴۳

[۵۵] Radun AV (۱۹۹۲) High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications. Industry Applications, IEEE Transactions on ۲۸(۱):۱۱۳–۱۱۹. doi:۱۰,۱۱۰۹/۲۸,۱۲۰۲۱۹

[۵۶] Reinert J, Inderka R, Menne M, De Doncker RW (۱۹۹۸) Optimizing performance in switched reluctance drives. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, ۱۹۹۸. APEC '۹۸. Conference Proceedings ۱۹۹۸. Thirteenth Annual, vol ۲, pp ۷۶۵–۷۷۰. doi:۱۰,۱۱۰۹/APEC.۱۹۹۸. ۶۵۳۹۸۴

www.takbook.com

[۵۷] Reinert J, Schroder S (۲۰۰۲) Power-factor correction for switched reluctance drives. Industrial Electronics, IEEE Transactions on ۴۹(۱):۵۴–۵۷.doi:۱۰,۱۱۰۹/۴۱,۹۸۲۲۴۸

[۵۸] Semikron International GmbH (۲۰۱۰). http://www.semikron.com

[۵۹] Siemens AG (۲۰۱۰). http://support.automation.siemens.com/

[۶۰] Simulation Research (۲۰۱۰). http://www.simulation-research.com/

[۶۱] Speed Laboratory (۲۰۱۰). http://www.speedlab.co.uk/software.html

[۶۲] Stephenson JM, Corda J (۱۹۷۹) Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors form nonlinear magnetisation data. IEE Proceedings, Part B ۱۲۶:۵

[۶۳] Svensson T (۱۹۸۸) On modulation and control of electronic power converters. Technical Report ۱۸۶, Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computer Engineering

[۶۴] Taylor WH (۱۸۳۹) Obtaining motive power, ۸۲۵۵

[۶۵] The MathWorks, Inc. (۲۰۱۰). http://www.mathworks.com/

[۶۶] Toliyat HA, Kliman GB (۲۰۰۴) Handbook of electric motors, ۲nd edn.CRC Press

[۶۷] Veltman A (۱۹۹۳) The fish method: interaction between ac-machines and switching power converters. PhD thesis, Delft University

[۶۸] Veltman A, Pulle DWJ, De Doncker RW (۲۰۰۷) Fundamentals of electrical drives. Spinger-Verlag

[۶۹] Walcarius H, Vandenput A, Jordan H, Geysen W (۱۹۷۸) Stability analysis of oscillating induction machines. In: International Conference onmElectrical Machines, ۱۹۷۸, ۱۱–۱۳ September, Brussels, Belgium

[۷۰] Xu X, De Doncker RW, Novotny DW (۱۹۸۸) Stator flux orientation control of induction machines in the field weakening region. In: Industry Applications Society Annual Meeting, ۱۹۸۸. Conference Record of the ۱۹۸۸ IEEE, vol ۱, pp ۴۳۷–۴۴۳. doi:۱۰,۱۱۰۹/IAS.۱۹۸۸,۲۵۰۹۷

[۷۱] Xu X, De Doncker RW, Novotny DW (۱۹۸۸) A stator flux oriented induction machine drive. In: Power Electronics Specialists Conference, ۱۹۸۸. PESC ۸۸ Record., ۱۹th Annual IEEE, vol ۲, pp ۸۷۰–۸۷۶.doi:۱۰,۱۱۰۹/PESC.۱۹۸۸,۱۸۲۱۹

[۷۲] Zener Electric Pty Ltd (۲۰۱۰). http://www.zener.com.au

www.takbook.com

www.takbook.com

www.takbook.com

راه‌اندازهای الکتریکی پیشرفته

کنترل، مدلسازی، تحلیل

ریک ده دانکر، دوکو پول، آندره ولتمن

مترجم

مجتبی اسماعیلی

www.takbook.com

کتاب راه‌اندازهای الکتریکی پیشرفته را می توان یکی از بهترین منابع برای ارتباط مباحث نظری با صنعت راه‌اندازهای الکتریکی دانست. نویسندگان این اثر سعی کرده اند، در این کتاب علاوه بر تشریح مباحث نظری در هر فصل، به ارائه مثال‌های کاربردی متنوع و مرتبط با صنعت بپردازند. با وجود اینکه این مجموعه گردآوری شده توسط نویسندگان، موضوعات پیشرفته راه‌اندازهای الکتریکی را مورد بررسی قرارداده، اما از پرداختن به مفاهیم پایه ای در مورد مدلسازی ماشین‌های الکتریکی، مبدل های الکتریکی و کلیدزنی غافل نبوده به نحوی که می‌توان این کتاب را به نوعی مرجعی جامع برای راه‌اندازهای الکتریکی از مقدماتی تا پیشرفته دانست که می‌تواند هم در دانشگاه و هم در صنعت مورد توجه واقع گردد.