

صلى الله عليه وسلم



دانشگاه صنعتی شاهرود
دانشکده مهندسی برق و رباتیک
گروه قدرت

عنوان:

انتخاب فرکانس و تعداد فازها برای طراحی ماشین شار محور آهنربا دائم
(AFPM) سرعت پایین

دانشجو:

محسن نیکخو

استاد راهنما:

دکتر احمد دارابی

پایان نامه برای اخذ مدرک کارشناسی ارشد در رشته
مهندسی برق - گرایش قدرت

شهریور ۱۳۹۲

ب



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

شماره : ۱۰۸۸/آت.ب
تاریخ : ۹۲/۰۶/۲۷
ویرایش : -----

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای :
محسن نیکخواه رشته : برق گرایش : قدرت
تحت عنوان : انتخاب فرکانس و تعداد فازها برای طراحی ماشین شار محور آهنربا دائم (AFPM) سرعت پایین
که در تاریخ ۹۲/۰۶/۲۷ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

قبول (با درجه : عالی) امتیاز (۱۹,۳۸) دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ✓
۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶)
۴- قابل قبول (۱۵/۹۹ - ۱۴)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	احمد رازابی	دانشیار	
۲- استاد مشاور	---	---	
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	مرتضی رحمان	استاد	
۴- استاد ممتحن	امین حاجی زاده	استاد	
۵- استاد ممتحن	میرمحمد سید ابراهیم	دانشیار	

رئیس دانشکده :

تقدیم به پدر و مادر عزیزم

خدای را بسی شاکرم که از روی کرم پدر و مادری فداکار نصیبم ساخته تا در سایه درخت پر بار وجودشان بیاسایم و از ریشه آنان شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم. والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نامشان دلیلی است بر بودنم. آموزگارانی که برایم زندگی، بودن و انسانیت را معنا کردند؛ حال این برگ سبزی است تحفه درویش تقدیم آنان...

به پاس تعبیر عظیم و انسانی‌شان از کلمه ایثار و از خود گذشتگی، به پاس عاطفه سرشار و گرمای امیدبخش وجودشان که در این سردترین روزگاران بهترین پشتیبان است، به پاس قلب‌های بزرگشان که فریادرس است و سرگردانی و ترس در پناهشان به شجاعت می‌گراید و به پاس محبت‌های بی‌دریغشان که هرگز فروکش نمی‌کند،

این مجموعه را به این عزیزان تقدیم می‌کنم.

تشکر و قدردانی

سپاس خدای را که سخنوران، در ستودن او بمانند و شمارندگان، شمردن نعمت‌های او ندانند و کوشندگان، حق او را گزاردن نتوانند. و سلام و دورد بر محمد و خاندان پاک او، طاهران معصوم، هم آنان که وجودمان وامدار وجودشان است؛ و نفرین پیوسته بر دشمنان ایشان تا روز رستاخیز...

بدون شک جایگاه و منزلت معلم، اجل از آن است که در مقام قدردانی از زحمات بی‌شائبه‌ی او، با زبان قاصر و دست ناتوان، چیزی بنگاریم. اما از آنجایی که تجلیل از معلم، سپاس از انسانی است که هدف و غایت آفرینش را تامین می‌کند و سلامت امانت‌هایی را که به دستش سپرده‌اند، تضمین؛ بر حسب وظیفه و از باب "من لم یشکر المنعم من المخلوقین لم یشکر الله عز و جل":

از استاد با کمالات و شایسته؛ جناب آقای دکتر احمد دارابی که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از هیچ کمکی در این عرصه بر من دریغ نمودند و زحمت راهنمایی این رساله را بر عهده گرفتند کمال تشکر و قدردانی را دارم.

سعی نابرده در این راه به جایی نرسی مزد اگر می‌طلبی طاعت استاد ببر

در این مدت از همنشینی دوستانی بهره‌مند شدم که کمک‌های بی‌حصرشان راهگشای بسیاری از مشکلات بود. با سپاس فراوان از آقایان مهندس عبدالهی، مهندس میرحسینی، مهندس ارجمند، مهندس پوروطن، مهندس نوروزی و دیگر دوستانی که مرا یاری نمودند.

تعهد نامه

اینجانب محسن نیکخو دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق - قدرت دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه انتخاب فرکانس و تعداد فازها در طراحی ماشین شار محور آهنربا دائم (AFPM) سرعت پایین تحت راهنمایی دکتر احمد دارابی متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت های آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ ۹۲/۴/۲۷

امضای دانشجو

محسن نیکخو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

از مهمترین مسائل پیشروی طراحان ماشین‌های الکتریکی، انتخاب پارامترهای اکیداً مستقل الگوریتم طراحی از جمله فرکانس سیستم تغذیه و تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک می‌باشد. بدون شک انتخاب اینچنین پارامترهای اکیداً مستقل بر روی عملکرد کمی و کیفی ماشین در شرایط متفاوت اثرگذار است. چه بسا با انتخاب نامناسب این پارامترها، خواسته‌های طراحی محقق نشود و طراحی با بن‌بست جدی مواجه گردد. در نتیجه در صورت وجود نتایج حاصل از یک مطالعه وسیع در رابطه با انتخاب فرکانس سیستم تغذیه با عنایت به رفتار شاخصه‌های دارای اهمیت به خصوص در هنگام تغذیه از سیستم درایو و یا وجود رابطه‌ای تحلیلی بیانگر نحوه رفتار شاخصه‌های مهم از جمله راندمان ماشین نسبت به فرکانس تغذیه، طراح می‌تواند برای انتخاب این پارامترهای مستقل از توصیه‌ها و روابط استخراج شده، استفاده نماید. از اینرو در این رساله سعی شده است مطالعات وسیعی در راستای شناسایی تاثیر پارامتر اکیداً مستقل فرکانس تغذیه بر روی عملکرد و شاخصه‌های دارای اهمیت ماشین با ساختار معرفی شده صورت پذیرد. بدین منظور در رساله پیش‌رو ابتدا ابزارهای مورد نیاز برای انجام چنین مطالعه نسبتاً وسیعی در فصل‌های دوم تا پنجم معرفی می‌گردد. این ابزارها شامل استخراج روابط ابعادی ماشین با ساختار مطرح شده، مدلسازی تحلیلی با اتکا به پارامترهای ابعادی، مدلسازی و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود، مدلسازی دینامیکی گذرایی و طراحی سیستم تغذیه و کنترل ماشین طراحی شده در هر فرکانس طراحی است.

ماشین مورد مطالعه در این رساله، ماشین AFPM نوع TORUS-NS می‌باشد که برای بهره‌گیری به عنوان بخش محرک سیستم پیشران زیردریایی دیزل الکتریکی، طراحی می‌گردد. از اینرو با توجه به کاربرد مطرح شده، شاخصه‌های راندمان به لحاظ مدت زمان مانور، چگالی توان به لحاظ حجم و وزن اشغال شده، محدوده زاویه قدرت به لحاظ توانایی در طراحی سیستم‌های کنترل متنوع و رعایت محدوده پایداری و

ریپل گشتاور به لحاظ مسائل مربوط به نویز، لرزش و تلفات از سایر شاخصه‌ها از اهمیت بیشتری برخوردارند. در این رساله نیز انتخاب فرکانس سیستم تغذیه براساس رفتار این شاخصه‌ها صورت گرفته و در انتها برای راندمان ماشین بر حسب پارامترهای فرکانس تغذیه، تعداد جفت قطب‌ها و توان خروجی رابطه‌ای تحلیلی در راستای تکمیل الگوریتم طراحی ماشین ارائه شده است.

در زیردریایی‌های دیزل الکتریک زمان ماندگاری در زیر آب و قابلیت انجام عملیات آرام در سرعت‌های مختلف اهمیت ویژه‌ای دارد. طراحی موتور پیشران با بهره بالا و انتخاب تکنیک مناسب تغذیه سیستم پیشران توسط بانک باتری‌ها در بارها و یا سرعت‌های مختلف، دستیابی به اهداف مذکور را میسر می‌کند. بدین منظور در این رساله یک ساختار کنترلی ویژه برای درایو یک موتور AFPM چند لایه پیشران یک زیردریایی، با قابلیت تغذیه اختیاری لایه‌های موتور در بارها و سرعت‌های عملکردی مختلف، معرفی و عملکرد آن مورد مطالعه و بررسی دقیق قرار می‌گیرد. امکان و نحوه ترکیب لایه‌های یک موتور چند لایه و تغذیه آنها، با توجه به روش مونتاژ و یا میزان شیف‌ت زاویه بین روتورهای لایه‌های مختلف انجام می‌گیرد. الگوریتمی برای سوئیچینگ خودکار لایه‌ها به منظور دستیابی به بازده بیشینه در سرعت‌های مختلف و شبیه‌سازی دینامیکی گذرای موتور و سیستم تغذیه در محیط نرم افزار MATLAB، ارائه می‌شوند و مسائل مربوط به عملکرد گذرای در هنگام سوئیچ لایه‌ها و مشخصه‌های عملکردی موتور در حالت دائمی در سرعت‌های مختلف مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

کلمات کلیدی: ماشین شار محوری آهنربا دائم سرعت پایین، الگوریتم طراحی، مدلسازی تحلیلی، روش اجزاء محدود، مدلسازی دینامیکی گذرای، سیستم درایو.

Patent:

گواهی نامه ثبت اختراع با عنوان، ”ماشین سنکرون سه لایه سه فاز با سیم‌پیچی تروئیدال با هسته U شکل” , با شماره ثبت ۷۸۳۰۲، سازمان ثبت اسناد و املاک کشور قوه قضاییه، ۱۳۹۱/۱۰/۲۶. احمد دارابی، رضا ارجمند، محسن نیکخو و شیراک پوروطن

Journals:

[1]. **Title:** Dynamic Performance Calculation of a Submarine's Variable Speed Multi-Layer AFPM Motor.

Authors: A. Darabi, S. Abdollahi and M. Nikkhoo.
Compel Journal (Submitted).

[2]. **Title:** Dynamic Braking Optimization for Reducing Demagnetization Phenomenon during Fast Stopping in AFPM Motor.

Authors: N. Bahador, A. Darabi, M. Nikkhoo.
JEE, Journal of Electrical Engineering, University "POLITEHNICA" Timisoara, Romania (Accepted).

[3]. **Title:** Optimum Arrangement for High Efficiency Operation and Load Management of Multi-Layer Multi-Phase AFPM Motor of a Submarine Propulsion.

Authors: A. Darabi, M. Nikkhoo, S. Abdollahi and M. Noroozi.
IET Electric Power Applications Journal (Submitted).

[4]. **Title:** A Review on Modeling of the Maximum Lagging Current Test Method of Salient Pole Synchronous Machines.

Authors: A. Darabi, M. Yousefi and M. Nikkhoo.
Taylor & Francis, Electric Power Components and Systems (Accepted).

[۵]. تغذیه بهینه لایه‌های موتور آهنربا دائم شار محوری چند لایه پیشران زیر دریایی بمنظور افزایش مدت زمان ماندگاری در زیر آب.

احمد دارابی، محسن نیکخو، سهیل عبدالهی.

اولین همایش ملی فناوری‌های نوین دریایی، دانشگاه علوم دریایی نوشهر، شهریور ۱۳۹۲ (پذیرفته شده).

[۶]. طراحی موتور شار محوری آهنربا دائم برای پیشران زیردریایی‌های دیزل الکتریک و ساخت یک نمونه کوچک آزمایشگاهی.

احمد دارابی، سهیل عبدالهی، محسن نیکخو.

اولین همایش ملی فناوری‌های نوین دریایی، دانشگاه علوم دریایی نوشهر، شهریور ۱۳۹۲ (پذیرفته شده).

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه‌ای بر ماشین‌های شار محوری آهنربا دائم	۱
فصل دوم: مدل‌سازی ابعادی ماشین AFPM نوع TORUS-NS	۵
۱-۲- مقدمه	۶
۲-۲- الگوریتم طراحی اولیه ماشین AFPM نوع TORUS-NS	۶
۳-۲- مدل‌سازی اجزای تشکیل دهنده ماشین AFPM نوع TORUS-NS	۱۲
۱-۳-۲- مدل‌سازی بخش روتور	۱۲
۱-۱-۳-۲- مدل‌سازی آهنربا دائم	۱۲
۲-۱-۳-۲- مدل‌سازی آهن انتهایی روتور	۱۳
۲-۳-۲- مدل‌سازی فاصله هوایی	۱۳
۱-۲-۳-۲- مدل‌سازی نشت شار	۱۳
۳-۳-۲- مدل‌سازی بخش استاتور	۱۴
۴-۳-۲- مدل نهایی ماشین AFPM نوع TORUS-NS	۱۵
۴-۲- محاسبه تلفات و راندمان موتور AFPM نوع TORUS-NS	۱۷
۱-۴-۲- تلفات مکانیکی	۱۷
۲-۴-۲- تلفات بخش استاتور	۱۸
۱-۲-۴-۲- تلفات هسته استاتور	۱۸
۲-۲-۴-۲- تلفات اهمی در سیم‌پیچ‌های آرمیچر	۱۹
۳-۲-۴-۲- تلفات فوکوی سیم‌پیچ‌های آرمیچر	۱۹
۵-۲- نتیجه‌گیری از فصل	۱۹
فصل سوم: طراحی ماشین نمونه با استفاده از الگوریتم ارائه شده و شبیه‌سازی آن به روش اجزاء محدود	۲۰
۱-۳- مقدمه	۲۱
۲-۳- طراحی ماشین ۵۵ هرتزی، ۵۰۰ کیلووات، سه فاز و ۳۰۰ دور در دقیقه	۲۱
۳-۳- اعتبار سنجی طرح و تحلیل موتور طراحی شده به روش اجزاء محدود (FEM)	۲۷

۲۸	۳-۳-۱- ترسیم هندسه مسئله
۲۸	۳-۳-۲- تخصیص مواد تشکیل دهنده قسمت‌های مختلف موتور طراحی شده
۲۹	۳-۳-۳- تغذیه سیم‌پیچ‌های آرمیچر
۳۰	۳-۳-۴- تعریف شرایط مرزی
۳۰	۳-۳-۵- مش‌بندی
۳۱	۳-۳-۶- نتایج شبیه‌سازی
۳۲	۳-۳-۶-۱- نتایج شبیه‌سازی در حالت مدار باز
۳۳	۳-۳-۶-۲- نتایج شبیه‌سازی در حالت بار کامل
۳۴	۳-۳-۶-۳- محاسبه تلفات آهن موتور طراحی شده با استفاده از تحلیل FEM
۳۵	۳-۳-۴- نتیجه‌گیری از فصل
۳۶	فصل چهارم: مدلسازی دینامیکی گذرای موتور AFPM طراحی شده
۳۷	۴-۱- مقدمه
۳۷	۴-۲- معادلات ولتاژ موتور طراحی شده
۳۸	۴-۳- مقاومت در هر فاز موتور طراحی شده
۳۸	۴-۳-۱- اثر پوستی
۳۹	۴-۴- عکس‌العمل آرمیچر و محاسبه ماتریس اندوکتانس موتور طراحی شده
۴۱	۴-۵- محاسبه شارهای پیوندی ناشی از آهنرباهای دائم در موتور طراحی شده
۴۲	۴-۶- محاسبه ولتاژ القایی در هر فاز
۴۳	۴-۷- محاسبه‌ی مقادیر پریونیت پارامترهای موتور طراحی شده
۴۴	۴-۸- مقایسه پارامترهای موتور طراحی شده با چند ماشین نمونه ساخته شده قبلی
۴۷	۴-۹- بررسی ضریب قدرت موتور طراحی شده
۴۷	۴-۱۰- شبیه‌سازی دینامیکی موتور طراحی شده در حالت عملکرد اتصال مستقیم به شبکه
۵۱	۴-۱۰-۱- نتایج حاصل از شبیه‌سازی در ولتاژ و فرکانس نامی
۵۹	۴-۱۱- نتیجه‌گیری از فصل
	فصل پنجم: انتخاب فرکانس تغذیه و بازنگری در الگوریتم طراحی ماشین AFPM نوع

.....	60	TORUS-NS
.....	61	۵-۱- مقدمه
.....	62	۵-۲- انتخاب فرکانس تغذیه برای ساختار معرفی شده
.....	63	۵-۲-۱- نتایج استخراج شده از معادلات ابعادی و مدلسازی تحلیلی
.....	69	۵-۲-۲- نتایج استخراج شده از مدلسازی و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود
.....	74	۵-۲-۳- نتایج استخراج شده از مدلسازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای
.....	78	۵-۲-۴- نتایج استخراج شده از عملکرد موتورهای طراحی شده با در نظر گرفتن سیستم درایو
.....	78
.....	86	۵-۲-۵- نتیجه‌گیری در گام نخست و انتخاب فرکانس تغذیه
.....	86	۵-۳- بازنگری در الگوریتم طراحی ماشین AFPM نوع TORUS-NS
.....	86	۵-۴- نتیجه‌گیری از فصل
.....	87	فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات
.....	88	۶-۱- مقدمه
.....	88	۶-۲- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری
.....	89	۶-۳- پیشنهادات
.....	90	مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۲: منحنی B-H هسته استاتور و آهن انتهایی روتور [۲۵] ۱۰
- شکل ۲-۲: مدار معادل تونن آهنرباهای دائم ۱۲
- شکل ۳-۲: مدل حلقه آهن انتهایی روتور ۱۳
- شکل ۴-۲: شماتیک آهنرباهای دائم زیر یک جفت قطب از ماشین AFPM نوع TORUS-NS ۱۴
- شکل ۵-۲: مدل در نظر گرفته شده برای فاصله هوایی ۱۴
- شکل ۶-۲: مدل در نظر گرفته شده برای یک جفت قطب از موتور طراحی شده در شرایط مدار باز ... ۱۵
- شکل ۷-۲: مدل ساده شده موتور الف- در گام اول ب- در گام دوم ۱۶
- شکل ۱-۳: شکل موج شار و ولتاژ القایی الف) سینوسی ب) دوزنقه‌ای [۳۰] ۲۳
- شکل ۲-۳: فلوجارت روند طراحی موتور با ساختار منتخب با استفاده از الگوریتم طراحی اولیه و مدلسازی‌های صورت گرفته در فصل دوم ۲۴
- شکل ۳-۳: نمایش دو بعدی ابعاد اساسی موتور طراحی شده بر حسب متر ۲۷
- شکل ۴-۳: شماتیک هندسه ترسیم شده یک جفت قطب نیمی از موتور طراحی شده در نرم‌افزار Solidworks ۲۸
- شکل ۵-۳: دسته منحنی‌های تلفات هسته بر حسب وات بر متر مکعب در فرکانس‌های مختلف [۲۵] . ۳۰
- شکل ۶-۳: مدار طراحی شده برای تغذیه سیم‌پیچ‌های آرمیچر در نرم‌افزار JMAG Designer ۳۱
- شکل ۷-۳: مش‌بندی در نظر گرفته شده برای موتور طراحی شده در نرم‌افزار JMAG Designer ۳۱
- شکل ۸-۳: طیف رنگی چگالی شار مغناطیسی مربوط به الف- نمای کلی ب- سطح روتور ج- آهن انتهایی روتور د- هسته استاتور موتور طراحی شده ۳۳
- شکل ۹-۳: شماتیک خطوط شار مغناطیسی زیر یک جفت قطب از موتور طراحی شده ۳۳
- شکل ۱-۴: توزیع جریان متغیر با زمان در یک هادی با مقطع گرد [۳۱] ۳۹
- شکل ۲-۴: مدار معادل ماشین AFPM طراحی شده در هر فاز ۴۱
- شکل ۳-۴: شکل موج شار پیوندی فاز a یک لایه از موتور طراحی شده به همراه هارمونیک‌های آن ... ۴۳
- شکل ۴-۴: شماتیک شبیه‌سازی موتور سه فاز AFPM طراحی شده ۴۶
- شکل ۵-۴: بلوک back emf در شکل ۴-۴ ۴۹
- شکل ۶-۴: ولتاژ القایی ناشی از PPMها در فازهای مختلف در ولتاژ و فرکانس نامی ۵۰
- شکل ۷-۴: جریان جاری شده در فاز a موتور دو لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی ۵۲

