۸۷/۱/۱۰۱۴۸۶
۸۷/۱۰/۱
۸۷
ج۸

بسم الله الرحمن الرحیم

دفتر صحافی مبارک

تبریز: ملکه دانشگاه پاساژ نسیم، زیرزمین پلاک ۲۶ تلفن: ۳۳۶۴۶۸۰

۰۹۱۴۳۱۰۰۰۴۸-۰۹۱۴۳۱۳۰۰۴۹-۰۹۱۴۱۱۵۰۰۴۹

۱۰۲۰۱۷

دانشکدهٔ مهندسی برق و کامپیوتر

گروه مهندسی برق قدرت

پایان‌نامه

برای دریافت درجهٔ کارشناسی ارشد در رشتهٔ مهندسی برق قدرت

عنوان

بهینه سازی درایو موتور القایی به روش لغزشی- فازی وکاهش تلفات

اساتید راهنما

دکتر محمدرضا فیضی

دکتر محمدباقر بناءشریفیان

استاد مشاور

مهندس قاسم اهرابیان

پژوهشگر

سعید اصغروند

مهرماه ۱۳۸۷

۱۳۸۷

نام خانوادگی دانشجو: اصغروند نام: سعید

عنوان پایان‌نامه: بهینه سازی درایو موتور القائی به روش لغزشی- فازی و کاهش تلفات

استاد راهنما: دکتر محمدرضا فیضی، دکتر محمدباقر بناءشریفیان

استاد مشاور: مهندس قاسم اهرابیان

مقطع تحصیلی: کارشناسی ارشد رشته: برق گرایش: قدرت دانشگاه: تبریز

دانشکده: برق و کامپیوتر تاریخ فارغ‌التحصیلی: ۱۳۸۷/۷/۱۳ تعداد صفحه: ۸۱

کلید واژه‌ها:
کنترل برداری ماشین القائی، کنترلر مد لغزش، تخمین سرعت بدون سنسور موتور القائی، کنترل کننده فازی، افزایش بازده

چکیده:
امروزه ماشین‌های القائی به‌دلیل قیمت نسبتا پایین‌تر، توان بالا و نیاز به سرویس دوره‌ای کمتر، کاربرد زیادی در صنایع پیدا کرده‌اند. از طرف دیگر به‌دلیل حالت ذاتی غیر خطی ماشین‌های القائی و عواملی مانند تغییر پارامترهای موتور بر اثر حرارت و حالت عمل‌کرد، کنترل این موتورها به یکی از مسائل بحث‌انگیز در طراحی درایو تبدیل شده است. همچنین به‌دلیل افزایش قیمت درایو و کاهش قابلیت اعتماد بر اثر نفوذ نویز در حلقه کنترلی هنگام استفاده از سنسور سرعت، ارائه روش‌های کنترلی بدون سنسور جهت تخمین سرعت موتور و کنترل ماشین القائی بسیار مورد توجه است. در این پایان‌نامه روش لغزش که اساساً برای سیستم‌های با ساختار متغیر تهیه گردیده است، همراه با کنترل فازی که روش هوشمند جهت تعیین حالت عمل‌کرد در سیستم می‌باشد، برای کنترل سرعت در موتور القائی مورد استفاده قرار گرفته است. این روش به‌دلیل نوع کنترل کننده انتخاب شده کمترین وابستگی را به پارامترهای موتور دارد. برای تعیین سرعت موتور بدون حس‌گر، روشی بر مبنای مد لغزش مبتنی بر مدل جریان پیشنهاد گردیده است که با حذف خطای ماندگار بر اثر انتگرال‌گیری، عمل‌کرد موتور را بهبود بخشیده و هم‌زمان با تخمین مقدار مقاومت روتور استفاده از کنترل برداری غیرمستقیم را ممکن می سازد. در آخرین بخش از پایان‌نامه، با ترکیبی از دو روش کمترین مقدار جریان و کمترین مقدار توان ورودی به موتور، با کمک منطق فازی روش جدید بهبود بازدهی در موتور القائی مبتنی بر کنترلر جستجو معرفی گردیده که زمان عمل‌کرد و یافتن نقطه بهینه را کاهش داده است.