شکل ۴-۸: جریان جاری شده در فاز a موتور یک لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۵۰۰ کیلووات. ۵۲

شکل ۴-۹: زاویه قدرت موتور دو لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات ۵۳

شکل ۴-۱۰: زاویه قدرت موتور یک لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۵۰۰ کیلووات ۵۳

شکل ۴-۱۱: توان اکتیو ورودی لحظه‌ای موتور دو لایه ۷۴/۲۴ ولتی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات ۵۴

شکل ۴-۱۲: توان راکتیو ورودی لحظه‌ای موتور دو لایه ۷۴/۲۴ ولتی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات ۵۴

شکل ۴-۱۳: توان ظاهری ورودی لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات ۵۴

شکل ۴-۱۴: توزیع ضریب قدرت (پیش فاز) موتور دو لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات ۵۵

شکل ۴-۱۵: ضریب قدرت (پیش فاز) حالت دائمی موتور یک لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۵۰۰ کیلووات ۵۵

شکل ۴-۱۶: توان خروجی لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی ۵۶

شکل ۴-۱۷: گشتاور الکترومغناطیسی لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی ۵۶

شکل ۴-۱۸: بازده لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی ۵۷

شکل ۴-۱۹: بازده حالت دائمی موتور یک لایه ۷۴/۲۴ ولتی در ولتاژ و فرکانس نامی و بار ۵۰۰ کیلووات ۵۷

شکل ۴-۲۰: سرعت مکانیکی روتور موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی ۵۸

شکل ۴-۲۱: نسبت گشتاور به جریان اکتیو موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی ۵۸

شکل ۴-۲۲: نسبت گشتاور به جریان مؤثر موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی برای ۵۸

شکل ۵-۱: فلوچارت روند مطالعات در زمینه فرکانس تغذیه در بخش اول ۶۶

شکل ۵-۲: داده‌های خروجی معادلات ابعادی و مدل‌سازی‌های تحلیلی ماشین‌های طراحی شده در فرکانس‌های مختلف..... ۶۹

شکل ۵-۳: اطلاعات و داده‌های استخراج شده از مدل‌سازی‌ها و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود. الف- ضریب نشت شار مغناطیسی، ب- متوسط چگالی شار فاصله هوایی ۷۰

شکل ۵-۴: اطلاعات و داده‌های استخراج شده از مدل‌سازی‌ها و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود ۷۴

شکل ۵-۵: نتایج حاصل از مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی ۷۵

شکل ۵-۶: نتایج حاصل از مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی ۷۸

شکل ۵-۷: نتایج حاصل از طراحی سیستم درایو در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی ۸۱

شکل ۵-۸: دیاگرام فازوری مربوط به عملکرد موتور و سیستم تغذیه در زوایای قدرت کوچک و ضریب قدرت پیش‌فاز ۸۲

شکل ۵-۹: دیاگرام فازوری مربوط به عملکرد موتور و سیستم تغذیه در ضریب قدرت واحد ۸۲

شکل ۵-۱۰: دیاگرام فازوری مربوط به عملکرد موتور و سیستم تغذیه در زوایای قدرت بزرگ و ضریب قدرت پس‌فاز ۸۳

شکل ۵-۱۱: نتایج حاصل از طراحی سیستم درایو در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی ۸۴

شکل ۵-۱۲: امتیاز تعلق گرفته به شاخصه‌های تعریف شده در هر فرکانس طراحی ۸۵

فهرست جداول

- جدول ۱-۳: مشخصات نامی داده شده برای موتور مورد طراحی ۲۳
- جدول ۲-۳: مشخصات ابعادی موتور طراحی شده ۲۵
- جدول ۳-۳: مشخصات مواد سازنده موتور طراحی شده [۲۵]..... ۲۹
- جدول ۴-۳: مقایسه چگالی شار مغناطیسی در حالت استاتور بدون جریان حاصل از محاسبات تحلیلی و FEM ۳۳
- جدول ۵-۳: اطلاعات مربوط به تلفات آهن موتور طراحی شده از تحلیل اجزاء محدود ۳۵
- جدول ۱-۴: اطلاعات طراحی سه موتور AFPM سه فاز توان بالا ساخته شده توسط [۵] A.S.U ,MA ۴۶
- Aerospace Hudson ,EDC ,Kaman, ۴۶
- جدول ۲-۴: مقادیر پریونیت پارامترهای ماشین‌های ساخته شده توسط شرکت A.S.U ,MA ,Hudson ۴۷
- Aerospace EDC ,Kaman, ۴۷

فهرست علائم و اختصارات

توان خروجی کل ماشین الکتریکی	P_{out}
بازده	η
مقدار لحظه‌ای back emf مربوط به هر فاز	$e(t)$
مقدار بیشینه back emf مربوط به هر فاز	E_p
ولتاژ القا شده در سیم‌پیچی فاز a ناشی از آهنرباهای دائم	$e_a(t)$
مقدار لحظه‌ای جریان هر فاز سیم‌پیچی آرمیچر	$i(t)$
مقدار بیشینه جریان هر فاز سیم‌پیچی آرمیچر	I_p
جریان مؤثر مربوط به هر فاز استاتور	I_{rms}
تعداد فازهای ماشین	m
دوره تناوب یک سیکل back emf	T
ضریب شکل موج توان الکتریکی	K_p
ضریب نیروی محرکه الکتریکی	K_e
ضریب شکل موج جریان	K_i
ضریب شکستگی شار	K_f
ضریب پر شونده‌گی مس	K_{cu}
ثابت گشتاور	K_T
نسبت مقدار لحظه‌ای به بیشینه back emf مربوط به هر فاز	$f_e(t)$
نسبت مقدار لحظه‌ای به بیشینه جریان هر فاز سیم‌پیچی آرمیچر	$f_i(t)$
متوسط چگالی شار زیر هر قطب (بارگذاری مغناطیسی ویژه)	B_{avg}
حداکثر چگالی شار زیر هر قطب	B_{mg}
ماکزیمم چگالی شار مجاز در هسته استاتور	B_{cs}
مقدار چگالی شار در هسته روتور	B_{cr}
چگالی شار پسماند آهنربا دائم	B_r
چگالی شار قابل حصول در سطح آهنربا دائم	B_u
بردار مولفه عمودی چگالی شار مغناطیسی	\vec{B}_g
شار تولیدی توسط هر یک از قطب‌های سیستم تحریک	φ_{pole}
سطح مقطع مربوط به مسیر عبور شار تولیدی توسط هر یک از قطب‌های سیستم تحریک	A_{pole}
تعداد جفت قطب‌های ماشین	p

قطر داخلی محیطی آهنرباهای دائم	D_i
قطر خارجی محیطی آهنرباهای دائم	D_o
قطر داخلی استاتور	D
قطر متوسط فاصله هوایی	D_g
قطر هادی‌های رشته‌ای	D_{str}
نسبت قطر داخلی به قطر خارجی	λ
شار پیوندی سیم‌پیچی فاز a ناشی از آهنرباهای دائم	λ_{PM}^a
شار گذرنده از فاصله هوایی	φ_{gap}
ضریب سیم‌پیچی	K_w
تعداد دور سیم‌پیچ سری در هر فاز	N_s
مساحت سطح فاصله هوایی قطع شده توسط خطوط شار	A_p
ضریب نفوذپذیری مغناطیسی نسبی آهنربای دائم	μ_{rPM}
ضریب نفوذپذیری مغناطیسی هوا	μ_0
فرکانس ولتاژ ترمینال	f
سطح مقطع مربوط به هر رشته هادی	S_{str}
شدت میدان مغناطیس‌زدا	H_c
نیروی محرکه مغناطیسی تولیدی توسط آهنربا دائم	mmf_{pm}
مقاومت مغناطیسی آهنربا دائم	\mathfrak{R}_{pm}
مقاومت مغناطیسی مسیر مستقیم فاصله هوایی	\mathfrak{R}_{g1}
مقاومت مغناطیسی مسیر شکستگی شار	\mathfrak{R}_{fr}
مقاومت مغناطیسی ناشی شار بین هر قطب و آهن انتهایی روتور	\mathfrak{R}_{L1}
مقاومت مغناطیسی ناشی شار بین هر قطب‌های مجاور سیستم تحریک	\mathfrak{R}_{L2}
مقاومت مغناطیسی هسته استاتور	\mathfrak{R}_s
مقاومت مغناطیسی آهن انتهایی روتور	\mathfrak{R}_{bi}
مقاومت مغناطیسی معادل فاصله هوایی	\mathfrak{R}_g

فصل اول

مقدمه‌ای بر ماشین‌های شار محوری آهنربا دائم

ماشین‌های الکتریکی، یکی از مهم‌ترین پایه‌های تمدن مدرن صنعت امروزی محسوب می‌شوند. ظهور آهنرباهای دائم کمیاب خاکی با میدان مغناطیسی قوی فرصتی را برای ساخت ماشین‌هایی با ساختارهای جدید و کارایی بهتر، از جمله بازدهی و نسبت گشتاور به وزن بالاتر ایجاد کرده است. آهنرباهای مرغوبی که در ساختار این ماشین‌ها استفاده می‌شوند، امکان ایجاد چگالی فوران مناسبی را حتی با وجود فاصله هوایی بزرگ فراهم می‌کنند [۱-۵]. در این نوع ماشین‌ها از آهنرباهای دائم به جای سیم‌پیچی میدان به منظور تولید شار فعال در فاصله هوایی برای القای ولتاژ ضد محرکه (back emf) در سیم‌پیچ‌های آرمیچر استفاده می‌شود. وجود آهنرباهای دائم بدون نیاز به منبع انرژی الکتریکی برای تولید شار فعال فاصله هوایی سبب افزایش بازده این ماشین‌ها در مقایسه با ماشین‌های معمولی دارای سیم‌پیچی میدان شده است. یکی از انواع ماشین‌های الکتریکی که در دو دهه اخیر موضوع مطالعات پژوهشی متعددی بوده است، ماشین‌های شار محوری آهنربا دائم (AFPM) می‌باشند [۵]، [۶]. این ماشین‌ها برای اولین بار در سال ۱۸۳۱ میلادی توسط آقای مایکل فارادی^۱ مطرح شدند [۵]. کیفیت پایین مواد مغناطیس دائم، نیروی جاذبه مغناطیسی محوری قوی بین روتور و استاتور، مشکلات ساخت متعدد از جمله برش شیارها در هسته‌های مورق، مشکلات در مونتاژ و حفظ یکنواختی فاصله هوایی از جمله معضلاتی بودند که در همان ابتدا سبب کنار نهادن این ماشین‌ها توسط محققین شدند. اما با گذشت زمان و پیشرفت‌های چشم‌گیر در زمینه مواد مغناطیس دائم در دو دهه گذشته، ماشین‌های شار محوری مغناطیس دائم مجدداً به جایگاه ویژه خود در صنعت بازگشتند. به طور کلی عقیده بر آن است که وجود مواد مغناطیس دائم با انرژی بالا به ویژه آهنرباهای کمیاب خاکی، نیروی محرک اصلی برای بهره‌گیری از توپولوژی‌های ابداعی ماشین مغناطیس دائم و به این ترتیب احیاء موتورهای AFPM می‌باشد [۵].

از نقطه نظر عملکردی، ماشین‌های شار محوری به سه دسته ماشین‌های جریان مستقیم کموتاتوردار، ماشین‌های آهنربا دائم سنکرون بدون جاروبک و ماشین‌های القایی دسته‌بندی می‌شوند [۵]. البته برخی از محققین ماشین‌های شار محوری هایبرید و هیستریزیس را نیز در این دسته‌بندی جای داده‌اند. در بین این خانواده‌ها، ماشین‌های شار محوری آهنربا دائم بدون جاروبک با دارا بودن چگالی توان و بازده بالاتر و همچنین نویز کمتر، بیشتر مورد توجه بوده‌اند. در این ماشین‌ها مواد مغناطیس دائم که همان نقش سیم‌پیچی میدان را در ماشین‌های متداول ایفا می‌کنند بر روی دیسک روتور و سیم‌پیچ‌های آرمیچر بر روی هسته مورق استاتور قرار داده می‌شوند. اساساً این ماشین‌ها را می‌توان با ولتاژ ضد محرکه سینوسی یا دوزنقه‌ای طراحی نمود که هر یک از آنها دارای مزایا و معایبی نسبت به

یکدیگر می‌باشند. ماشین‌های بدون جاروبک با ولتاژ ضد محرکه ذوزنقه‌ای^۱ (BLDC) با یک شکل موج جریان شبه مستطیلی کار می‌کنند و توزیع چگالی شار در فاصله هوایی آن‌ها بصورت شبه ذوزنقه‌ای است. این در حالی است که در ماشین‌های بدون جاروبک با ولتاژ ضد محرکه سینوسی، جریان جاری شده در سیم‌پیچ‌های آرمیچر سینوسی است و چگالی شار در فاصله هوایی این ماشین‌ها دارای توزیع شبه سینوسی می‌باشد. عملکرد موتورهای BLDC کاملاً مشابه با ماشین‌های DC معمولی با جاروبک می‌باشد با این تفاوت که در این ماشین‌ها از کموتاسیون الکتریکی (مبدل‌های الکترونیک قدرت DC به AC و بالعکس) به جای کموتاسیون مکانیکی استفاده شده است. به هر حال با افزایش نسبت قوس قطب به گام قطب در آهنرباها، این شکل موج ذوزنقه‌ای به شکل موج مستطیلی میل خواهد کرد. حال با توجه به طراحی سیم‌پیچی آرمیچر، با چرخش سیستم تحریک، عبور شار متغیر با زمان از کویل‌های آرمیچر سبب القای ولتاژ ضد محرکه سینوسی یا شبه ذوزنقه‌ای در سیم‌پیچ‌های آرمیچر می‌شود. در صورتی که این ماشین‌ها توسط ولتاژی با شکل موج مشابه با ولتاژ ضد محرکه تغذیه شوند کمترین میزان ریپل گشتاور و هارمونیک‌های جریان آرمیچر حاصل می‌شود. به طور کلی می‌توان گفت میزان ریپل گشتاور این ماشین‌ها در مقایسه با ماشین‌های بدون جاروبک با ولتاژ ضد محرکه سینوسی که توصیه می‌شود با ولتاژ سینوسی تغذیه شوند، بیشتر می‌باشد. این در حالی است که طراحی سیستم تغذیه برای موتورهای BLDC بسیار راحت‌تر از موتورهای بدون جاروبک با ولتاژ ضد محرکه سینوسی می‌باشد. لازم بذکر است که در انواع ماشین‌های الکتریکی سنکرون با هر شکل موج ولتاژ ضد محرکه، با افزایش طول فاصله هوایی مقدار ضریب قدرت کاهش خواهد یافت [۷، ۸].

همانطور که بیان شد، در ماشین‌های AFPM، توزیع فوران در شکاف فاصله هوایی به صورت محوری است و با توجه به ساختار مناسب و ویژگی‌های منحصر به فردشان مانند: حذف تلفات مسی روتور، ساختار مکانیکی محکم، رنج اینرسی وسیع با توجه به ساختار و تعداد لایه‌های منتخب، چگالی گشتاور و بازدهی بالا، کاربردهای مختلفی دارند و به طور گسترده‌ای در صنایع هوایی، محرک‌های صنعتی، خودروهای الکتریکی و سیستم‌های پیشران حمل و نقل دریایی به کار گرفته می‌شوند. از آنجایی که این ماشین‌ها قابلیت طراحی با تعداد قطب‌های زیاد را دارند، می‌توان از آن‌ها بدون نیاز به گیربکس‌های گران قیمت در کاربردهای سرعت پایین همچون درایوهای کشنده مکانیکی، بالابرها و ... استفاده نمود [۵]، [۶].

یکی از مهمترین ویژگی‌های ماشین‌های AFPM نسبت به سایر ماشین‌های الکتریکی، طول محوری کم و قطر زیاد می‌باشد. از اینرو روتور با قطر بزرگ با گشتاور اینرسی بالا می‌تواند به عنوان چرخ طیار به کار گرفته شود. هر چه توان خروجی این ماشین‌ها افزایش یابد، متناسب با توان، سطح تماس بین روتور و میل محور کاهش می‌یابد. به این خاطر در طراحی اتصال مکانیکی میل محور و دیسک روتور لازم است توجه کافی شود، چرا که معمولاً این عامل منشاء شکست‌ها در ماشین‌های نوع دیسکی می‌باشد [۵]. ماشین‌های AFPM همچنین می‌توانند به عنوان ژنراتورهای کوچک تا متوسط استفاده شوند. شکل نوع دیسکی منحصر بفرد روتور و استاتور این ماشین‌ها امکان ایجاد طراحی‌های متنوع را فراهم می‌سازد. ماشین‌های AFPM می‌توانند به صورت ماشین‌های دارای یک یا چند فاصله هوایی، شیاردار یا بدون شیار و یا به طور کلی آرمیچر بدون هسته (بدون آهن) طراحی شوند [۵]، [۶]، [۹]. این ماشین‌ها از لحاظ قطعات و روش‌های ساخت و نیز کاربرد انواع گوناگونی دارد و از همان ابتدا به دلیل ساختار پیچیده به عنوان یک ماشین مخصوص شناخته شدند [۹-۱۲]. در این ماشین‌ها جریان عبوری از هر کویل استاتور در معرض شار ایجاد شده توسط آهنرباهای دائم روی روتور قرار می‌گیرد و باعث ایجاد یک نیروی مماس بر محیط روتور می‌شود.

فصل دوم

مدلسازی ابعادی ماشین AFPM نوع TORUS-NS

۲-۱- مقدمه

پس از معرفی عملکرد و انواع توپولوژی‌های ماشین شار محوری آهنربا دائم و ساختار برگزیده در فصل اول، در این فصل به مدلسازی بر پایه پارامترهای ابعادی ماشین AFPM نوع TORUS-NS پرداخته می‌شود. در این راستا ابتدا با استفاده از معادله توان خروجی و با توجه به روابط فیزیکی حاکم، گام به گام پارامترهای ابعادی ماشین استخراج می‌شود. پس از تدوین الگوریتم اولیه طراحی که با استفاده از آن می‌توان با در اختیار داشتن اطلاعات مربوط به مشخصات نامی شامل مقدار موثر ولتاژ تغذیه، سرعت چرخش، توان نامی، نحوه اتصال سیم‌پیچی فازهای آرمیچر و ... به پارامترهای ابعادی ماشین دست یافت، مدلسازی ماشین AFPM با اتکا به پارامترهای ابعادی و دقت قابل قبول ارائه می‌شود. به منظور بررسی عملکرد ماشین در فرکانس‌های مختلف، مدل پیشنهاد شده باید دارای دقتی بالا باشد. از اینرو در مدلسازی صورت گرفته سعی شده است تا حد امکان جزئیات اثرگذار در عملکرد ماشین در بازه وسیعی از فرکانس تغذیه اعم از تلفات فوکوی سیم‌پیچی، اثر پوستی سیم‌پیچ‌های آرمیچر، شار نشتی بین قطب و آهن انتهایی و بین دو قطب آهنربای دائم و ... لحاظ شود.

۲-۲- الگوریتم طراحی اولیه ماشین AFPM نوع TORUS-NS

پس از بیان روابط ابعادی ماشین AFPM نوع TORUS-NS، در این بخش لیست پارامترهای تشکیل دهنده الگوریتم اولیه طراحی ماشین به همراه توصیه‌هایی برای تعیین آن‌ها ارائه می‌شود. طبیعتاً طراحی براساس مشخصات نامی مورد نظر صورت می‌گیرد. این مشخصات نامی به قرار زیر است:

۱. توان خروجی موتور P_{out} [W]
۲. مقدار موثر ولتاژ فاز ترمینال V_{ph} [V]
۳. نحوه اتصال سیم‌پیچی فازهای آرمیچر Y or Δ [-]
۴. سرعت نامی n_s [rpm]
۵. فرکانس نامی تغذیه f [Hz]
۶. تعداد زوج قطب‌ها $p = \frac{60f}{n_s}$ [-]
۷. تعداد فازها m [-]

یکی از مسائل مهم پیشروی طراحان ماشین‌های الکتریکی در هنگام طراحی اولیه و محاسبه ابعاد و پارامترهای مورد نیاز، انتخاب فرکانس به عنوان یکی از پارامترهای اختیاری الگوریتم طراحی می‌باشد.

بی‌شک انتخاب مناسب این پارامتر به شدت بر روی چگالی توان، راندمان و کیفیت عملکرد ماشین تاثیرگذار است. تعداد زیادی پارامترهای اختیاری در طراحی یک ماشین الکتریکی وجود دارند که برای هر یک الگوها و توصیه‌هایی ارائه شده است؛ اما فرکانس از جمله مهمترین پارامترهای مستقل اختیاری است که تاکنون به آن توجه کافی نشده است. برای یک ماشین با سرعت عملکرد بخصوص، فرکانس سیستم تغذیه جزو آن دسته از پارامترهای اختیاری می‌باشد که طراح برای انتخاب آن در شروع فرایند طراحی دچار تردید و سردرگمی می‌شود. چه بسا با انتخاب نامناسب این پارامتر، امکان طراحی ماشین با رفتار مناسب، با محدودیت‌های جدی روبرو شود. بنابراین داشتن یک الگو و یا دستورالعمل انتخاب این پارامتر مستقل، سبب افزایش اطمینان به طرح نهایی و جلوگیری از امکان از دست رفتن زمان خواهد شد.

با توجه به توضیحات ارائه شده، مطالعات تاثیر فرکانس بر روی ماشینی انجام می‌شود که با هدف بهره‌گیری به عنوان موتور پیشران سیستم رانش زیردریایی دیزل الکتریک مطرح شده است. در این سیستم‌ها به علت محدودیت فضا، چگالی توان موتورهای پیشران بسیار حائز اهمیت می‌باشد. انتخاب فرکانس نامی سیستم تغذیه به شدت بر روی چگالی توان موتورهای پیشران اثرگذار است. در نتیجه در انتخاب فرکانس نامی سیستم پیشران باید به این موضوع توجه کافی شود.

همانطور که در فصل اول بیان شد زیردریایی‌های دیزل الکتریک اغلب با سرعتی موسوم به سرعت گشت‌زنی (معادل $0/3$ تا $0/4$ سرعت نامی) در حال انجام ماموریت هستند و تنها در بعضی از اوقات بنا به دلایل مختلف از جمله اختفا از دشمن و یا تعقیب هدف، با سرعت فرار (سرعت نامی) حرکت می‌کنند. در نتیجه عملکرد موتور پیشران در هر دو سرعت گشت‌زنی و فرار دارای اهمیت ویژه است. از آنجایی که تغذیه موتورهای پیشران از طریق یک واسط اینورتری تامین می‌شود، لذا ولتاژ اعمالی به ترمینال موتورها دارای هارمونیک‌های زمانی می‌باشد. در این صورت برای تامین انرژی مورد نیاز بار، جریان هارمونیک در سیم‌پیچ‌های آرمیچر جاری می‌شود. وجود هارمونیک‌های زمانی در جریان آرمیچر سبب افزایش هارمونیک‌های فضایی mmf در فاصله هوایی و نتیجتاً بوجود آمدن ریپل گشتاور اعمالی به محور خواهد شد که این موضوع با پیامدهای نامطلوب افزایش نویز و سر و صدای موتور همراه خواهد بود. بطور کلی با افزایش فرکانس تغذیه موتور، راکتانس سنکرون سیم‌پیچی آرمیچر افزایش یافته که این موضوع سبب کاهش THD جریان آرمیچر و نتیجتاً کاهش ریپل گشتاور اعمالی به محور خواهد شد. در نتیجه از این منظر افزایش فرکانس تغذیه به کاهش ریپل گشتاور و سر و صدای موتور کمک خواهد کرد. از سوی دیگر با فرض ثابت بودن سرعت نامی در طراحی، با افزایش فرکانس نامی تعداد جفت قطب‌های ماشین نیز افزایش خواهد یافت که این موضوع نیز سبب

یکنواخت‌تر شدن نیروهای جاذبه و دافعه مغناطیسی مابین روتور و استاتور و کاهش سر و صدا در شرایط مختلف عملکردی می‌شود. اما نکته دیگری که قابل توجه می‌باشد، بازده ماشین تحت شرایط عملکردی مختلف است. فرکانس سیستم تغذیه باید به نحوی انتخاب گردد که در تمامی طراحی‌ها، بیشترین راندمان برای دستیابی به حداکثر زمان ماندگاری زیر آب و افزایش برد عملیاتی حاصل شود. مطمئناً با افزایش فرکانس نامی، تلفات آهن ماشین با فرض ثابت ماندن چگالی شار هسته استاتور در فرکانس‌های مختلف افزایش خواهد یافت. اما باید توجه نمود که این موضوع با فرض ثابت ماندن چگالی شار هسته استاتور در فرکانس‌های مختلف قابل ذکر است؛ در حالی که با افزایش فرکانس برای یک سرعت نامی مشخص، تعداد جفت قطب‌های ماشین نیز با همان نسبت افزایش می‌یابد. در این صورت با افزایش تعداد جفت قطب‌های ماشین، مقاومت مغناطیسی بین قطب‌های مجاور کاهش یافته و نشت شار بین قطب‌های روتور افزایش می‌یابد. نتیجه این که با افزایش فرکانس و به همان نسبت افزایش تعداد جفت قطب‌ها، چگالی شار فاصله هوایی و آهن استاتور کاهش خواهد یافت. در نتیجه مطالعات در زمینه راندمان در فرکانس‌های مختلف باید با دقت فراوان و مدلسازی‌های دقیق صورت گیرد. در این رابطه در فصل هفتم پایان‌نامه مفصلاً بحث خواهد شد.

۸. بارگذاری الکتریکی کل $[A/m]$ $10000 < A < 60000$
۹. چگالی جریان $[A/m^2]$ $3(10^6) < J_s < 10(10^6)$
۱۰. تعداد مسیرهای موازی جریان $[-]$ a_p
۱۱. متوسط چگالی شار فاصله هوایی $[T]$ B_{avg}

بارگذاری مغناطیسی ویژه به ساختار ماشین و جنس و ابعاد آهنرباهای مورد استفاده در سطح روتور وابسته است. با در نظر گرفتن برخی از ملاحظات طراحی، این پارامتر به گونه‌ای تعیین می‌شود که مصالحه‌ای بین ابعاد و مشخصه‌های عملکردی مرتبط به آن صورت گیرد [۱۶]. بطور کلی در ماشین‌های نوع TORUS بدون شیار در مقایسه با دیگر ساختارها به دلیل فاصله هوایی نسبتاً بزرگ مقدار چگالی شار فاصله هوایی نسبتاً کم می‌باشد. به هر حال طراحی یک ماشین با انتخاب یک مقدار معقول برای چگالی شار فاصله هوایی شروع می‌شود و مقدار آن با توجه به امکان تغییر پارامترهای طراحی ماشین به روش سعی و خطا بهینه می‌گردد.

۱۲. نسبت قطر داخلی به قطر خارجی $[-]$ λ
۱۳. نسبت قوس قطب به گام قطب $[-]$ α_i

در طراحی‌های انجام گرفته در این رساله، تغییرات این پارامتر بین $0/3$ تا $0/58$ می‌باشد. نسبت قوس قطب به گام قطب نیز مشابه پارامتر λ به گونه‌ای انتخاب می‌شود که چگالی توان ماشین طراحی شده

حداکثر شود. تغییرات این پارامتر بین ۰/۶ تا ۰/۹ در نظر گرفته خواهد شد. لازم بذکر است با افزایش این پارامتر نشت شار بین آهنرباهای مجاور افزایش خواهد یافت.

۱۴. ضریب شکل موج توان الکتریکی K_p [-]

۱۵. ضریب شکل موج جریان K_i [-]

این دو پارامتر با توجه به شکل موج‌های جریان آرمیچر و back emf مربوط به هر فاز براساس جدول ۱-۲ تعیین می‌شوند.

۱۶. ضریب نیروی محرکه الکتریکی $K_e = \frac{\pi^2}{2} K_w$ [-]

۱۷. ضریب پرشوندگی مس $K_{cu} = 0.4$ [-]

با توجه به توضیحات بخش ۲-۲ برای هادی‌های با مقطع گرد و رشته‌ای ضریب پرشوندگی مس بطور تجربی برابر ۰/۴ در نظر گرفته می‌شود.

۱۸. نفوذپذیری مغناطیسی نسبی آهنربا μ_{rpm} [-]

۱۹. چگالی شار پسماند آهنربا دائم B_r [T]

۲۰. شدت میدان مغناطیس‌زدا H_c [A/m]

۲۱. طول محوری فاصله هوایی g [m]

برای انتخاب طول فاصله هوایی در ماشین‌های شار شعاعی روابط، نمودارها و جداول متعددی در کتب طراحی ماشین‌های الکتریکی ارائه شده است. اما در ماشین‌های شار محوری چنین روابط و جداولی در مراجع ارائه نشده است. با توجه به سطح توان خروجی موتور، این پارامتر در طراحی‌های صورت گرفته، مشابه طرح‌های ساخته شده توسط مراکز معتبر انتخاب می‌گردد.

۲۲. ضریب نشت شار K_d [-]

۲۳. ضریب شکستگی شار K_f [-]

۲۴. راندمان η [-]

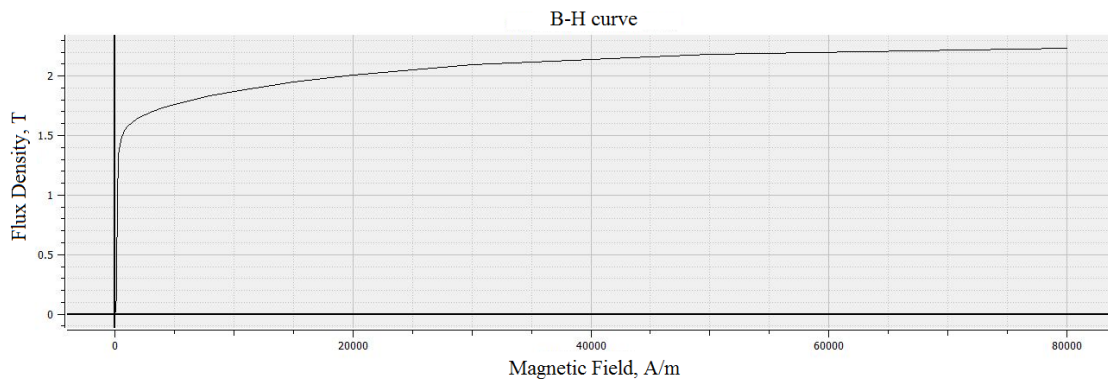
استخراج ضرایب شکستگی و نشت شار و همچنین محاسبه راندمان در هر طراحی باید با دقت و وسواس فراوان صورت گیرد زیرا این پارامترها به شدت بر روی ابعاد نهایی استخراج شده از الگوریتم طراحی موثرند. چه بسا با انتخاب نامناسب این پارامترها ابعاد استخراج شده از طراحی اولیه صحیح نبوده و نیازهای طراحی را برآورده نسازد. به هر حال برای محاسبه ضرایب نشت و شکستگی شار در این رساله استفاده از الگوریتم طراحی و مدل‌سازی تحلیلی ماشین با ساختار مورد نظر و بکارگیری از روش تکرار پیشنهاد می‌شود. در این زمینه در بخش‌های بعد بیشتر بحث می‌شود.

محاسبه دقیق تلفات و راندمان در هر طراحی جز با مدلسازی‌های دقیق در فضاهای مختلف تحلیلی میسر نیست. در این رساله برای محاسبه راندمان و تلفات بخش‌های مختلف از ترکیب روابط تحلیلی، مدلسازی اجزاء محدود، مدلسازی دینامیکی گذرایی و بررسی عملکرد سیستم در حالت تغذیه از اینورتر قدرت با استفاده از طراحی درایو در هر طراحی استفاده شده است. در این رابطه نیز در بخش‌های بعد مفصلاً بحث می‌شود.

$$B_{cr} = 1.6 \text{ to } 1.8 \quad [T] \quad \text{دامنه چگالی شار هسته روتور} \quad 25$$

$$B_{cs} = \begin{cases} 5.47 f^{-0.32} & f > 40 \text{ Hz} \\ 1.7 \text{ to } 1.8 & f \leq 40 \text{ Hz} \end{cases} \quad [T] \quad \begin{array}{l} \text{دامنه چگالی شار هسته} \\ \text{استاتور} \end{array} \quad 26$$

در هنگام انتخاب ماده هسته استاتور و آهن انتهایی روتور باید به مواردی همچون عملکرد مغناطیسی مطلوب، دسترسی آسان در بازار فولاد کشور و امکان دستیابی به اطلاعات تلفات وات بر متر مکعب ماده بمنظور محاسبه تلفات آهن در هر طراحی، دقت نمود. با عنایت به موارد ذکر شده، ماده منتخب برای هسته استاتور، فولاد ورقه شده با نام steel sheet-JFE steel-65JN1600 می‌باشد که منحنی B-H آن در شکل ۲-۶ نشان داده شده است. همچنین آهن انتهایی روتور نیز از همین فولاد بصورت یکپارچه انتخاب شده است. با دقت در شکل ۲-۶ مشاهده می‌شود که نقطه زانویی این منحنی در حدود چگالی شار ۱/۷۵ تسلا واقع شده است.



شکل ۲-۱: منحنی B-H هسته استاتور و آهن انتهایی روتور منتخب [۲۵]

$$B_u = \frac{B_{avg}}{K_d} \quad [T] \quad \text{چگالی شار در سطح آهنربا} \quad 27$$

$$D_o = \sqrt[3]{\frac{4p P_{out}}{\eta \pi K_p K_e K_i B_{avg} A f (1-\lambda^2)(1+\lambda)}} \quad [m] \quad \text{قطر خارجی} \quad 28$$

$$D_i = \lambda D_o \quad [m] \quad \text{قطر داخلی} \quad 29$$

$D_g = \frac{D_o + D_i}{2} = \frac{1 + \lambda}{2} D_o$	[m]	۳۰ قطر متوسط فاصله هوایی
$W_{cui} = \frac{\sqrt{D_i^2 + \frac{4A_s D_g}{K_{cu} J_s}} - D_i}{2}$	[m]	۳۱ ضخامت سیم پیچی انتهایی درون قطر داخلی
$W_{cuo} = \frac{\sqrt{D_o^2 + \frac{4A_s D_g}{K_{cu} J_s}} - D_o}{2}$	[m]	۳۲ ضخامت سیم پیچی انتهایی ورای قطر خارجی
$L_{cs} = \frac{\pi B_{avg} D_o (1 + \lambda)}{4 B_{cs} p}$	[m]	۳۳ طول محوری هسته استاتور
$L_w = \frac{W_{cuo} + W_{cui}}{2}$	[m]	۳۴ ضخامت محوری بخش موثر سیم پیچی
$L_s = L_{cs} + 2L_w$	[m]	۳۵ طول محوری استاتور
$L_{cr} = \frac{\pi B_{avg} D_o (1 + \lambda)}{8 B_{cr} p}$	[m]	۳۶ طول محوری هسته روتور
$L_{PM} = \frac{B_{avg}}{\frac{1}{\mu_{rPM}} (K_f B_r - \frac{1}{K_d} B_u)} (g + L_w)$	[m]	۳۷ طول محوری آهنربای دائم
$L_r = L_{cr} + L_{PM}$	[m]	۳۸ طول محوری روتور
$L_e = L_s + 2L_r + 2g$	[m]	۳۹ طول محوری ماشین
$w_{PMg} = \frac{\pi D_g}{2 p} \alpha_i$	[m]	۴۰ عرض آهنربا در قطر متوسط
$N_s = \frac{p E_p}{K_e B_{avg} f (1 - \lambda^2) D_o^2}$	[turn]	۴۱ تعداد دور سیم پیچی سری هر فاز
$I_p = \frac{P_{out}}{\eta m K_p E_p}$	[A]	۴۲ پیک جریان سیم پیچی هر فاز
$I_{rms} = \frac{\pi D_g A_s}{2 m N_s}$	[A]	۴۳ جریان موثر سیم پیچی هر فاز
$S_a = \frac{I_{rms}}{J_s}$	[mm ²]	۴۴ سطح مقطع هادی سیم پیچی
$L_i = (D_o - D_i) / 2$	[m]	۴۵ طول شعاعی آهنربا دائم

۲-۴- مدلسازی اجزای تشکیل دهنده ماشین AFPM نوع TORUS-NS

اولین و مهمترین مرحله در تحلیل ماشین طراحی شده، مدلسازی دقیق تمامی اجزای تشکیل دهنده آن می‌باشد. از سوی دیگر با استفاده از مدار معادل مغناطیسی ماشین طراحی شده می‌توان به روابط تحلیلی پارامترهای ضریب نشت شار، ضریب شکستگی شار و متوسط چگالی شار فاصله هوایی دست یافت. به منظور دستیابی به این هدف، مدار معادل مغناطیسی ماشین با ساختار مورد نظر، زیر یک جفت قطب استخراج می‌شود. مدار معادل مغناطیسی شامل تمامی مسیرهایی است که توسط شار تولید شده یک جفت آهنربا N و S بسته می‌شوند. در این بخش، بمنظور دستیابی به مدار معادل مغناطیسی مورد نظر بر حسب پارامترهای ابعادی استخراج شده در بخش ۲-۳، تمامی المان‌هایی که شار تولیدی در هر جفت قطب از آنها عبور می‌کند، مدلسازی می‌شود.