فهرست موضوعی

فهرست شکل‌ها ۴

فهرست اختصارات ۷

۱- مقدمه ۹

۲- بررسی منابع ۱۲

۲-۱- کنترل برداری در موتورهای القائی ۱۲

۲-۱-۱- انتقال محورها ۱۲

۲-۱-۲- مدل دینامیکی موتور القائی ۱۵

۲-۱-۳- شماتیک کلی کنترل در جهت میدان ۱۸

۲-۱-۴- کنترل در جهت میدان مستقیم ۱۹

۲-۱-۵- کنترل در جهت میدان غیر مستقیم ۲۰

۲-۲- کنترل سرعت در موتورهای القائی ۲۱

۲-۲-۱- معرفی و بررسی کنترل کننده‌های مختلف ۲۱

۲-۲-۲- روش لغزش در کنترل سرعت ۲۲

۲-۳- تخمین سرعت در موتور القائی ۲۴
۲-۴- افزایش بازدهی در موتورهای القائی ۲۷
۲-۴-۱- روش‌های LMC و SC برای افزایش بازدهی ۲۸
۲-۴-۲- افزایش بازدهی در موتورهای القائی با مینیمم کردن جریان ورودی موتور ۲۹
۲-۴-۳- مقدمه‌ای بر کنترل فازی ۳۳

۳- مواد و روش‌ها ۳۵

۳-۱- کنترل کننده سرعت فازی- لغزشی ۳۵
۳-۱-۱- کنترل کننده لغزشی ۳۵
۳-۱-۲- مدل ماشین القائی ۳۹
۳-۱-۳- کنترل کننده فازی ۴۱
۳-۲- تخمین سرعت روتور در مد لغزش ۴۴
۳-۲-۱- تخمین‌گر سرعت لغزشی با مشاهده‌گر جریان در کنترل برداری مستقیم ۴۴
۳-۲-۲- حذف خطای انتگرال‌گیری در تخمین سرعت ۴۸
۳-۳- ساختار جدید روش SC مبتنی بر کنترل فازی ۵۰
۳-۳-۱- استفاده از روش فازی جهت کاهش تلفات موتور ۵۰
۳-۳-۲ - کاهش زمان تغییرات در روش SC برای افزایش بازده ۵۳

۴- نتایج و بحث ۵۶

۴-۱- شبیه‌سازی کنترلرسرعت فازی- لغزشی ۵۷
۴-۱-۱- مقایسه کنترلر سرعت PI و لغزشی ۵۷

۴-۱-۲- مقایسه کنترلر سرعت لغزشی و لغزشی- فازی ۶۰
۴-۲- شبیه‌سازی کنترلر فازی افزاینده ضریب بهره ۶۷