۲-۴-۱- مدلسازی بخش روتور

مدلسازی بخش روتور خود شامل دو بخش مدلسازی آهنرباهای دائم و آهن انتهایی روتور می‌شود.

۲-۴-۱-۱- مدلسازی آهنربا دائم

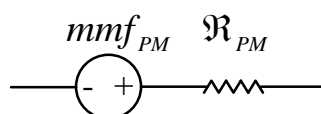
مواد آهنربا دائم در ماشین طراحی شده به عنوان سیستم تحریک و منبع تولید شار فعال در فاصله هوایی می‌باشند. با فرض در نظر گرفتن قسمت خطی ربع دوم منحنی B-H آهنربا منتخب، رلوکتانس هر قطب آهنربا دائم از رابطه زیر استخراج می‌شود:

$$\mathfrak{R}_{pm} = \frac{L_{pm}}{\mu_0 \mu_{rpm} A_{pm}} = \frac{8pL_{pm}}{\mu_0 \mu_{rpm} \pi \alpha_i (D_o^2 - D_i^2)} \quad (41-2)$$

بنابراین می‌توان آهنربا دائم را با یک مدار معادل نورتن شامل یک منبع شار و یک رلوکتانس موازی یا یک مدار معادل تونن شامل یک منبع نیرو محرکه مغناطیسی و یک رلوکتانس سری مدلسازی کرد. مدار معادل تونن آهنربای دائم در شکل ۲-۱۰ نشان داده شده است. در این شکل mmf_{pm} نیروی محرکه مغناطیسی تولیدی توسط آهنربا دائم می‌باشد که از روابط زیر حاصل می‌شود.

$$mmf_{pm} = \varphi_{pm} \mathfrak{R}_{pm} \quad (42-2)$$

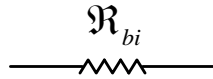
$$\varphi_{pm} = A_{pm} B_r = \frac{\pi}{8p} \alpha_i (D_o^2 - D_i^2) \quad (43-2)$$



شکل ۲-۱۰: مدار معادل تونن آهنربا دائم

۲-۴-۱-۲- مدلسازی آهن انتهایی روتور

آهن انتهایی روتور نیز در هنگام عبور شار ثابت از خود مقاومتی نشان می‌دهد که مدل این المان در شکل ۲-۸ نشان داده شده است. البته به علت ضریب نفوذپذیری بسیار بالای این ماده در مقایسه با هوا و مواد آهنربا دائم، از رلوکتانس آهن انتهایی در مقابل سایر رلوکتانس‌های مسیر عبور شار صرف نظر می‌شود.



شکل ۲-۳: مدل حلقه آهن انتهایی روتور

۲-۴-۲- مدلسازی فاصله هوایی

رلوکتانس فاصله هوایی شامل دو بخش رلوکتانس مسیر مستقیم فاصله هوایی و رلوکتانس مربوط به شکستگی شار می‌شود. رلوکتانس مسیر مستقیم فاصله هوایی، از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$\mathfrak{R}_{g1} = \frac{(g + L_w)}{\mu_0 A_{pm}} \quad (۴۴-۲)$$

که در آن A_{pm} سطح مقطع آهنربا دائم می‌باشد. همچنین مطابق شکل ۲-۹ پرمیانس اثر شکستگی شار در هر یک از مسیرهای چهار گانه چهار وجه آهنربای دائم، از رابطه (۲-۴۵) محاسبه می‌شود. [۲۶]

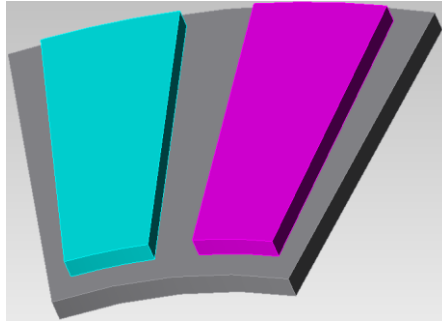
$$\Lambda_{fr} = \mu_0 \mu_{rpm} \frac{w}{\pi} \text{Ln} \left(1 + 2 \sqrt{\frac{x + x^2 + xg}{g}} \right) \quad (۴۵-۲)$$

در رابطه بالا w طول آهنربا دائم در هر یک از مسیرهای چهار گانه، در دو مورد برابر $\frac{D_o}{2} - \frac{D_i}{2}$ و در دو مورد برابر طول قطاع کوچک $(\frac{\pi D_i}{2p} \alpha_i)$ و قطاع بزرگ آهنربا دائم $(\frac{\pi D_o}{2p} \alpha_i)$ درگیر شکستگی است. همچنین x نیز فاصله نقطه شروع شکستگی از لبه آهنربا دائم است. با محاسبه رلوکتانس مستقیم فاصله هوایی از رابطه (۲-۴۴) و چهار رلوکتانس شکستگی شار از رابطه (۲-۴۵)، پنج رلوکتانس موازی برای شار فاصله هوایی وجود دارد که برآیند آنها مطابق شکل ۲-۱۰ مدل فاصله هوایی را نمایش می‌دهد.

۲-۴-۲-۱- مدلسازی نشت شار

نشتی شار قطب‌های تحریک به دو بخش نشتی شار بین قطب‌های مجاور و نشتی شار بین قطب و آهن انتهایی روتور تقسیم‌بندی می‌شود. بخش اعظم نشتی شار بین آهنرباهای دائم و آهن انتهایی

روتور در لبه‌های قطاع بزرگ و کوچک آهنرباهای دائم رخ می‌دهد. رلوکتانس مربوط به این دو نشتی شار را می‌توان طبق روابط (۲-۴۶) و (۲-۴۷) محاسبه نمود [۲۷].



شکل ۲-۴: شماتیک آهنرباهای دائم زیر یک جفت قطب از ماشین AFPD نوع TORUS-NS

$$\mathfrak{R}_g$$

شکل ۲-۵: مدل در نظر گرفته شده برای فاصله هوایی

$$\mathfrak{R}_A = \frac{p}{\mu_0 \alpha_i ((D_i - L_{pm}) \ln(\frac{L_{pm} + 2g}{L_{pm}}) + 2g)} \quad (۲-۴۶)$$

$$\mathfrak{R}_B = \frac{4.5 p}{\mu_0 \alpha_i ((3D_o + 2L_{pm}) \ln(\frac{L_{pm} + 3g}{L_{pm}}) - 6g)} \quad (۲-۴۷)$$

در روابط بالا \mathfrak{R}_A رلوکتانس مربوط به نشتی شار در لبه انتهایی روتور و \mathfrak{R}_B رلوکتانس مربوط به نشتی شار در لبه مرکزی روتور می‌باشد. با موازی کردن این دو رلوکتانس، رلوکتانس نشتی خودی یعنی \mathfrak{R}_{L1} بدست می‌آید.

$$\mathfrak{R}_{L1} = \mathfrak{R}_A \parallel \mathfrak{R}_B \quad (۲-۴۸)$$

همچنین پرمیانس مربوط به نشت شار بین قطب‌های مجاور از رابطه (۲-۴۹) حاصل می‌شود [۲۷]:

$$\Lambda_{L2} = \frac{p L_{pm} \mu_0}{2\pi(1-\alpha_i)} \ln \frac{D_o}{D_i} \quad (۲-۴۹)$$

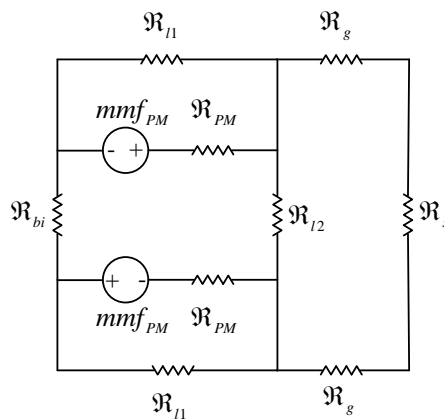
۲-۴-۳- مدلسازی بخش استاتور

استاتور ساختار منتخب، خود به دو بخش هسته و سیم‌پیچی آرمیچر تقسیم‌بندی می‌شود. اثر سیم-پیچی آرمیچر به علت ضریب نفوذپذیری مغناطیسی نزدیک به هوا در رابطه (۲-۴۴) لحاظ شده است.

جنس ماده هسته استاتور نیز مشابه آهن انتهایی روتور بوده و این المان مشابه با آهن انتهایی روتور با یک رلوکتانس سری با فاصله هوایی مدل سازی می‌شود.

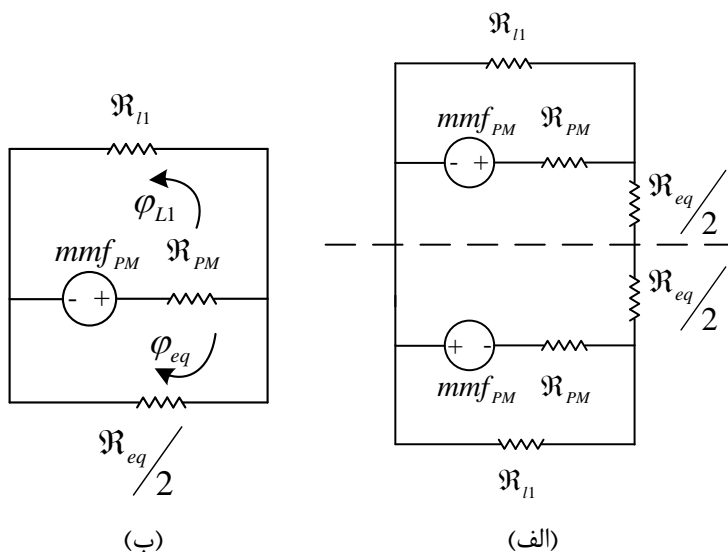
۲-۴-۴- مدل نهایی ماشین AFPM نوع TORUS-NS

پس از مدلسازی تک تک المان‌های زیر یک جفت قطب ماشین که شار تولیدی هر قطب تحریک از آنها می‌گذرد، با قرار دادن تک تک این المان‌ها در کنار هم مدار معادل مغناطیسی موتور طراحی شده در حالت مدار باز و با اتکا به پارامترهای ابعادی استخراج شده از الگوریتم طراحی مطابق شکل ۲-۱۱ حاصل می‌شود. هدف از استخراج این مدار معادل، دستیابی به متوسط چگالی شار فاصله هوایی، ضرایب نشت شار و شکستگی شار و به روز کردن پارامترهای ابعادی موتور به روش سعی و خطا می‌باشد.



شکل ۲-۶: مدل در نظر گرفته شده برای یک جفت قطب از موتور طراحی شده در شرایط مدار باز

همانطور که در بخش‌های قبل بیان شد از رلوکتانس‌های هسته استاتور و آهن انتهایی روتور به علت ناچیز بودن نسبت به سایر رلوکتانس‌های مدار معادل، می‌توان صرف نظر کرد. در این صورت مدار معادل شکل ۲-۱۱ بصورت شکل ۲-۱۲ الف اصلاح می‌شود. در این شکل المان \mathfrak{R}_{eq} معادل رلوکتانس‌های موازی $2\mathfrak{R}_g$ و \mathfrak{R}_{L2} می‌باشد. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود از خط‌چین نمایش داده شده مدار دارای تقارن است. لذا مجدداً برای سهولت محاسبات باز هم می‌توان مدار را مشابه شکل ۲-۱۲ ب ساده‌سازی نمود. در این صورت با استفاده از تحلیل مش در دو حلقه نمایش داده شده می‌توان ϕ_{L1} و ϕ_{eq} را محاسبه نمود.



شکل ۲-۷: مدل ساده شده موتور الف- در گام اول ب- در گام دوم

$$\varphi_{L1} = \frac{\begin{vmatrix} mmf_{pm} & R_{pm} \\ mmf_{pm} & R_{pm} + 0.5R_{eq} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_{L1} + R_{pm} & R_{pm} \\ R_{pm} & R_{pm} + 0.5R_{eq} \end{vmatrix}} \quad (50-2)$$

$$\varphi_{eq} = \frac{\begin{vmatrix} R_{L1} + R_{pm} & mmf_{pm} \\ R_{pm} & mmf_{pm} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_{L1} + R_{pm} & R_{pm} \\ R_{pm} & R_{pm} + 0.5R_{eq} \end{vmatrix}} \quad (51-2)$$

حال می‌توان با استفاده از قاعده تقسیم جریان، شار گذرنده از فاصله هوایی را مطابق رابطه (۵۲-۲) یافت. پس از محاسبه شار فاصله هوایی به راحتی می‌توان چگالی شار متوسط فاصله هوایی را مطابق رابطه (۵۳-۲) استخراج نمود.

$$\varphi_{gap} = \varphi_{eq} \frac{0.5R_{L2}}{R_g + 0.5R_{L2}} \quad (52-2)$$

$$B_{avg} = \frac{8p\varphi_{gap}}{\pi(D_o^2 - D_i^2)} \quad (53-2)$$

پس از تحلیل مدار شکل ۲-۱۲-ب، می‌توان ضریب نشت شار را مطابق با رابطه (۵۴-۲) محاسبه نمود.

$$K_d = \frac{\varphi_{gap}}{\varphi_{L1} + \varphi_{eq}} \quad (54-2)$$

با استفاده از ارائه روابط تحلیلی برای محاسبه رلوکتانس‌های مسیرهای چهارگانه شکستگی شار در بخش ۲-۴-۲ و مدل پیشنهادی در این بخش، برای محاسبه ضریب شکستگی شار در این رساله، رابطه (۵۵-۲) پیشنهاد می‌شود.

$$K_f = \frac{\Re_{fr1} \parallel \Re_{fr2} \parallel \Re_{fr3} \parallel \Re_{fr4}}{\Re_{g1} + (\Re_{fr1} \parallel \Re_{fr2} \parallel \Re_{fr3} \parallel \Re_{fr4})} \quad (55-2)$$

۲-۶- محاسبه راندمان و تلفات ماشین AFPM نوع TORUS-NS

یکی از مهمترین شاخص‌های انتخاب فرکانس نامی در طراحی و تعداد فازها در مونتاژ نهایی سیستم پیشران، راندمان موتور طراحی شده و اینورتر قدرت می‌باشد. از اینرو محاسبه راندمان و تلفات بخش-های مختلف موتور طراحی شده از اهمیت بسیار بالایی برخوردار است. تلفات ماشین مورد مطالعه را می‌توان به چهار دسته زیر تقسیم‌بندی نمود:

- تلفات مکانیکی
- تلفات بخش استاتور
- تلفات بخش روتور
- تلفات ناشی از هارمونیک‌های جریان

۲-۶-۱- تلفات مکانیکی

در این رساله برای محاسبه این دسته از تلفات در هر طراحی از روابط تحلیلی ارائه شده در مراجع استفاده شده است. تلفات مکانیکی (P_m) خود شامل تلفات یاتاقان‌ها (P_{br})، تلفات بادخوری (P_w) و تلفات خنک‌کاری و تهویه (P_v) می‌باشد [۵] و [۲۸]، یعنی:

$$P_m = P_{br} + P_w + P_v \quad (65-2)$$

تلفات یاتاقان‌های ماشین‌های AFPM را می‌توان با استفاده از رابطه تجربی (۶۶-۲) محاسبه نمود.

$$P_{br} = 0.06 K_{br} (m_r + m_{sh}) n \quad (66-2)$$

در رابطه بالا m_r جرم روتور به کیلوگرم، m_{sh} جرم میل محور به کیلوگرم، n سرعت محور بر حسب rpm و K_{br} ضریب اصطکاک می‌باشد [۵] و [۲۸]. همچنین در ماشین‌های AFPM تلفات بادخوری برای هر دیسک دوار از رابطه زیر محاسبه می‌شود [۵]، [۲۸]:

$$P_w = k_w C_f \rho (2\pi n)^3 (r_o^5 - r_{sh}^5) \quad (67-2)$$

در رابطه بالا r_{sh} قطر میل محور، k_w ضریب تلفات بادخوری، ρ چگالی ویژه هوا و C_f ضریب دراگ نام دارد و از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$C_f = \frac{3.87}{\sqrt{Re}} \quad (۶۸-۲)$$

در رابطه بالا Re عدد رینولدز نام دارد و برای یک دیسک دوار با شعاع خارجی r_o عبارت است از [۵]، [۲۸]:

$$Re = \rho \frac{r_o v}{\mu_a} = \frac{2 \pi n \rho r_o^2}{\mu_a} \quad (۶۹-۲)$$

در رابطه بالا v سرعت خطی در شعاع خارجی r_o و μ_a ویسکوزیته دینامیکی سیال است. لازم بذکر است چگالی هوا در فشار یک اتمسفر و $20^\circ C$ ، $1/2 \text{ kg/m}^3$ است. ویسکوزیته دینامیکی هوا نیز در دمای $20^\circ C$ برابر با $1/8 \times 10^{-5} \text{ pas}$ می‌باشد. در ماشین‌های AFPM بدون فن‌های خنک‌کننده از تلفات تهویه در مقابل دیگر تلفات‌ها می‌توان صرف نظر نمود [۵].

۲-۶-۲- تلفات بخش استاتور

تلفات بخش استاتور شامل تلفات هسته استاتور و تلفات اهمی در سیم‌پیچ‌های آرمیچر می‌باشد.

۲-۶-۲-۱- تلفات هسته استاتور

این تلفات در اثر عبور شار متغیر با زمان از هسته فولادی استاتور بوجود می‌آید و خود به دو بخش تلفات فوکو (جریان ادی) و تلفات هیستریزیس تقسیم‌بندی می‌شود. تلفات فوکو در یک قطعه فولادی متناسب با مکعب ضخامت قطعه است؛ لذا برای کاهش این تلفات، هسته آرمیچر ماشین‌های الکتریکی را بصورت ورقه‌ورقه می‌سازند. در مراجع مختلف روابط تحلیلی متعددی برای محاسبه این دسته از تلفات در ماشین‌های شار محوری ارائه شده است، ولی آزمایش‌ها و تجارب طراحی نشان می‌دهد که محاسبات از طریق این روابط در بسیاری از موارد با خطای قابل توجهی نسبت به داده‌های واقعی همراه است [۵]. وجود این اختلاف را می‌توان عدم مدلسازی دقیق و یا ساده‌سازی‌هایی که در استخراج برخی از روابط تحلیلی مورد استفاده قرار می‌گیرد، دانست. در نتیجه در این رساله تلفات آهن موتوره‌های طراحی شده به کمک حل معادلات عددی در نرم‌افزار روش اجزاء محدود JMAG Designer محاسبه می‌شوند. این نرم‌افزار با دریافت منحنی‌های تلفات وات بر متر مکعب بر حسب چگالی شار در فرکانس‌های مختلف، ضرایب لازم را برای محاسبه تلفات آهن بکار می‌گیرد. روش محاسبه تلفات آهن ماشین در این نرم‌افزار در فصل بعد ارائه می‌شود.

۲-۶-۲- تلفات اهمی در سیم‌پیچ‌های آرمیچر

بخش دوم تلفات مربوط به قسمت استاتور، تلفات اهمی مربوط به سیم‌پیچ‌های آرمیچر می‌باشد. روند محاسبه این تلفات بسیار سر راست بوده و پیچیدگی‌های مربوط به محاسبه تلفات هسته استاتور را دارا نمی‌باشد. اما نکته‌ای که در اینجا دارای اهمیت است، عدم دسترسی به داده‌های مربوط به جریان هر فاز قبل از مدلسازی دینامیکی گذرایی موتور می‌باشد. در نتیجه پس از استخراج پارامترهای مداری موتورهای طراحی شده از طریق روش اجزاء محدود و مقاومت مربوط به هر فاز سیم‌پیچی آرمیچر با در نظر گرفتن اثر پوستی، این دسته از تلفات با مدلسازی موتور در فضای MATLAB/SIMULINK محاسبه می‌شوند.

۲-۶-۳- تلفات فوکوی سیم‌پیچ‌های آرمیچر

تلفات اضافی دیگری که در فرکانس‌های بالای جریان استاتور و میدان مغناطیسی، تولید می‌شود، تلفات فوکوی سیم‌پیچی استاتور نام دارد که این دسته از تلفات را نیز می‌توان با تعریف نمودن study لازم در فضای نرم‌افزارهای اجزاء محدود محاسبه نمود.

۲-۷- نتیجه‌گیری از فصل

در فصل اول با توجه به مزایا و معایب انواع موتورهای شار محوری، ساختار ماشین AFPM نوع TORUS-NS برای بهره‌گیری در سیستم پیشران زیردریایی دیزل الکتریک انتخاب گردید. اولین گام در طراحی این موتورها، استخراج الگوریتم طراحی آنها می‌باشد که با دریافت مشخصات نامی مورد نظر کارفرما، پارامترهای ابعادی ماشین را نتیجه می‌دهد. در بین پارامترهای دخیل در الگوریتم طراحی چگالی شار متوسط فاصله هوایی، ضریب نشت شار و ضریب شکستگی شار جزو آن دسته از پارامترهایی هستند که در هنگام شروع طراحی باید از روی اصول و روابط منطقی استخراج شوند. بدین منظور در این رساله تمامی المان‌های زیر یک جفت قطب ماشین که شار تولیدی هر قطب از آنها عبور می‌کند با دقتی قابل قبول مدلسازی شدند. سپس با استفاده از تحلیل مش در مدل پیشنهاد شده و به روش تکرار مقادیر مناسب این سه پارامتر و پارامترهای ابعادی ماشین طراحی شده، به روز می‌شوند.

فصل سوم

طراحی ماشین نمونه با استفاده از الگوریتم ارائه شده و
شبیه‌سازی آن به روش اجزاء محدود

پس از ارائه الگوریتم اولیه طراحی و مدل پیشنهاد شده ماشین AFPM نوع TORUS-NS در فصل دوم، در این فصل تمرکز بر روی طراحی و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود^۱ (FEM) یک ماشین نمونه ۵۵ هرتزی، ۵۰۰ کیلووات، با سطح ولتاژ نسبتاً پایین می‌باشد. این ماشین با هدف بکارگیری در سیستم رانش زیردریایی دیزل الکتریک، توسط یک اینورتر و بانک باتری متشکل از ۱۱۰ عدد سلول باتری سرب اسیدی ۲ ولتی (جمعاً ۲۲۰ ولت DC) تغذیه می‌شود. در اینصورت با توجه به محدودیت‌های موجود در سطح ولتاژ لینک DC ورودی اینورتر، به منظور عدم بوجود آمدن over modulation در ولتاژ خروجی اینورتر و با انتخاب ضریب مدولاسیون دامنه تقریباً برابر با یک، حداکثر دامنه ولتاژ مرجع فاز ترمینال موتور حدود ۱۱۰ ولت خواهد بود. ولتاژ تغذیه ماشین‌های با چنین توانی معمولاً در محدوده کیلوولت و بالاتر می‌باشد اما در ماشین مورد طراحی این فصل، ولتاژ تغذیه در دسترس بسیار پایین در نظر گرفته می‌شود. بنابراین بدلیل محدودیت‌های طراحی بخصوص به لحاظ تعداد دور سیم‌پیچی و محدودیت اندازه قطر خارجی، توصیه می‌شود که ماشین مورد نظر برای توان‌های بالاتر از ۵۰۰ کیلووات به صورت چند لایه طراحی شود. با چنین طرحی، تعداد دور سیم-پیچی بر قطب بر فاز به صورت عدد قابل قبولی بدست می‌آید. از طرفی دیگر با چند لایه در نظر گرفتن ماشین حجم آهن و مس ماشین ممکن است تا حدودی افزایش و چگالی توان مقداری کاهش یابد. به هر حال محدودیت سطوح ولتاژ پایین باعث می‌شود که طراحی ماشین چند مگاوات به صورت کسکید^۲ چند لایه و ماشین ۱ مگاوات حداقل به صورت دو لایه طراحی شود. در حقیقت هر لایه را به لحاظ تحلیلی می‌توان یک موتور جداگانه با مشخصات دقیقاً یکسان با موتورهای لایه‌های دیگر دانست. به عنوان مثال ماشین ۱ مگاوات طراحی شده در دو لایه، دو ماشین با توان هر یک نیم مگاوات بوده که به صورت کسکید مونتاژ می‌شوند. از سوی دیگر، اهداف جانبی دیگر مثلاً دستیابی به راندمان و شاخصه‌های عملکردی بهتر در شرایط بار و سرعت نامی و در شرایط کسری از بار یا کسری از سرعت نامی نیز با طرح‌های کسکید راحت‌تر میسر می‌گردد. ضمن اینکه در طرح چند لایه قابلیت اطمینان بالاتر و امکان تعمیر و نگهداری راحت‌تر می‌باشد.

۳-۲- طراحی ماشین ۵۵ هرتزی ۵۰۰ کیلووات سه فاز ۳۰۰ دور در دقیقه

در این بخش یک ماشین TORUS-NS نمونه با استفاده از الگوریتم ارائه شده در فصل دوم، طراحی و سپس مدلسازی و شبیه‌سازی آن انجام می‌گیرد. در این ماشین ولتاژ تغذیه باتری در دسترس ۱۱۰

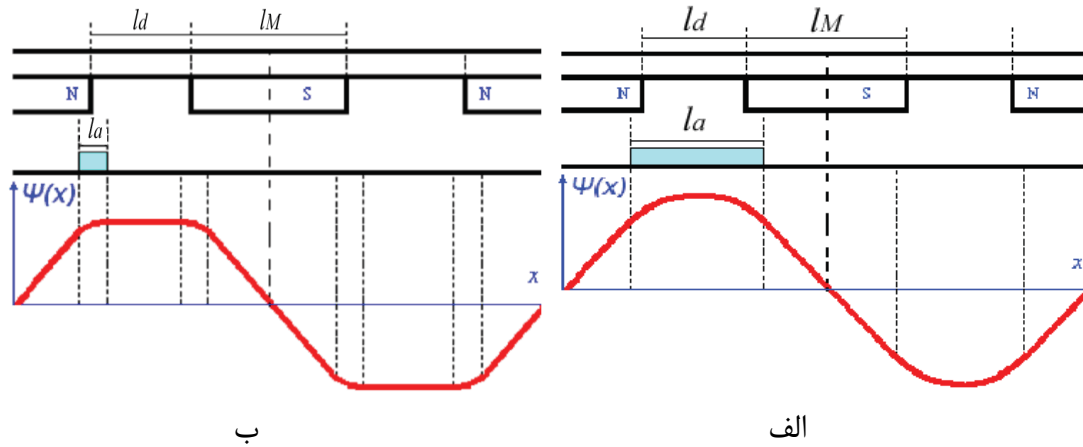
1- Finite Element
2 - Cascade

عدد باتری سربی-اسیدی ۲ ولت، مجموعاً ۲۲۰ ولت است. به علت کم بودن سطح ولتاژ نسبت به توان ماشین، جریان بسیار بالایی از سیم‌پیچ‌های ماشین عبور خواهد کرد؛ در نتیجه باید از سیم‌های با قطر زیاد استفاده کرد، که این کار با توجه به محدودیت‌های کمبود فضا، عملاً امکان‌پذیر نیست. به همین دلیل برای رفع این مشکل از مسیرهای موازی برای سیم‌پیچ‌های هر فاز استفاده شده است؛ به این صورت که سیم‌پیچ‌های مربوط به هر فاز در زیر هر جفت قطب با هم سری و با سیم‌پیچ‌های متناظر سری شده در زیر جفت قطب‌های دیگر، موازی می‌شوند. به عنوان مثال برای ماشین مورد طراحی که دارای ۲۲ قطب می‌باشد تعداد مسیرهای موازی در هر فاز ۱۱ مسیر خواهد بود. نکته دیگری که در هنگام طراحی ماشین نمونه باید مورد توجه قرار گیرد، نوع ولتاژ داخلی ماشین می‌باشد. در حالت کلی شکل موج ولتاژ القایی ناشی از تحریک نه کاملاً سینوسی و نه کاملاً دوزنقه‌ای است؛ اما بر اساس یک قاعده کلی اگر عرض سیم‌پیچی در هر کلاف از فاصله بین آهنرباهای دائم روی روتور بیشتر باشد شکل موج ولتاژ القایی به سینوسی نزدیک‌تر خواهد بود و در حالت برعکس، شکل موج را می‌توان دوزنقه‌ای در نظر گرفت (شکل ۳-۱) [۳۰].

روند استخراج پارامترهای ابعادی ماشین با ساختار مورد نظر در فلوجارت شکل ۳-۲ نمایش داده شده است. با توجه به این فلوجارت، ابتدا پارامترهای اختیاری الگوریتم طراحی اعم از بارگذاری الکتریکی و مغناطیسی ویژه، ضریب نشت و شکفتگی شار، تعداد مسیرهای موازی، چگالی جریان سیم‌پیچی آرمیچر و ... بر اساس توصیه‌های فصل دوم و بصورت کاملاً معقول در هر فرکانس انتخاب می‌شوند. سپس پارامترهای ابعادی در گام نخست بر اساس این پارامترهای انتخابی استخراج خواهند شد. در مرحله بعد با استفاده از پارامترهای ابعادی استخراج شده، عناصر و المان‌های تشکیل دهنده مدل ماشین محاسبه شده و پارامترهای چگالی شار متوسط فاصله هوایی، ضریب نشت شار و ضریب شکفتگی شار با استفاده از این المان‌ها و روابط ارائه شده در فصل دوم، استخراج می‌شوند. سپس این سه پارامتر محاسبه شده با مقادیر قبلی تعویض و مجدداً طراحی ابعادی ماشین تکرار می‌شود. این روند آنقدر ادامه خواهد یافت تا اینکه تفاضل قدرمطلق مقدار جدید و قبلی چگالی شار متوسط فاصله هوایی از یک خطای تعریف شده کمتر گردد. حال پارامترهای ابعادی ماشین در آخرین مرحله تکرار ذخیره می‌شوند. فرآیند طراحی ابعادی ماشین برای λ ها و α_i های متفاوت انجام می‌شود و طراحی بهینه براساس حداکثر چگالی توان تعریف شده انتخاب می‌گردد.

با توجه به توضیحات ارائه شده، طراحی ابعادی بهینه به عنوان یک نمونه تمرینی برای موتور با ساختار منتخب با توان نامی ۵۰۰ کیلووات، ۳ فاز، ۵۵ هرتز با دامنه ولتاژ فاز ۱۱۰ ولت در جدول ۳-۳-

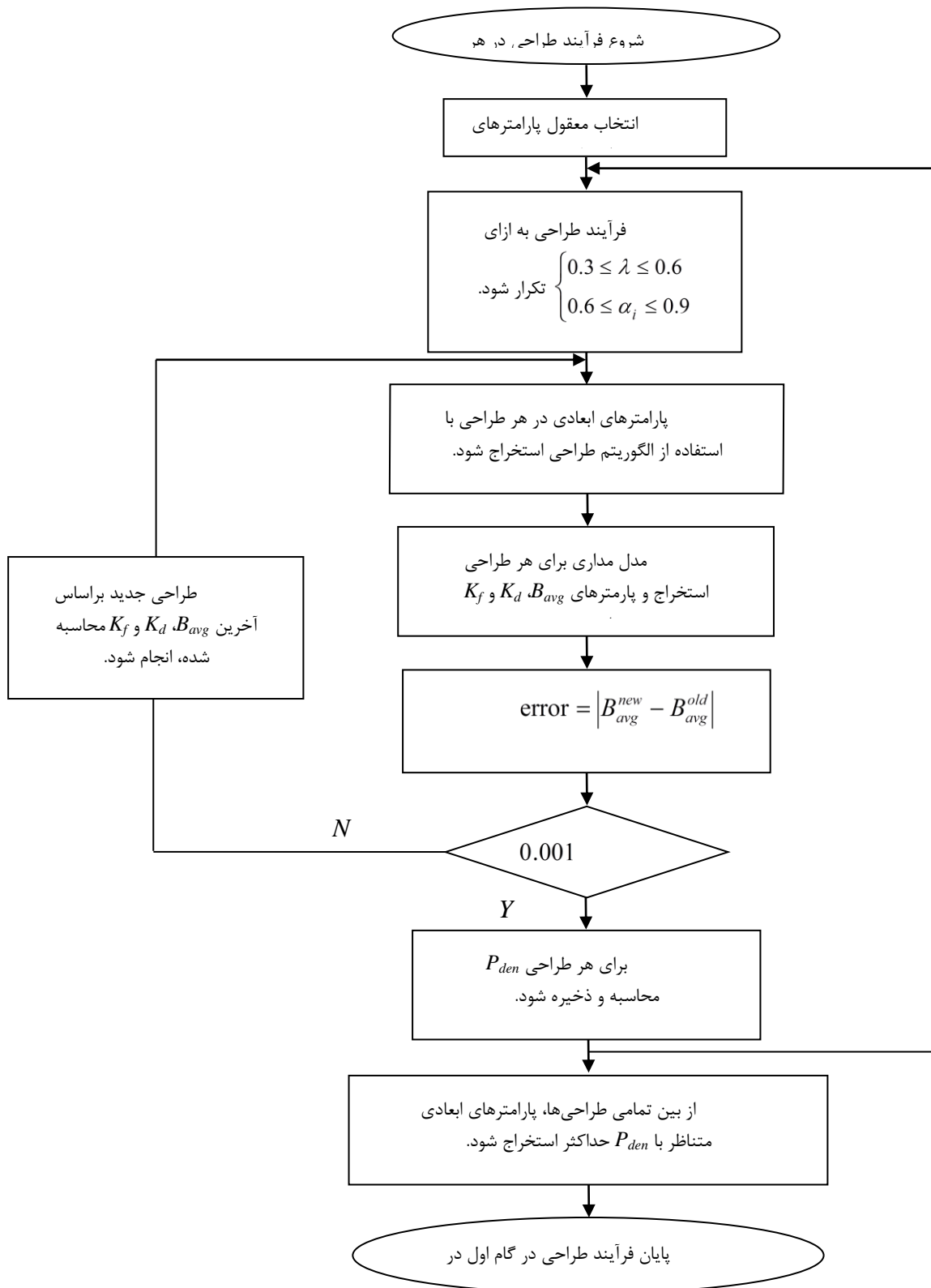
۱ و ۲-۳ ارائه شده است. همچنین نمای دو بعدی موتور طراحی شده به همراه معرفی ابعاد قسمت-های مختلف موتور در شکل ۳-۳ نمایش داده شده است.