۵- نتیجه‌گیری و پیشنهادات ۷۰

۶- ضمایم ۷۲
۶-۱- کنترلر جریان هیسترزیس ۷۲
۶-۲- مشخصات درایو مورد استفاده ۷۸

منابع و مراجع ۷۹

فهرست شکل‌ها

شکل ۲- ۱	فضای برداری جریان‌های استاتور	۱۳
شکل ۲- ۲	تبدیل پارک	۱٤
شکل ۲- ۳	دیاگرام فازوری کنترل برداری ماشین القائی	۱۷
شکل ۲- ٤	بلوک دیاگرام کلی کنترل برداری در ماشین القائی	۱۸
شکل ۲- ٥	نمای کنترل برداری مستقیم	۱۹
شکل ۲- ٦	شماتیک کنترل برداری غیر مستقیم	۲۰
شکل ۲- ۷	تخمین‌گر سرعت مدل MRAS لغزشی	۲٦
شکل ۲- ۸	تاثیر فلوی موتور بر بازدهی	۲۷
شکل ۲- ۹	تغییرات توان ورودی نسبت به i_{ds}	۳۰
شکل ۲- ۱۰	نقاط کمترین جریان و کمترین توان ورودی نسبت به i_{ds}	۳۱
شکل ۲- ۱۱	رابطه k_{ip} نسبت به فرکانس موتور در توان‌های مختلف	۳۲
شکل ۲- ۱۲	شمای کلی کنترل کننده فازی	۳۳
شکل ۳- ۱	بلوک دیاگرام کنترلر سرعت لغزشی- فازی	٤۱
جدول ۳- ۱	قوانین کنترلر فازی در کنترل کننده سرعت	٤۲
شکل ۳- ۲	تابع عضویت برای خطای سرعت	٤۲
شکل ۳- ۳	تابع عضویت برای تغییرات خطای سرعت	٤۲
شکل ۳- ٤	تابع عضویت خروجی کنترلر فازی	٤۳
شکل ۳- ٥	نمودار سه بعدی پاسخ کنترلر فازی به ورودی‌ها	٤٤
جدول ۳- ۲	مجموعه قوانین کنترلر فازی	٥۱
شکل ۳- ٦	توابع عضویت Δi_{ds}^{-}	٥۱
شکل ۳- ۷	توابع عضویت ΔP^{-}	٥۱
شکل ۳- ۸	توابع عضویت Δi_{ds-ref}	٥۲
شکل ۳- ۹	نمودار سه بعدی پاسخ کنترلر فازی به ورودی‌ها در روش مرجع[۳۹]	٥۲

شکل ۳- ۱۰	نمودار سه بعدی پاسخ کنترلر فازی ارایه شده به ورودی‌ها	۵۳
شکل ۳- ۱۱	نقاط کمترین جریان و کمترین توان ورودی نسبت به i_{ds}	۵٤
شکل ٤- ۱	بلوک دیاگرام کلی مدار	۵٦
شکل ٤- ۲	پاسخ کنترلر PI و لغزشی به سرعت مرجع پله	۵۸
شکل ٤- ۳	نمودار گشتاور پاسخ کنترلر PI و لغزشی به سرعت مرجع پله	۵۹
شکل ٤- ٤	نمودار پاسخ کنترلر PI به سرعت مرجع پله با تغییر پارامترهای کنترل	۵۹
شکل ٤- ۵	نمودار گشتاور کنترلر لغزشی به سرعت مرجع پله با تغییر پارامترهای ماشین	٦۰
شکل ٤- ٦	نمودار سرعت کنترلر لغزشی به سرعت مرجع پله با تغییر پارامترهای ماشین	٦۱
شکل ٤- ۷	تنظیم جریان گشتاورساز کنترلر لغزشی- فازی در مقایسه با کنترلر لغزشی	٦۱
شکل ٤- ۸	پاسخ گشتاور، سرعت و جریان کنترلر لغزشی- فازی با تغییر پارامترهای ماشین	٦۲
شکل ٤- ۹	تعقیب سرعت مرجع ذوزنقه‌ای در کنترلر سرعت لغزشی با پارامترهای منحرف شده	٦۳
شکل ٤- ۱۰	تعقیب سرعت مرجع ذوزنقه‌ای در کنترلر لغزشی- فازی با پارامترهای منحرف شده	٦٤
شکل ٤- ۱۱	جریان مولفه α استاتور برای تعقیب سرعت مرجع ذوزنقه‌ای در کنترلر لغزش با پارامترهای منحرف	٦۵
شکل ٤- ۱۲	جریان مولفه α استاتور برای تعقیب سرعت مرجع ذوزنقه‌ای در کنترلر لغزشی- فازی با پارامترهای منحرف	٦۵
شکل ٤- ۱۳	نمودار سرعت کنترلر لغزشی ولغزشی- فازی به سرعت مرجع پله با تغییر پارامترهای ماشین(PWM)	٦٦
شکل ٤- ۱٤	نمودار گشتاور کنترلر لغزشی و لغزشی- فازی به سرعت مرجع پله با تغییر پارامترهای ماشین(PWM)	٦٦
شکل ٤- ۱۵	نمودار جریان کنترلر لغزشی و لغزشی- فازی به سرعت مرجع پله با تغییر پارامترهای ماشین(PWM)	٦٦
شکل ٤- ۱٦	کاهش تلفات توسط دو کنترلر در بار ۱ نیوتن متر	٦۷
شکل ٤- ۱۷	تصحیح جریان فلوساز در دو کنترلر دربار ۱ نیوتن متر	٦۸
شکل ٤- ۱۸	کاهش تلفات توسط دو کنترلر در بار ۱۵ نیوتن متر	٦۸