شکل ۳-۱: شکل موج شار و ولتاژ القایی الف) سینوسی ب) دوزنقه‌ای [۳۰]

جدول ۳-۱: مشخصات نامی داده شده برای موتور مورد طراحی

پارامترهای ورودی طراحی				
ردیف	نام پارامتر	علامت اختصاری	واحد	مقدار
۱	توان نامی موتور	P_{out}	[kW]	۵۰۰
۲	سرعت نامی	n_s	[rpm]	۳۰۰
۳	ولتاژ موثر فاز	V_{ph}	[V]	۷۷/۸
۴	نوع اتصال سیم‌پیچی فازهای آرمیچر	—	[-]	Y



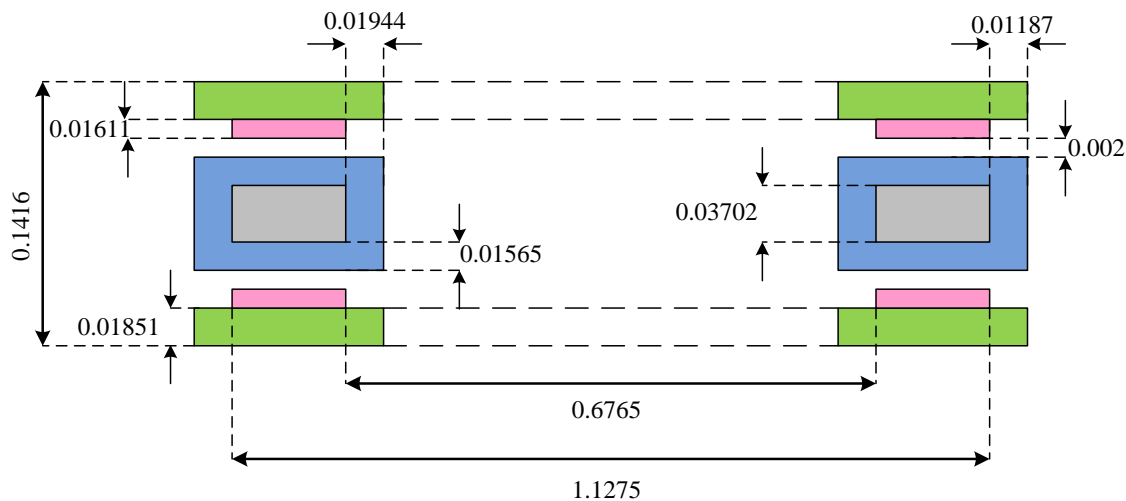
شکل ۳-۲: فلوچارت روند طراحی موتور با ساختار منتخب با استفاده از الگوریتم طراحی اولیه و مدلسازی‌های صورت گرفته در فصل دوم

جدول ۳-۲: مشخصات ابعادی موتور طراحی شده

پارامترهای انتخابی و ابعادی استخراج شده از الگوریتم طراحی				
ردیف	نام پارامتر	علامت اختصاری	واحد	مقدار
۱	فرکانس نامی	f	[Hz]	۵۵
۲	تعداد فازها	m	[-]	۳
۳	تعداد زوج قطبها	p	[-]	۱۱
۴	تعداد مسیرهای موازی جریان	a_p	[-]	۱۱
۵	بارگذاری الکتریکی کل	A	[A/m]	۶۰۰۰۰
۶	چگالی جریان	J_s	[A/mm ²]	۱۰
۷	چگالی شار متوسط در فاصله هوایی	B_{avg}	[T]	۰/۴۳۶
۸	ضریب نشت شار	K_d	[-]	۰/۹۲۱۸
۹	ضریب شکستگی شار	K_f	[-]	۰/۸۶۱۹
۱۰	نسبت قطر داخلی به قطر داخلی	λ	[-]	۰/۵۷۷
۱۱	نسبت قوس قطب به گام قطب	α_i	[-]	۰/۶۵
۱۲	ضریب شکل موج توان الکتریکی	K_p	[-]	۰/۱۵
۱۳	ضریب شکل موج جریان	K_i	[-]	۱/۲
۱۴	ضریب نیروی محرکه الکتریکی	K_e	[-]	$\pi^2/۲$
۱۵	ضریب پر شوندگی مس	K_{cu}	[-]	۰/۴
۱۶	ضریب نفوذپذیری مغناطیسی نسبی آهنربای منتخب	μ_{rPM}	[-]	۱/۰۶
۱۷	چگالی شار پس ماند آهنربا منتخب	B_r	[T]	۱/۴
۱۸	دامنه چگالی شار هسته روتور	B_{cr}	[T]	۱/۷۵
۱۹	دامنه چگالی شار هسته استاتور	B_{cs}	[T]	۱/۵۱۷۳

۰/۹۵	[-]	η	راندمان	۲۰
۰/۴۸۶	[T]	B_u	چگالی شار در سطح آهنربا دائم	۲۱
۱/۱۲۷۵	[m]	D_o	قطر خارجی	۲۲
۰/۶۷۶۵	[m]	D_i	قطر داخلی	۲۳
۰/۹۰۲	[m]	D_g	قطر متوسط فاصله هوایی	۲۴
۰/۰۱۹۴۴	[m]	W_{cui}	ضخامت شعاعی سیم پیچی انتهایی درون قطر داخلی	۲۵
۰/۰۱۱۸۷	[m]	W_{cuo}	ضخامت شعاعی سیم پیچی انتهایی ورای قطر خارجی	۲۶
۰/۰۰۲	[m]	g	فاصله هوایی	۲۷
۰/۰۳۷۰۲	[m]	L_{cs}	طول محوری هسته استاتور	۲۸
۰/۰۱۵۶۵	[m]	L_w	ضخامت لایه سیم پیچی	۲۹
۰/۰۶۸۳۴	[m]	L_s	طول محوری استاتور	۳۰
۰/۰۱۸۵۱	[m]	L_{cr}	طول محوری هسته روتور	۳۱
۰/۰۱۶۱۱	[m]	L_{PM}	طول محوری آهنربا دائم	۳۲
۰/۰۳۴۶۲	[m]	L_r	طول محوری روتور	۳۳
۰/۱۴۱۶	[m]	L_e	طول محوری ماشین	۳۴
۰/۰۸۳۷۲	[m]	W_{PMg}	عرض آهنربا در قطر متوسط	۳۵
۱۱۰	[V]	E_p	مقدار دامنه ولتاژ القایی فاز	۳۶
۱۲	[turn]	N_s	تعداد دور سیم پیچی سری هر فاز	۳۷
۲۳۶۲/۹۲	[A]	I_{rms}	جریان موثر سیم پیچی	۳۸
۲۱۴/۸۱	[A]	I_a	جریان هر مسیر موازی	۳۹
۲۰/۴۸۱	[mm ²]	S_a	سطح مقطع هادی سیم پیچی	۴۰
۰/۰۰۱	[m]	D_{str}	قطر رشته هادی	۴۱
۰/۷۸۵	[mm ²]	S_{str}	سطح مقطع هر رشته هادی	۴۲
۲۸	[-]	N_{str}	تعداد رشته های هادی	۴۳

۰/۲۲۵۵	[m]	L_i	طول مؤثر هسته استاتور در جهت شعاعی (طول آهنربا)	۴۴
۰/۵۸۷۶	[m]	L_{1av}	طول متوسط یک دور سیم-پیچی	۴۵
۶۰۴/۳۸۵	[kW/m ³]	P_{den}	چگالی توان	۴۶



شکل ۳-۳: نمایش دو بعدی ابعاد اساسی موتور طراحی شده بر حسب متر

۳-۳- اعتبار سنجی طرح و تحلیل موتور طراحی شده به روش اجزاء محدود (FEM)

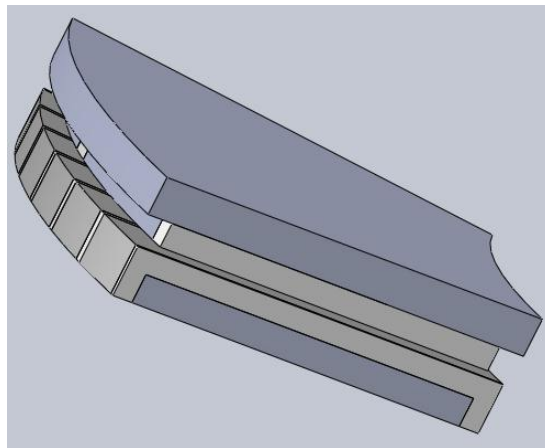
بمنظور آزمایش و بررسی صحت الگوریتم طراحی و مدل ارائه شده در فصل دوم، نتایج حاصله از موتور طراحی شده باید با یک روش عددی دقیق مقایسه گردد. برای این منظور، روش تحلیل اجزاء محدود به کمک نرم‌افزار JMAG Designer مورد استفاده قرار گرفته است. یکی از مهمترین ویژگی‌های نرم‌افزار JMAG Designer قابلیت شبیه‌سازی و پیاده‌سازی سیستم الکترومغناطیسی طراحی شده بصورت دو بعدی و سه بعدی در محیط این نرم‌افزار می‌باشد. مسلماً تحلیل سه بعدی توسط سیستم پردازش به علت حل مجموعه بسیار زیادی از معادلات عددی در نقاط مختلف در مقایسه با تحلیل دو بعدی بسیار زمان‌بر و نیازمند حافظه و پردازشگر قوی می‌باشد. در صورتی که بتوان تغییرات پدیده‌های مغناطیسی در یک بعد از ماشین را با یک دقت قابل قبول چشم پوشی کرد می‌توان با استفاده از تحلیل دو بعدی و با یک دقت و سرعت بالای اجرای برنامه، به پاسخ‌های مورد نظر دست یافت. برای تحلیل مسائل الکترومغناطیسی عمومی ماشین مورد نظر اعم از محاسبه ماتریس اندوکتانس، شارهای پیوندی و ... به علت وجود تقارن می‌توان تنها برش شعاعی ماشین را در دو بعد پیاده‌سازی نمود. در واقع مدل‌سازی سه بعدی برای مواردی بکار گرفته می‌شود که ساختار بسیار پیچیده می‌باشد و امکان مدل‌سازی دو بعدی بسیار غیر واقعی است و یا اینکه تحلیل پدیده خاصی

(مثلاً نشت شار انتهایی) مورد نظر می‌باشد که به طور ذاتی سه بعدی است. در این مجموعه به علت اهمیت مطالعات پدیده‌هایی مانند نشت شار در اطراف قطب‌های سیستم تحریک در فرکانس‌های مختلف که امکان مطالعه آن در تحلیل دو بعدی به طور دقیق وجود ندارد، از تحلیل سه بعدی استفاده می‌شود.

۳-۳-۱- ترسیم هندسه مسئله

اولین گام در تحلیل موتور طراحی شده به روش FEM، ترسیم مدل فیزیکی (ابعادی) ماشین می‌باشد. برای انجام این کار، می‌توان از امکانات ترسیمی خود نرم‌افزار اجزاء محدود استفاده نمود یا از نرم‌افزارهای تخصصی ترسیم ابعادی مانند Solidworks استفاده کرد. مسلماً ابزارهای کمکی برای ترسیم مدل سه بعدی در نرم‌افزارهای تخصصی ترسیم ابعادی کامل تر می‌باشد.

یکی از مهارت‌های کلیدی در روش اجزاء محدود این است که بتوان با ترسیم و مدلسازی تنها بخشی از موتور طراحی شده، به نتایج دلخواه دست یافت. این موضوع در مورد مسائل با هندسه‌های سه بعدی و آنالیزهای دینامیکی به علت نیاز به حجم بالای محاسبات و طبیعتاً پردازشگرهای پر سرعت و قوی اهمیت دوچندان می‌یابد. از اینرو پارامترهای ابعادی موتور طراحی شده زیر یک جفت قطب نیمی از ماشین مطابق شکل ۳-۴ در نرم‌افزار Solidworks ترسیم و سپس برای انجام مطالعات اجزاء محدود به نرم‌افزار JMAG Designer فراخوانی می‌شود.



شکل ۳-۴: شماتیک هندسه ترسیم شده یک جفت قطب نیمی از موتور طراحی شده در نرم‌افزار Solidworks

۳-۳-۲- تخصیص مواد تشکیل دهنده قسمت‌های مختلف موتور طراحی شده

پس از فراخوانی مدل ترسیم شده، باید مواد قسمت‌های مختلف موتور طراحی شده به نرم‌افزار اجزاء محدود معرفی شوند. جدول ۳-۳ اطلاعات مربوط به مشخصات مواد معرفی شده به نرم‌افزار را نمایش می‌دهد. منحنی‌های B-H آهن انتهایی روتور، آهنرباهای دائم و هسته استاتور مطابق شکل‌های ۲-۵ و ۲-۶ به نرم‌افزار JMAG Designer معرفی می‌شوند. به منظور محاسبه تلفات آهن موتور طراحی شده،

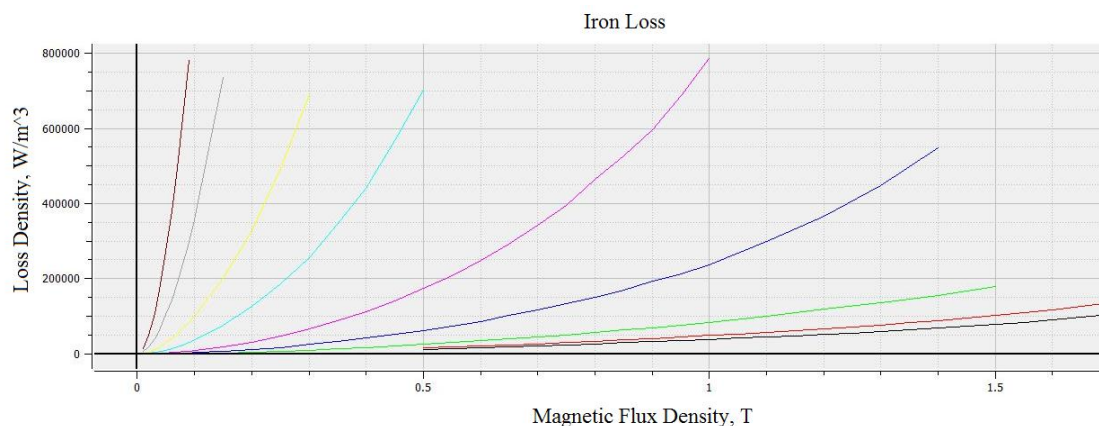
باید اطلاعات مربوط به تلفات وات بر متر مکعب ماده در هر فرکانس طراحی انتخاب شده به نرم افزار معرفی شود. شکل ۳-۵ اطلاعات مربوط به تلفات وات بر متر مکعب ماده انتخاب شده برای هسته استاتور را برای برخی از فرکانس های مختلف نمایش می دهد.

۳-۳-۳- تغذیه سیم پیچ های آرمیچر

یکی از امکانات بسیار مفید نرم افزار معرفی شده، قابلیت ارتباط مدل اجزاء محدود با مدل دینامیکی گذرایی موتور طراحی شده از طریق تعریف مدار تغذیه سیم پیچ های آرمیچر می باشد. مدار در نظر گرفته شده برای تغذیه سیم پیچ های آرمیچر موتور طراحی شده مطابق شکل ۳-۶ در فضای نرم افزار JMAG Designer تعریف می شود. منبع جریان مدل شده در شکل ۳-۶ می تواند دارای هر شکل موج جریان دلخواهی باشد. با تغییر شکل موج این منبع جریان می توان شرایط مختلف عملکردی موتور طراحی شده را بررسی نمود. برای این منظور ابتدا باید تعداد دور سیم پیچی و مقاومت هر فاز به برای این مدار تعریف گردد. شیوه محاسبه مقاومت بر فاز ماشین های طراحی شده با در نظر گرفتن اثر پوستی در فصل بعد ارائه خواهد شد.

جدول ۳-۳: مشخصات مواد سازنده موتور طراحی شده [۲۵]

نام قطعه	نام ماده	اطلاعات مغناطیسی	اطلاعات الکتریکی	اطلاعات مکانیکی
هسته استاتور	steel sheet-JFE steel-65JN1600 (Laminated)	منحنی شکل ۲-۶	-	چگالی $7850 \frac{kg}{m^3}$
آهن انتهایی روتور	steel sheet-JFE steel-65JN1600	منحنی شکل ۲-۶	-	چگالی $7850 \frac{kg}{m^3}$
آهنرباهای دائم	NdFeB-Hitachi Metals (SSMC)- NEOMAX-52	منحنی شکل ۲-۵	هدایت الکتریکی $694500 \frac{1}{\Omega.m}$	چگالی $7500 \frac{kg}{m^3}$
سیم پیچی	Copper	$\mu_r = 1$	هدایت الکتریکی $59772863 \frac{1}{\Omega.m}$	چگالی $8960 \frac{kg}{m^3}$
محور	آلیاژ غیر مغناطیسی	$\mu_r = 1$	-	چگالی $7800 \frac{kg}{m^3}$



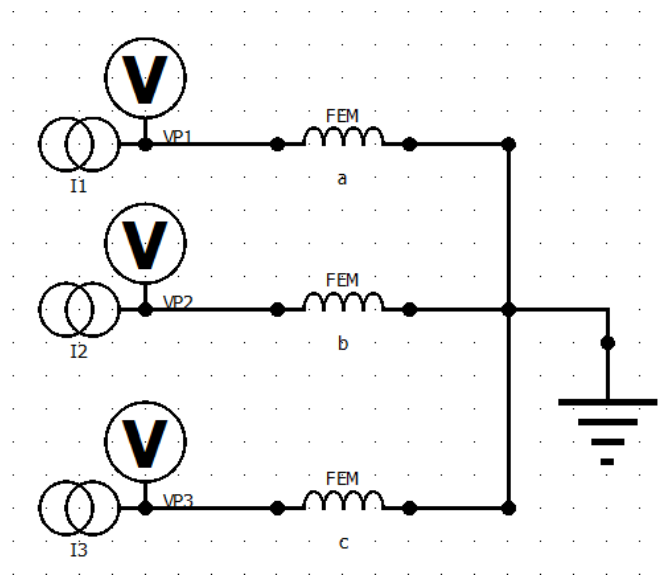
شکل ۳-۵: دسته منحنی‌های تلفات هسته بر حسب وات بر متر مکعب در فرکانس‌های مختلف [۲۵]

۳-۳-۴- تعریف شرایط مرزی

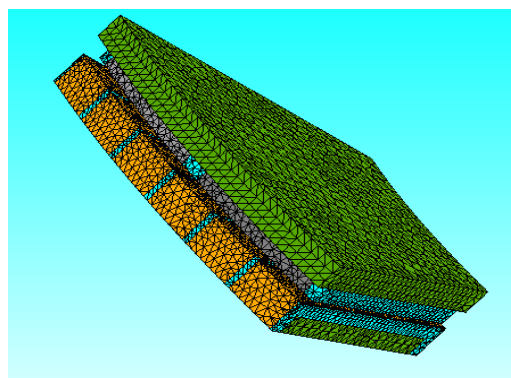
تعریف تقارن‌های موجود در سیستم مورد تحلیل، با اعمال صحیح شرایط مرزی در مدل ترسیم شده انجام گیرد. در این صورت نرم افزار قادر خواهد بود با شبیه‌سازی نیمی از یک جفت قطب، سیستم را مورد تحلیل الکترومغناطیسی قرار داده و نتایج را ارائه دهد. مخصوصاً در شبیه‌سازی دینامیکی، که روتور دارای چرخش است، تعریف درست شرایط مرزی بسیار حائز اهمیت است.

۳-۳-۵- مش‌بندی

یکی از مهم‌ترین مراحل مدلسازی به کمک روش اجزاء محدود، مش‌بندی است. مش‌بندی تأثیر زیادی بر روی دقت جواب‌ها دارد. در حالت کلی مش‌بندی با مش‌های بزرگ باعث پایین آمدن دقت و مش‌بندی ریز باعث افزایش تصاعدی زمان حل مورد نیاز می‌شود. درک صحیح از نحوه توزیع چگالی شار در داخل ماشین کمک شایانی به مش‌بندی صحیح خواهد کرد. به این ترتیب که در قسمت‌هایی که چگالی شار دارای تغییرات زیادی در اندازه یا جهت است، مش‌بندی به صورت ریز و در قسمت‌هایی که چگالی شار دارای تغییرات زیادی در اندازه یا جهت نیست، مش‌بندی به صورت درشت‌تر انجام می‌شود. به عنوان مثال قسمت‌هایی از روتور و استاتور که نزدیک فاصله هوایی قرار دارند، باید دارای مش‌بندی ریز باشند. شکل ۳-۷ نمونه‌ای از مش‌بندی سه بعدی انجام شده روی موتور طراحی شده را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۶: مدار طراحی شده برای تغذیه سیم‌پیچ‌های آرمیچر در نرم‌افزار JMAG Designer



شکل ۳-۷: مش‌بندی در نظر گرفته شده برای موتور طراحی شده در نرم‌افزار JMAG Designer

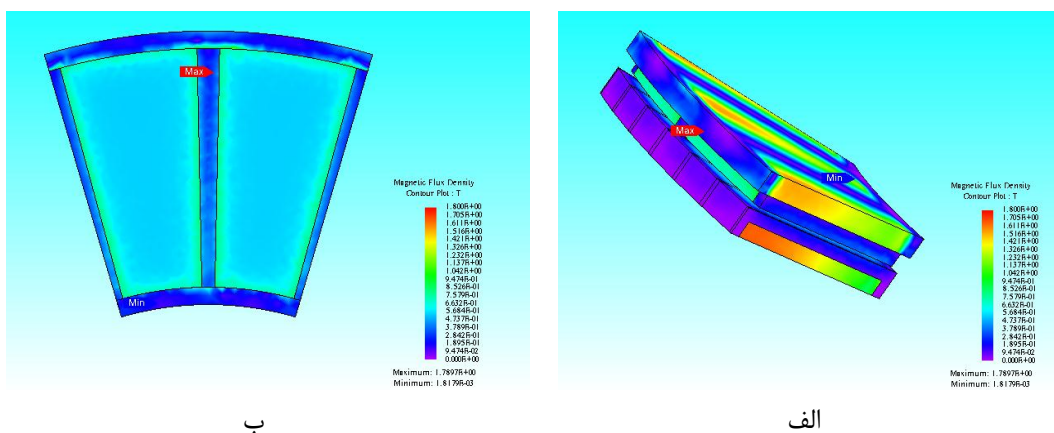
۳-۳-۶- نتایج شبیه‌سازی

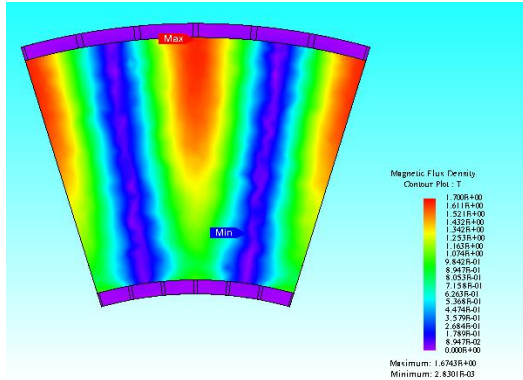
قبل از مرحله اجرای شبیه‌سازی و استخراج اطلاعات، کاربر ابتدا باید studyهای لازم را برای دریافت اطلاعات مورد نظر خود تعریف نماید. از آنجایی که هدف از مدل‌سازی به روش اجزاء محدود اعتبار سنجی الگوریتم طراحی و داده‌های ابعادی استخراج شده از آن می‌باشد، این اعتبار سنجی بر اساس میزان مطابقت چگالی شار قسمت‌های مختلف حاصل از شبیه‌سازی اجزاء محدود و مدل‌سازی تحلیلی ارائه شده در فصل دوم صورت می‌گیرد. در نتیجه اطلاعات مورد نیاز از این شبیه‌سازی شامل استخراج چگالی شار قسمت‌های مختلف ماشین، محاسبه تلفات هیستریزیس و فوکوی هسته استاتور و تلفات فوکوی سیم‌پیچی آرمیچر و همچنین محاسبه اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچ‌های آرمیچر و شار پیوندی سیم‌پیچی آرمیچر ناشی از اثر قطب‌های سیستم تحریک می‌باشد. نحوه محاسبه

اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچ‌های آرمیچر و همچنین شار پیوندی مربوط به سیم‌پیچی آرمیچر در اثر قطب‌های سیستم تحریک در فصل بعد ارائه می‌شود. در این شبیه‌سازی از مدلسازی الکترومغناطیسی دینامیکی و روش Time Stepping استفاده می‌شود. به کمک این روش با مشخص نمودن تعداد گام‌ها (استپ‌ها)، یک سیکل الکتریکی شبیه‌سازی می‌شود. تعداد گام‌های در یک سیکل نباید خیلی کم و یا خیلی زیاد باشد. تعداد گام‌های کم باعث کاهش دقت و تعداد گام‌های زیاد باعث طولانی شدن بیش از حد زمان اجرای برنامه می‌شود.

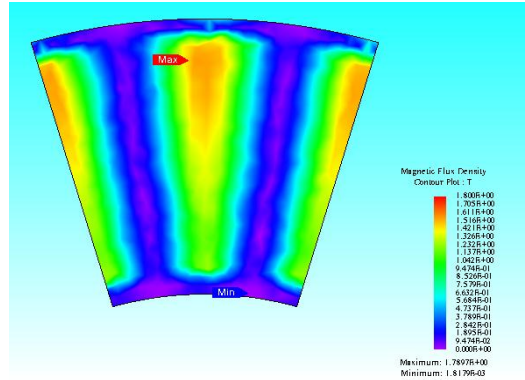
۳-۶-۱- نتایج شبیه‌سازی در حالت مدار باز

شکل ۳-۸ طیف رنگی چگالی شار مغناطیسی را در نقاط مختلف موتور طراحی شده نمایش می‌دهد. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که بیشینه چگالی شار مربوط به هسته روتور با مقدار عددی حدود $1/76$ تسلا است که با داده‌های طراحی اولیه همخوانی دارد. علاوه بر این حداکثر چگالی شار مربوط به هسته استاتور حدود $1/54$ تسلا می‌باشد که این موضوع نیز رابطه ارائه شده در الگوریتم طراحی برای محاسبه حداکثر چگالی شار هسته استاتور را تایید می‌کند. همچنین شکل ۳-۹ خطوط شار مغناطیسی موتور طراحی شده را در یک لحظه و برای حالت مدار باز نمایش می‌دهد. در جدول ۳-۴ مقایسه‌ای بر اساس نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی موتور طراحی شده و نتایج حاصله از طراحی اولیه ارائه شده است. بر اساس نتایج حاصله از این جدول می‌توان دریافت که داده‌های استخراج شده از FEM، صحت طراحی اولیه را نتیجه می‌دهد.



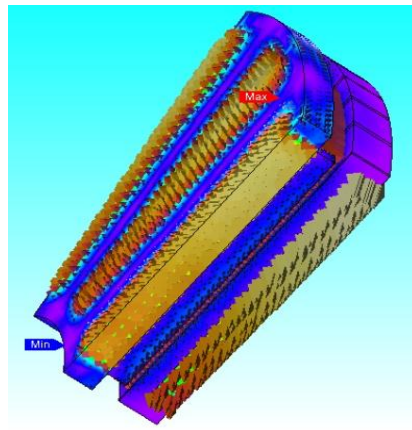


د



ج

شکل ۳-۸: طیف رنگی چگالی شار مغناطیسی مربوط به الف- نمای کلی ب- سطح روتور ج- آهن انتهایی روتور د- هسته استاتور موتور طراحی شده



شکل ۳-۹: شماتیک خطوط شار مغناطیسی زیر یک جفت قطب از موتور طراحی شده

جدول ۳-۴- مقایسه چگالی شار مغناطیسی در حالت استاتور بدون جریان حاصل از محاسبات

تحلیلی و FEM

	هسته استاتور	هسته روتور	فاصله هوایی
چگالی شار مغناطیسی	B_{cs}	B_{cr}	B_{avg}
FEM	۱/۵۴	۱/۷۶	۰/۴۴
محاسبات تحلیلی	۱/۵۱۷۳	۱/۷۵	۰/۴۳۶

۳-۶-۲- نتایج شبیه سازی در حالت بار کامل

بمنظور شبیه سازی اجزاء محدود ماشین در بار کامل، ابتدا اطلاعات مربوط به سیم پیچی موتور طراحی شده اعم از تعداد دورهای هر مسیر جریان، تعداد رشته های هادی و مقاومت هر فاز به نرم افزار معرفی می شود. نحوه محاسبه مقاومت مربوط به هر فاز با در نظر گرفتن اثر پوستی در فصل بعد بیان می شود. سپس اطلاعات جریان های مربوط به فازهای مختلف از مدل دینامیکی گذرای موتور طراحی

شده در نرم‌افزار فراخوانی می‌شود. نحوه مدل‌سازی دینامیکی گذرای موتور طراحی شده در فصل بعد تشریح خواهد شد. در هنگام انتقال داده‌های جریان هر فاز از نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK به نرم‌افزار JMAG Designer باید به مقادیر لحظه‌ای جریان‌ها و تغییرات لحظه‌ای موقعیت روتور توجه کافی شود. این بدان معناست که بر اساس داده‌های انتقال یافته به محیط اجزاء محدود در یک سیکل، موقعیت اولیه روتور در محیط اجزاء محدود با موقعیت روتور متناسب با جریان اولیه در محیط سیمولینک هم‌خوانی داشته باشد.

۳-۳-۶-۳- محاسبه تلفات آهن موتور طراحی شده با استفاده از تحلیل اجزاء محدود

تلفات آهن ماشین با استفاده از تحلیل اجزاء محدود به تفکیک برای حالت استاتور مدار باز و بار کامل در جدول ۳-۵ ارائه شده است. در حالت بارداری انتظار می‌رود تلفات آهن کمتر از حالت مدار باز باشد زیرا در حالت بارداری به دلیل وجود عکس‌العمل آرمیچر معمولاً شار فاصله هوایی و شار هسته استاتور کاهش می‌یابد و در نتیجه تلفات آهن نیز کاهش پیدا می‌کند. به هر حال در حالت بارداری تلفات مسی در سیم‌پیچی‌ها بخش بزرگی از تلفات کل ماشین را تشکیل خواهد داد. اطلاعات مربوط به تلفات اهمی از شبیه‌سازی دینامیکی گذرای در فصل بعد حاصل می‌شود.

با توجه به نتایج حاصله در جدول ۳-۵ مشاهده می‌شود که تلفات آهن در موتور طراحی شده در این فرکانس تغذیه و با توجه به سطح توان خروجی، کوچک است. مهمترین نتیجه‌ای که از این تحلیل می‌توان دریافت، انتخاب صحیح ساختار موتور طراحی شده در کاربرد مورد نظر می‌باشد. از آنجایی که برای انتخاب ساختار مورد نظر پارامترهایی همچون چگالی توان و بازده بالا و همچنین میزان نویز، ریپل گشتاور و لرزش کم مد نظر بوده‌اند، لذا انتظار می‌رود ساختار منتخب در تمامی پارامترهای تعیین شده نسبت به سایر ساختارها بهترین باشد. در بین انواع ساختارهای ماشین شار محوری، دو ساختار استاتور بدون هسته و بدون شیار به علت نداشتن ریپل گشتاور ناشی از دندانه‌های استاتور از نظر لرزش، ریپل گشتاور و نویز و از لحاظ چگالی توان بهترین شرایط را نسبت به سایر ساختارها دارا هستند. تنها تفاوت اساسی بین دو ساختار مطرح شده تلفات آهن ناشی از عبور شار متغیر با زمان از هسته استاتور می‌باشد. ساختار بدون هسته به علت دارا نبودن تلفات هسته دارای بازده بالاتری نسبت به ساختار بدون شیار است. اما با تحلیل صورت گرفته، نشان داده شد به علت کوچک بودن تلفات آهن در ساختار منتخب، تفاوت زیادی از این نظر بین این دو ساختار وجود ندارد. از طرفی، در ساختار بدون شیار به علت دارا بودن فاصله هوایی معادل کوچک‌تر، حجم کمتری از آهن‌رباهای دائم و سیم-پیچی استاتور در ساخت ماشین بکار می‌رود که این از نظر اقتصادی خود یک امتیاز محسوب می‌شود.

جدول ۳-۵: اطلاعات مربوط به تلفات آهن موتور طراحی شده از تحلیل اجزاء محدود

تلفات آهن روتور (وات)			تلفات آهن استاتور (وات)			
مجموع	فوکو	هیستریزیس	مجموع	فوکو	هیستریزیس	
۰/۵۵	۰/۱۵	۰/۴	۳۵۹۱/۵۴	۱۷۸۷/۸۳	۱۸۰۳/۷۱	تلفات در حالت مدار باز
۱/۵۳۶	۱/۲۳۶	۰/۳	۱۷۹۲/۸۸	۸۳۰/۳۲	۹۶۲/۵۶	تلفات در حالت بار کامل

۳-۴- نتیجه‌گیری از فصل

در این فصل به طراحی یک لایه ۵۰۰ کیلووات ماشین نمونه TORUS-NS با فرکانس ۵۵ هرتز و سطح ولتاژ نسبتاً پایین پرداخته شد. این موتور یک لایه می‌تواند به صورت دو لایه به منظور تامین توان نامی یک مگاوات و چند لایه برای تامین توان‌های بیشتر مونتاژ و بکار گرفته شوند. موتور طراحی شده در این فصل دارای طول محوری بسیار کم می‌باشد و این خود به صورت یک مزیت بسیار مهم این موتورها محسوب می‌شود. کوتاهی طول محوری امکان استفاده از ماشین به صورت چند لایه با تغذیه اختیاری لایه‌ها و فراهم نمودن ترکیب مختلف توان‌ها با بیشترین بازده ممکن در شرایط عملکرد مختلف را فراهم می‌نماید. ضمن اینکه در طرح چند لایه قابلیت اطمینان بالاتر و امکان تعمیر و نگهداری راحت‌تر می‌باشد.

در فصل چهارم برای اطمینان از عملکرد مطلوب طرح ارائه شده، مدلسازی دینامیکی گذرای موتور طراحی شده انجام خواهد گرفت و رفتار حالت گذرای و حالت دائمی موتور در شرایط عملکرد مختلف بررسی و ارزیابی خواهد شد.

فصل چهارم

مدلسازی دینامیکی گذرای موتور AFPM طراحی شده

۴-۱- مقدمه

در هنگام تدوین الگوریتم طراحی و ارائه طراحی اولیه، برآورد دقیق مقدار امپدانس سنکرون بر فاز ماشین و اعمال آن در الگوریتم طراحی کار آسانی نیست. در واقع می‌توان گفت اثر عکس‌العمل آرمیچر در طراحی ماشین و بررسی تاثیر آن بسیار حائز اهمیت است. چه بسا در بسیاری از موارد، ماشین طراحی شده به دلیل مقدار واقعی بزرگتر عکس‌العمل آرمیچر و راکتانس سنکرون، حتی توانایی تامین توان و بازده مطلوب پیش‌بینی شده را ندارد که این امر سبب عدم اطمینان به طرح اولیه می‌گردد. به این دلیل و به دلایلی دیگر اکیداً لازم است بعد از طی مراحل طراحی و قبل از اقدام به ساخت، برای اطمینان از طرح ارائه شده، مدلسازی دینامیکی گذرای ماشین انجام گیرد و رفتار حالت گذرای و حالت دائمی آن در شرایط عملکرد مختلف مورد بررسی و ارزیابی قرار گیرد. برای مدلسازی ماشین نیاز است تا شارهای پیوندی و یا ولتاژهای القایی توسط PMها در سیم‌پیچی فازهای آرمیچر، اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچی‌های فازها و مقدار تخمینی بهینه راکتانس سنکرون در فرکانس نامی محاسبه شوند. با استفاده از مدلسازی ماشین به روش اجزاء محدود پارامترهای فوق حاصل می‌گردد. در این مرحله برای اطمینان اولیه از صحت طرح ارائه شده، مقادیر پریونیت این پارامترها با پارامترهای چند نمونه از ماشین‌های ساخته شده توسط مراکز و شرکت‌های معتبر مورد مقایسه قرار می‌گیرند. سپس در این فصل با استفاده از پارامترهای بدست آمده از تحلیل FEM، نحوه مدلسازی موتور طراحی شده سه فاز ۵۵ هرتز برای نمونه در فضای SIMULINK نرم-افزار MATLAB و نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها تحت شرایط عملکردی مختلف، مورد بررسی و ارزیابی دقیق قرار می‌گیرد. در این مرحله در صورت فراهم نشدن نسبی خواسته‌ها، طراح می‌تواند طرح ارائه شده را بازبینی و اصلاح نماید.

۴-۲- معادلات ولتاژ موتور طراحی شده

معادلات ولتاژ در یک ماشین سه فاز سنکرون با قطب‌های دائم را می‌توان به صورت زیر نشان داد:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{apm} \\ \lambda_{bpm} \\ \lambda_{cpm} \end{bmatrix} \quad (۴-۱)$$

به فرم فشرده، معادلات ماشین چند فاز را می‌توان به صورت رابطه زیر بیان کرد:

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}([L][I]) + \frac{d}{dt}[\lambda_{pm}] \quad (۴-۲)$$

معادلات ولتاژ هر فاز ماشین شامل سه بخش است؛ بخش اول افت ولتاژ بر روی مقاومت آن فاز آرمیچر، بخش دوم افت ولتاژ بر روی اندوکتانس خودی سیم‌پیچی آن فاز و افت ولتاژها بر روی

اندوکتانس‌های متقابل بین سیم‌پیچی آن فاز و سیم‌پیچی‌های فازهای دیگر آرمیچر و بخش سوم ولتاژ القایی حاصل از PMها در آن فاز.

با استفاده از اصل جمع آثار ابتدا با در نظر گرفتن اثر جریان یک فاز و بدون تاثیر آهنرباهای دائم ماتریس L و سپس با در نظر گرفتن اثر آهنرباهای دائم و صفر در نظر گرفتن جریان‌ها، ماتریس λ_{pm} بدست می‌آید.