شکل ٤- ١٩	تصحیح جریان فلوساز در دو کنترلر دربار ١٥ نیوتن متر	٦٩
شکل ٦- ١	شمای کلی کنترل‌کنندهٔ هیستریزیس	٧٣
شکل ٦- ٢	شمای کلیدهای اینورتر	٧٤
شکل ٦- ٣	شمای کلی اینورتر	٧٥
شکل ٦- ٤	شمای واحد اینورتر	٧٥
شکل ٦- ٥	شمای Simulink اینورتر	٧٦
شکل ٦- ٦	نمای داخلی واحد اینورتر	٧٦

فهرست اختصارات

مقاومت روتور واستاتور	R_s, R_r
اندوکتانس نشتی روتور و استاتور	L_{ls}, L_{lr}
اندوکتانس مغناطیس کننده	L_m
اندوکتانس استاتور	$L_s = L_{ls} + L_m$
اندوکتانس روتور	$L_s = L_{lr} + L_m$
ضریب نشتی	$\sigma, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^{\,2}}{L_s L_r}$
ثابت زمانی روتور	$T_r, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$
سرعت روتور، سرعت سنکرون و سرعت لغزش	$\omega_r, \omega_e, \omega_s$
گشتاور الکتریکی و گشتاور بار	T_e, T_l
تعداد جفت پل‌ها	P
اینرسی موتور	J
ضریب اصطلاک	B_f
عملگر مشتق‌گیر	p
عناصر ولتاژ استاتور در محور $d-q$	v_{ds}, v_{qs}
عناصر جریان استاتور در محور $d-q$	i_{ds}, i_{qs}
عناصر جریان روتور در محور $d-q$	i_{dr}, i_{qr}
عناصر فلوی استاتور در محور $d-q$	$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$
عناصر فلوی روتور در محور $d-q$	$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$
عناصر ولتاژ استاتور در محور $\alpha-\beta$	$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$
عناصر جریان استاتور در محور $\alpha-\beta$	$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$
عناصر جریان روتور در محور $\alpha-\beta$	$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$

عناصر فلوی استاتور در محور $\alpha-\beta$	$\lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s}$
عناصر فلوی روتور در محور $\alpha-\beta$	$\lambda_{\alpha r}, \lambda_{\beta r}$
مقادیر تخمینی جریان استاتور	$\hat{i}_{\alpha s}, \hat{i}_{\beta s}$
مقادیر تخمینی فلوی روتور	$\hat{\lambda}_{\alpha r}, \hat{\lambda}_{\beta r}$
سرعت تخمینی روتور	$\hat{\omega}_r$
ثابت تلفات جریان فوکو	k_e
ثابت تلفات جریان هیسترزیس	k_h

فصل اول

مقدمه

امروزه موتورهای القائی کاربرد گسترده‌ای در صنایع دارند. موتورهای القائی توان بالائی دارند و می‌توانند بدون حلقه‌های لغزش و کموتاتور ساخته شوند که عمر موتور را بالا برده و هزینه نگهداری را کاهش می‌دهد. بنابرین توجه زیادی در طراحی و توسعه کنترلرهای این نوع موتور وجود دارد. کنترل open loop موتورالقائی از طریق فرکانس متغیر، زمانی که بار ثابتی بر روی شفت وجود داشته باشد و سرعت دقیقی از عمل‌کرد موتور مورد انتظار نباشد، می‌تواند رضایت‌بخش باشد ولی هنگامی که پاسخ دینامیکی سریع، سرعت دقیق و کنترل گشتاور نیاز است، حلقه کنترلی درایو به‌صورت closed loop طراحی می‌گردد. عمل‌کرد دینامیکی موتورالقائی در سیستم‌ها مهم‌ترین تاثیر را در کارایی آنها دارد ولی به‌دلیل معادلات غیر خطی موتور، عدم دسترسی جهت اندازه‌گیری دقیق پارامترهای روتور و نیز تغییر پارامترهای موتور در شرایط عمل‌کرد متفاوت، طراحی کنترل بهینه دشوار می گردد. به‌طور عمده، تکنیک های کنترل موتورهای القائی به دو دسته تقسیم بندی می شود:

الف) روش کنترل اسکالر: یکی از تکنیک‌های ساده کنترل موتور آسنکرون، روش کنترل سرعت ولت–هرتز است که روش اسکالر نیز نامیده می‌شود. این روش به‌دلیل پاسخ دهی کند آن که از وابستگی ذاتی روابط فلوی فاصله هوایی و گشتاور ناشی می شود، عمل‌کرد ضعیفی در سیستم‌های سریع دارد و تحقیقات برای بهبود این روش به‌ندرت در مقالات به چشم می خورد[۲،۱].

ب) کنترل برداری یا field oriented control: در روش کنترل برداری، متغیرهای موتور به یک دستگاه مرجع منتقل می‌شوند که کنترل دینامیک ماشین آسنکرون همانند یک ماشین dc گردد. جداسازی

کنترل فلو و گشتاور در این روش به درایو موتور القائی اجازه می‌دهد پاسخ گذرای سریع داشته باشد و موجب استفاده ماشین آسنکرون در سیستم‌های کارآمد، همچون ماشین dc می‌گردد.

در مقالات، شیوه‌های متعددی جهت افزایش کارآیی این روش کنترلی مطرح گردیده است. در روش‌های بالا سنسور سرعت جهت استفاده در حلقه کنترلی، شرایط نامساعدی از جمله افزایش قیمت درایو، کاهش قابلیت اعتماد و تزریق نویز به حلقه کنترلی را پدید می آورد که روش‌های متعدد در سال‌های اخیر جهت حذف سنسور سرعت و فلو در درایو و جایگزینی آن‌ها با تخمین کننده‌های دیجیتالی در مقالات مطرح شده است[۳-۵]. با این همه به‌دلیل حالت غیرخطی در دینامیک ماشین القائی، تخمین سرعت روتور و فلو بدون سنسور هم‌چنان از موارد بحث‌انگیز است.

طراحی بهینه یک درایو موتور القائی مستلزم آن است که عمل‌کرد موتور را در تمام حالات کار آن مدنظر قرار داد. یکی از این مسائل، کاهش زمان پاسخ دهی و کم کردن مقدار افت سرعت در هنگام اعمال بار ناگهانی به شفت موتور در حال کار با بار سبک است که در مراجع [۶،۷] روش‌هایی ارائه شده است که پاسخ‌دهی درایو را بهبود می‌بخشد.

مسئله دیگر در دینامیک موتور القائی، کاهش زمان رسیدن سرعت شفت به میزان نامی با کمترین overshoot می‌باشد[۶]. آنچه که در طراحی کنترلر بهینه عمده‌ترین مشکل را ایجاد می‌نماید، میزان حساسیت حلقه کنترلی به تغییرات پارامترهای ماشین در حالات مختلف عمل‌کرد ماشین است که این تغییرات ناشی از تغییرات حرارتی موتور و اشباع مغناطیسی‌است. از جمله مسائل مهم که در طراحی درایو بایستی در نظر گرفته شود ماکزیموم جریان قابل اعمال به موتور توسط درایو می‌باشد که با توجه به این محدودیت بایستی کنترلر بهینه برای بهترین پاسخ دینامیکی استخراج گردد[۷]. برای تخمین سرعت و فلو روش‌های متعددی در مقالات ذکر شده است که در تعدادی جهت کاهش خطای ناشی از

تغییرات پارامترها، سعی شده در مسیر الگوریتم کنترلی پارامترهای ماشین تصحیح شوند که در این بین تغییرات اهمی مقاومت روتور و استاتور به‌دلیل تغییرات گرمایی موتور، خطای زیادی می‌تواند در عمل‌کرد حلقه کنترلی ایجاد نماید[۸-۱۱]. از دیگر روش‌های تخمین فلو مطرح شده در مراجع، روش Sliding Mode Control است که با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف حساسیت الگوریتم به تغییر پارامترها را کاهش می‌دهد[۱۲-۱۶].

مشکل دیگر درکنترل برداری کلاسیک افزایش بازدهی موتور است. براساس گزارش‌ها ٪۶۵ از انرژی الکتریکی در آمریکا به‌وسیله موتورهای الکتریکی مصرف می‌شود. تنها در بخش صنعتی ٪۷۶ از انرژی الکتریکی به‌وسیله موتورها مصرف می‌گردد که ٪۹۰ آنها موتور القائی هستند[۱۷]. موتور القائی در سرعت و بارنامی دارای بازدهی بالائی هستند ولی در بارهای کم به‌دلیل افزایش تلفات آهنی، بازدهی به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد.

فصل دوم

بررسی منابع

۲-۱- کنترل برداری در موتورهای القائی

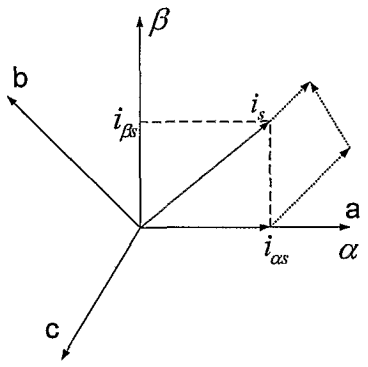
گشتاور تولیدی در یک موتور الکتریکی حاصل از عمل متقابل جریان روتور و میدان مغناطیسی استاتور است. در موتور DC تحریک جداگانه که جریان سیم‌پیچی استاتور مقدار فلو را تعیین می‌نماید، گشتاور الکتریکی با تنظیم جریان سیم‌پیچی آرمیچر کنترل می‌گردد. در یک ماشین القائی با جدا نمودن پارامترهای مربوط به فلو و گشتاور می‌توان همانند موتور DC کنترل را به سادگی در دست گرفت. در کنترل برداری با انتقال بردارهای سه فاز متقارن به مرجع $d-q$ که با سرعت میدان روتور می‌چرخند، این ایده عملی می‌گردد که آن را کنترل در جهت میدان یا کنترل برداری می‌نامند.

۲-۱-۱- انتقال محورها

ولتاژها، جریان‌ها وفلوهای سه‌فاز در موتور القائی را می‌توان در فضای برداری آنالیز کرد. i_a, i_b, i_cکه جریان‌های پیوسته سه فاز در استاتور هستند، با فرض $i_a+i_b+i_c=0$ در فضای برداری با $\overline{i_s}$ به صورت زیر تعریف می‌گردد[۱۸,۱۹]:

$$\vec{i}_s = k\left(i_\alpha + \alpha i_b + \alpha^2 i_c\right) \qquad (۱-۲)$$

که در فضای برداری $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ و $\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}$ می‌باشند و $k = \frac{2}{3}$.



شکل ۲-۱ فضای برداری جریان‌های استاتور

جریان استاتور در فضای برداری داده شده است که a و b و c محورهای سیستم سه فاز می‌باشند.

این فضای برداری یک سیستم سه فاز سینوسی را نشان می‌دهد. فضای برداری را می‌توان در مرجع محورهای قائم $\alpha - \beta$ نشان داد. قسمت حقیقی بردار فضایی برابر مقدار لحظه‌ای $i_{\alpha s}$ و قسمت موهومی برابر $i_{\beta s}$ از جریان استاتور است. بنابراین بردار فضایی جریان استاتور در مرجع جدید به‌صورت زیر بیان می‌گردد.

$$\vec{i}_s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \qquad (۲-۲)$$

بردارهای فضایی دیگر اجزای موتور شامل ولتاژها، جریان‌های روتور و فلوهای مغناطیسی را می‌توان به صورت مشابه در این فضای برداری تعریف کرد.

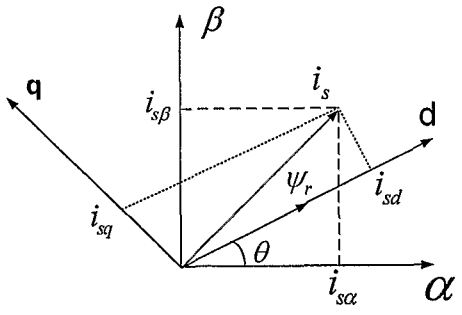
تبدیل کلارک: در یک ماشین سه فاز متقارن، بردارهای فضایی α و β را می‌توان از طریق رابطه زیر به بردارهای سه فاز حقیقی تبدیل نمود:

$$i_{\alpha s} = k\left(i_{\alpha s} - \frac{1}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs}\right) \qquad (۳-۲)$$

$$i_{\beta s} = k\frac{\sqrt{3}}{2}\left(i_{bs} - i_{cs}\right)$$

که در این مورد i_a و i_α برابر هستند.

تبدیل پارک و معکوس آن: در اجرای کنترل در جهت میدان، تمام اجزاء برداری باید در یک قاب مرجع یکسان بررسی گردند. قاب مرجع $\alpha-\beta$ که با تبدیل کلارک معرفی می‌گردد، بر قاب مرجع سه فاز استاتور ثابت شده است و بردار $\vec{i}_s$ با سرعت زاویه‌ایی جریان‌های فاز نسبت به این قاب می‌چرخد. بنابراین بردارهای $i_{\alpha s}$ و $i_{\beta s}$ نسبت به زمان تغییر می‌کنند که موجب می‌شود این قاب مرجع برای کنترل‌برداری مناسب نباشد. می‌توان اجزای برداری را به قاب مرجع $d-q$ که با سرعت زاویه‌ای فازهای فلوی روتور می‌چرخد منتقل نمود که انتخاب مناسبی برای استفاده در کنترل‌برداری و جداسازی مولفه‌های گشتاور و فلو می‌باشد. اگر محور d بر فلوی روتور منطبق شود، تبدیل همانند شکل (۲-۲) خواهد بود.



شکل۲-۲ تبدیل پارک

اجزای i_{ds} و i_{qs} از فضای برداری جریان در مرجع $d-q$ از طریق رابطه زیر محاسبه می‌گردد.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \qquad (۴-۲)$$

تبدیل معکوس پارک از محور $d-q$ از رابطه‌ی زیر حاصل می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

۲-۱-۲- مدل دینامیکی موتور القائی

معادله‌های دینامیکی موتور القائی در مرجع محورهای قائم $\alpha-\beta$ با روابط زیر بیان می‌گردند:

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt}\lambda_{\alpha s} \quad (۶-۲)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt}\lambda_{\beta s} \quad (۷-۲)$$

$$v_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt}\lambda_{\alpha r} + \omega_r \lambda_{\beta r} \quad (۸-۲)$$

$$v_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt}\lambda_{\beta r} - \omega_r \lambda_{\alpha r} \quad (۹-۲)$$

$$\lambda_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (۱۰-۲)$$

$$\lambda_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (۱۱-۲)$$

$$\lambda_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \quad (۱۲-۲)$$

$$\lambda_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \quad (۱۳-۲)$$

معادله‌های دینامیکی موتور القائی در قاب مرجع $d-q$ که با سرعت ω_e نسبت به مرجع ساکن می‌چرخد با رابطه‌های زیر تعریف می‌شوند:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}\lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (۱۴-۲)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}\lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (۱۵-۲)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\lambda_{dr} + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (۱۶-۲)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\lambda_{qr} - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (۱۷-۲)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (۱۸-۲)$$

$$\lambda_{qs} = L_m i_{qr} + L_s i_{qs} \quad (۱۹-۲)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (۲۰-۲)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (۲۱-۲)$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{PL_m}{L_r}\left(\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}\right) \quad (۲۲-۲)$$

$$T_e - T_l = \frac{J}{P} p\omega_r + \frac{B}{P}\omega_r \quad (۲۳-۲)$$

مدل دو فاز $d-q$ که با سرعت سنکرون می‌چرخد، در دکوپله کردن اجزای کنترلی ماشین القائی کمک شایانی می‌نماید. برای حصول این منظور می‌توان قاب مرجع را بر فلوی پیوندی استاتور، روتور و یا فلوی مغناطیس کننده منطبق نمود که معمول‌ترین آن استفاده از مرجع گردان منطبق برفلوی پیوندی روتور می‌باشد. در این حالت ω_e برابر با سرعت لحظه‌ای فلوی روتور می‌گردد و فلوی روتور کاملاً در جهت محور d قرار می‌گیرد که حاصل آن در حالت مانا $\lambda_{qr} = 0$ می‌شود.

با انتخاب این مرجع، معادله‌های روتور به صورت زیر بیان می‌گردد[۱۸]:

$$0 = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} \quad (۲۴-۲)$$

$$0 = R_r i_{qr} - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (۲۵-۲)$$

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} = 0 \quad (۲۶-۲)$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{PL_m}{L_r}\lambda_{dr} i_{qs} \quad (۲۷-۲)$$

با دقت در رابطه‌ی (۲-۲۷)، کنترل مطلوب برای گشتاور که متناسب با فلو است آشکار می‌گردد. اگر فلوی روتور ثابت نگه‌داشته شود، همانند ماشینDC می‌توان گشتاور موتور را به وسیله i_{qs} کنترل نمود. روابط زیر از معادله‌های بالا حاصل می‌گردد:

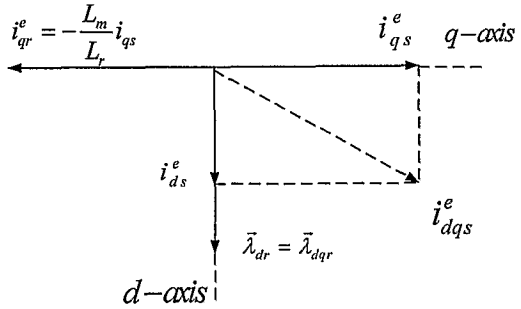
$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \qquad (۲-۲۸)$$

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{1+T_r p} i_{ds} \qquad (۲-۲۹)$$

$$\omega_s = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \lambda_{dr}} \qquad (۲-۳۰)$$

که $\omega_s = \omega_e - \omega_r$ و $T_r = L_r / R_r$ به ترتیب سرعت لغزش و ثابت زمانی روتور می‌باشند. در حالت مانا، $\lambda_{dr} = L_m i_{ds}$ و $i_{dr} = 0$ می‌گردد.

دیاگرام فازوری در جهت میدان ماشین القائی، در شکل (۲-۳) نشان داده شده است. رابطه‌ی (۲-۲۹) نشان می‌دهد که فلوی ماشین می‌تواند از طریق جریان i_{ds} کنترل گردد.



شکل۲-۳ دیاگرام فازوری کنترل برداری ماشین القائی