۳-۴- مقاومت در هر فاز موتور طراحی شده

مقاومت dc سیم‌پیچی هر فاز آرمیچر از رابطه زیر بدست می‌آید [۵]:

$$R_{dc} = \frac{N_s L_{1av} \rho_{cu,\theta}}{a_p N_{str} S_{str}} \quad (3-4)$$

که در آن L_{1av} طول متوسط یک دور سیم‌پیچی پیچیده شده به دور هسته استاتور، a_p تعداد مسی‌های موازی جریان، N_{str} تعداد رشته هادی‌های موازی، S_{str} سطح مقطع یک رشته هادی و $\rho_{cu,\theta}$ مقاومت ویژه مس در دمای θ می‌باشد. مقاومت ویژه مس در دمای ۲۰ درجه سانتی‌گراد $\rho_{cu,20^\circ C} = 1.678 \times 10^{-8} [\Omega.m]$ و مقدار آن در دمای θ از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$\rho_{cu,\theta} = \rho_{cu,20^\circ C} (1 + \alpha(\theta - 20^\circ C)) \quad (4-4)$$

در رابطه بالا α ثابت دما می‌باشد و مقدار آن برابر $0.0039/^\circ C$ بر هر $^\circ C$ است. با توجه به داده‌های ارائه شده از موتور طراحی شده در جدول ۳-۲ مقاومت سیم‌پیچی یک فاز از هر لایه این ماشین برابر است با:

$$R_{dc} = \frac{N_s L_{1av} \rho_{cu,\theta}}{a_p N_{str} S_{str}} = \frac{12 \times 0.5876 \times 1.678 \times 10^{-8}}{11 \times 28 \times 0.785 \times 10^{-6}} = 0.00048936 [\Omega] \quad (5-4)$$

۳-۴-۱- اثر پوستی^۱

در یک هادی حامل جریان متغیر با زمان، به علت بوجود آمدن پدیده‌ای به نام اثر پوستی، چگالی جریان در نزدیکی سطح بیرونی هادی نسبت به سطوح نزدیک به مرکز هادی بیشتر می‌باشد. این پدیده به علت جریان‌های گردابی به وجود آمده با جهت مخالف جریان اصلی در اثر میدان مغناطیسی متغیر با زمان پدید می‌آید. در اثر وقوع این پدیده مطابق شکل ۴-۱، بخش قابل توجه جریان در بین سطح بیرونی و سطحی که در مرز داخلی عمق پوستی قرار دارد، جاری می‌شود. از جمله اثرات

^۱ - skin effect

نامطلوب اثر پوستی که با افزایش فرکانس تقویت می‌شود، کاهش سطح مقطع موثر هادی و نتیجتاً افزایش مقاومت در هادی است. عمق پوستی هادی‌ها را می‌توان از رابطه زیر محاسبه نمود [۳۱].

$$\delta_c = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_{cu} \sigma_{cu}}} \quad (۴-۶)$$

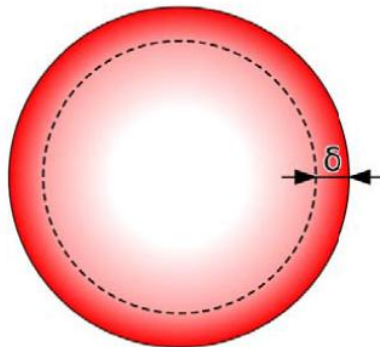
در رابطه بالا δ_c عمق پوستی، σ_{cu} هدایت ویژه مس و μ_{cu} نفوذپذیری مغناطیسی مس می‌باشد. برای محاسبه ضریب اثر پوستی از رابطه زیر استفاده می‌شود [۳۱]:

$$K_{sk} = \frac{D_{str}}{\delta_c} \frac{\text{Sinh}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right) + \text{Sin}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right)}{\text{Cosh}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right) - \text{Cos}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right)} + \frac{2}{3}(D_w^2 - 1) \frac{D_{str}}{\delta_c} \frac{\text{Sinh}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right) - \text{Sin}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right)}{\text{Cosh}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right) + \text{Cos}2\left(\frac{D_{str}}{\delta_c}\right)} \quad (۷-۴)$$

با توجه به انتخاب رشته‌های هادی با قطر یک میلی‌متر در طراحی سیم‌پیچی آرمیچر، در فرکانس تغذیه موتور طراحی شده ضریب اثر پوستی بسیار ناچیز و قابل چشم‌پوشی است. به هر حال از آنجایی که در این پایان‌نامه بر روی اثر فرکانس بر روی رفتار موتور مورد نظر بررسی می‌شود، در سایر فرکانس‌های طراحی اثر این ضریب در نظر گرفته می‌شود.

۴-۴- عکس‌العمل آرمیچر و محاسبه ماتریس اندوکتانس موتور طراحی شده

هنگامی که روتور یک ماشین سنکرون مغناطیس دائم چند فاز با سرعت سنکرون می‌چرخد، در سیم‌پیچ‌های آرمیچر آن ولتاژی توسط PMها القاء (back emf) می‌شود. حال اگر ترمینال‌های سیم‌پیچ‌های آرمیچر ماشین سنکرون به یک منبع ولتاژ چند فاز وصل شود در حالت عملکرد موتوری و در حالت دائمی جریانی از منبع کشیده می‌شود. این جریان باعث بوجود آمدن یک میدان مغناطیسی دیگر می‌شود که شکل میدان مغناطیسی اصلی روتور را تغییر می‌دهد. این اثر نیروی محرکه مغناطیسی آرمیچر بر روی توزیع فضایی شار میدان اصلی در فاصله هوایی، عکس‌العمل آرمیچر نامیده می‌شود و آن را معمولاً با یک المان سلفی (یا راکتانس سنکرون) مدل می‌کنند.



شکل ۴-۱: توزیع جریان متغیر با زمان در یک هادی با مقطع گرد [۳۱]

نیروی محرکه مغناطیسی آرمیچر معمولاً دو اثر نامطلوب بر شار میدان اصلی می‌گذارد که عبارتند از:

۱. کاهش و یا افزایش شار میدان اصلی

۲. ایجاد اعوجاج در شکل موج شار میدان اصلی در فاصله هوایی [۳۲]

در این قسمت به محاسبه اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچ‌های موتور طراحی شده می‌پردازیم. در یک سیستم الکترومغناطیسی خطی، اندوکتانس خودی هر سیم‌پیچ عبارت است از نسبت شار پیوندی سیم‌پیچ به جریانی که از همان سیم‌پیچ عبور می‌کند، در حالی که جریان سیم‌پیچ‌های دیگر صفر است. اندوکتانس متقابل دو سیم‌پیچ عبارت است از نسبت شار پیوندی یکی از سیم‌پیچ‌ها به جریانی که از سیم‌پیچ دوم عبور می‌کند، در شرایطی که جریان سیم‌پیچ‌های دیگر از جمله همان سیم‌پیچی که شار پیوندی برای آن تعیین می‌شود، صفر باشد.

برای محاسبه ماتریس اندوکتانس، با حذف اثر PMها و اعمال جریان به سیم‌پیچی یکی از فازها در یک لایه، اندوکتانس خودی و اندوکتانس‌های متقابل بین آن سیم‌پیچی و سیم‌پیچی‌های دیگر آن لایه بدست می‌آیند. ماتریس اندوکتانس یک لایه سه فاز ۵۰۰ کیلوواتی موتور طراحی شده به صورت زیر بدست می‌آید:

$$L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.023 & -0.00845 & -0.00845 \\ -0.00845 & 0.023 & -0.00845 \\ -0.00845 & -0.00845 & 0.023 \end{bmatrix} [mH] \quad (۸-۴)$$

به عنوان مثال برای یک ترکیب موازی دو لایه از این ماشین سه فاز با توان خروجی ۱ مگاواتی ماتریس اندوکتانس معادله (۸-۴) باید در یک ضریب ۰/۵ ضرب شود تا ماتریس اندوکتانس ماشین دو لایه بدست آید.

از آنجایی که تراوایی مغناطیسی آهنربای دائم و هوا بسیار به هم نزدیک می‌باشد و همچنین بعثت عدم وجود برجستگی در قسمت استاتور، اندوکتانس‌های ماشین‌ها تابعی از زاویه‌ی چرخش روتور نبوده و مستقل از موقعیت روتور می‌باشند. حال برای یافتن راکتانس سنکرون در هر فاز ماشین معادله افت پتانسیل بر روی اندوکتانس‌های خودی و متقابل در فاز a را می‌نویسیم. به عنوان مثال برای ماشین چند فاز داریم:

$$V_{xs} = L_{aa} \frac{di_a}{dt} + L_{ab} \frac{di_b}{dt} + L_{ac} \frac{di_c}{dt} + \dots \quad (۹-۴)$$

در صورتی که نقطه‌ی صفر اتصال فازها به زمین منبع تغذیه وصل نباشد خواهیم داشت:

$$i_a + i_b + i_c + \dots = 0 \quad (۱۰-۴)$$

از طرف دیگر داریم:

$$L_{ab} = L_{ac} = \dots \quad (11-4)$$

حال با تلفیق معادلات ۹-۴ تا ۱۱-۴ خواهیم داشت:

$$V_{xs} = (L_{aa} - L_{ab}) \frac{di_a}{dt} \quad (12-4)$$

در نتیجه راکتانس سنکرون فاز a از رابطه زیر بدست می آید:

$$X_s = 2\pi f (L_{aa} - L_{ab}) \quad (13-4)$$

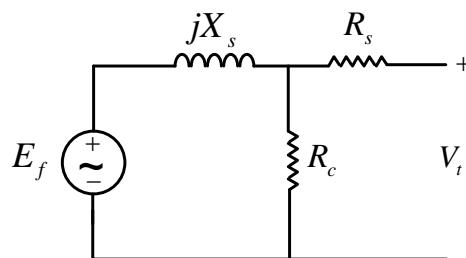
در نتیجه راکتانس سنکرون هر فاز از یک لایه موتور طراحی شده برابر می شود با:

$$X_s = 2\pi f (L_{aa} - L_{ab}) = 110\pi(0.023 + 0.00845) \times 10^{-3} = 0.0108683 \ \Omega \quad (14-4)$$

حال با توجه به معادلات بالا می توان مدار معادل حالت دائمی هر فاز ماشین AFPM را به صورت شکل ۲-۴ در نظر گرفت. در این مدار معادل E_f ولتاژ القایی توسط PMها در سیم پیچی هر فاز ماشین، R_s مقاومت هر فاز سیم پیچی استاتور، X_s راکتانس سنکرون مربوط به هر فاز، R_c مدل تلفات آهن موتور و V_t ولتاژ ترمینال ماشین سنکرون می باشد.

۴-۵- محاسبه شارهای پیوندی ناشی از آهنرباهای دائم در موتور طراحی شده

شارهای پیوندی فازها ناشی از اثر آهنرباهای دائم بر روی کوپل های آرمیچر با فرض جریان سیم پیچها برابر با صفر محاسبه می شوند. از آنجایی که روتور می چرخد و چگالی شار ناشی از آهنرباهای دائم در طول فاصله هوایی ثابت نیست، شارهای پیوندی سیم پیچها نیز ثابت نخواهد بود. در حقیقت شارهای ارتباطی فازها تابعی از موقعیت روتور θ_m می باشند. به همین دلیل برای محاسبه شارهای پیوندی با استفاده از نرم افزار JMAG Designer و در حالت استاتیکی، به جای حرکت دادن روتور با شیفت دادن استاتور به اندازه گامهای معین، نقاطی گسسته برای شار پیوندی هر فاز از هر لایه بدست می آیند. حال با استفاده از تکنیک curve fitting در فضای نرم افزار MATLAB شکل موج پیوسته ای برای شار پیوندی هر فاز در هر لایه بر حسب θ_m حاصل می شود.



شکل ۲-۴: مدار معادل ماشین AFPM طراحی شده در هر فاز

با توجه به شکل موج شار پیوندی یک فاز از یک لایه و هارمونیک‌های آن نشان داده شده در شکل ۳-۴ برای موتور طراحی شده، مشاهده می‌شود که شکل موج شار پیوندی متناوب و بسیار نزدیک به شکل موج سینوسی است. به هر حال می‌توان سری‌های فوریه شارهای پیوندی را بدست آورد. از آنجایی که شکل موج‌ها از تقارن نیم موج برخوردارند پس فقط شامل هارمونیک‌های فرد می‌باشند و فاقد هارمونیک‌های زوج هستند. همچنین با توجه به مبنای زاویه انتخاب شده، شکل موج نشان داده شده در شکل ۳-۴ یک تابع فرد می‌باشد بنابراین برای این شکل موج ضرایب جملات کسینوسی (a_i) ها برابر صفر خواهد بود. شکل موج شار پیوندی فاز a یک لایه از موتور طراحی شده، به همراه بعضی هارمونیک‌های مهم آن در شکل ۳-۴ نشان داده شده است. ضرایب فوریه تا هارمونیک هفتم شکل موج شار پیوندی نیز در رابطه (۴-۱۵) ارائه شده‌اند.

$$\begin{cases} a_1 = 0 & b_1 = 0.3441 \\ a_2 = 0 & b_2 = -0.0148 \\ a_3 = 0 & b_3 = 0.000314 \\ a_4 = 0 & b_4 = -0.000155 \end{cases} \quad (۴-۱۵)$$

بسط سری فوریه شارهای پیوندی فازهای مختلف به صورت زیر است:

$$\lambda_{apm}(\theta_m) = \sum_{i=1,3,5,7} [a_i \cos(pi\theta_m) + b_i \sin(pi\theta_m)] \quad [Wb] \quad (۴-۱۶)$$

$$\lambda_{bpm}(\theta_m) = \sum_{i=1,3,5,7} [a_i \cos(i(p\theta_m - \frac{2\pi}{3})) + b_i \sin(i(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}))] \quad [Wb] \quad (۴-۱۷)$$

$$\lambda_{cpm}(\theta_m) = \sum_{i=1,3,5,7} [a_i \cos(i(p\theta_m + \frac{2\pi}{3})) + b_i \sin(i(p\theta_m + \frac{2\pi}{3}))] \quad [Wb] \quad (۴-۱۸)$$

که در آن θ_m زاویه مکانیکی حرکت روتور تعریف شده به صورت موقعیت یکی از محورهای عرضی روتور (نقطه وسط بین دو قطب) نسبت به محور فاز a می‌باشد. در معادلات بالا از جملات مربوط به هارمونیک‌های بالاتر به علت کوچک بودن ضرایب فوریه آنها صرف نظر شده است.

۴-۶- محاسبه ولتاژ القایی در هر فاز

با فرض ترکیب موازی فازهای هم نام همه لایه‌ها، برای محاسبه ولتاژهای القایی لحظه‌ای حاصل از PMها مثلاً ولتاژ القایی در فاز a داریم:

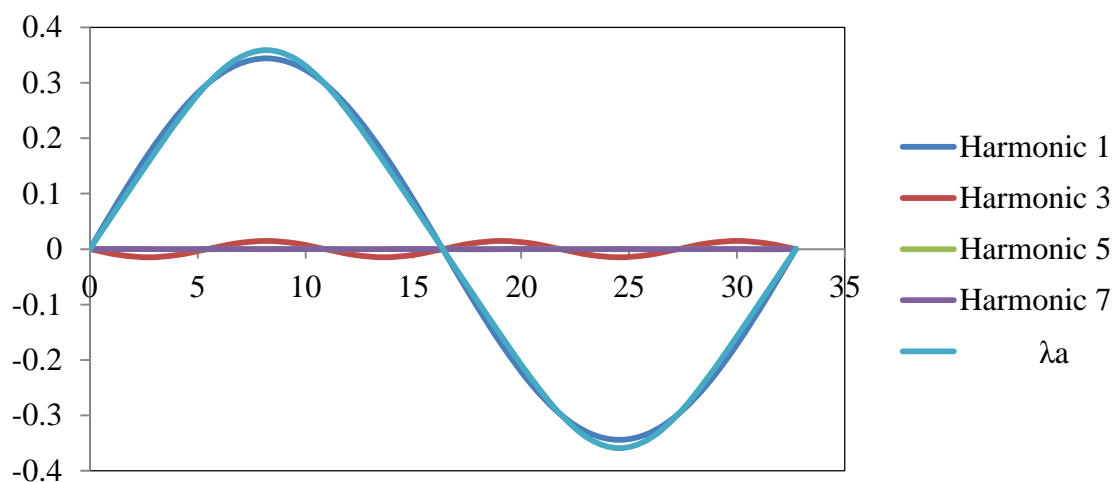
$$E_{fa} = \frac{d\lambda_{apm}}{dt} = \frac{d\lambda_{apm}}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} \quad (۴-۱۹)$$

اگر فرض کنیم که شار پیوندی فازها به صورت کاملاً سینوسی با دامنه λ_{max} و سرعت دوران روتور ثابت و برابر با ۳۰۰ دور در دقیقه و یا $\omega_m = 300(2\pi/60)$ رادیان بر ثانیه است مقدار موثر ولتاژ القایی برابر خواهد بود با:

$$E_{fa} = \frac{p \omega_m \lambda_{max}}{\sqrt{2}} \quad (20-4)$$

و مقدار آن مثلاً برای ماشین سه فاز ۷۴/۲۴ ولتی برابر خواهد بود با:

$$E_f = \frac{11 \times 0.37 \times 300(2\pi/60)}{\sqrt{2}} = 90.41 \quad [V] \quad (21-4)$$



شکل ۴-۳- شکل موج شار پیوندی فاز a یک لایه از موتور طراحی شده به همراه هارمونیک‌های آن

۴-۷- محاسبه‌ی مقادیر پریونیت پارامترهای موتور طراحی شده

به منظور مقایسه موتورهای طراحی شده با ماشین‌های با ساختار مشابه در محدوده‌ی توانی مختلف، پریونیت کردن پارامترهای مهم ماشین از جمله راکتانس سنکرون و مقاومت هر فاز، ولتاژ القا شده در هر فاز، جریان بی باری و ... اهمیت ویژه‌ای دارد. برای تعیین مقادیر پریونیت ابتدا ولتاژ و توان مبنا را تعیین می‌کنیم. برای یک لایه از موتور طراحی شده داریم:

$$V_b = 77.8 \quad [V] \quad (22-4)$$

$$S_b = \frac{P_{out}}{m\eta\cos\phi} = \frac{500}{3(0.95)(0.95)} = 184.67 \quad [KVA/ph] \quad (23-4)$$

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = 0.03277 \quad [\Omega] \quad (24-4)$$

$$R_s = \frac{0.00048936}{0.03277} = 0.014933 \quad [pu] \quad (25-4)$$

$$X_s = \frac{0.0108683}{0.03277} = 0.3317 \text{ [pu]} \quad (26-4)$$

$$E_f = \frac{90.41}{77.8} = 1.162 \text{ [pu]} \quad (27-4)$$

حال داریم:

$$I_{nt} = \frac{E_f - V_t}{X_s} = \frac{1.162 - 1}{0.3317} = 0.4883 \text{ [pu]} \quad (28-4)$$

$$P_{out} = \frac{E_f V_t}{X_s} \sin \delta = \frac{1.162 \times 1}{0.3317} \sin \delta = 0.9025 \text{ [pu]} \quad (29-4)$$

لازم به ذکر است که مقادیر پریونیت ارائه شده در روابط بالا برای یک موتور با هر تعداد لایه‌های موازی نیز درست است. در نتیجه با توجه به روابط بالا پیش‌بینی می‌شود که موتور طراحی شده تحت شرایط تغذیه و توان نامی حدوداً در زاویه‌ی قدرت برابر با ۱۵ درجه کار کند.

۴-۸- مقایسه پارامترهای موتور طراحی شده با چند ماشین نمونه ساخته شده قبلی

در این قسمت به مقایسه پارامترهای موتور طراحی شده در فصل سوم با پارامترهای چند ماشین نمونه که قبلاً توسط شرکت‌ها و مراکز تحقیقاتی دانشگاهی معتبر ساخته شده است، پرداخته می‌شود. اطلاعات طراحی سه موتور AFPM سه فاز توان بالا، که توسط یک شرکت معتبر در صنایع هوا فضا و دریایی به نام شرکت Aerospace Kaman ساخته شده است، در جدول ۴-۱ نمایش داده شده است. پارامترها باید به صورت پریونیت درآیند تا بتوان یک مقایسه منطقی بین پارامترهای ماشین‌های مختلف انجام داد و نتیجه‌گیری و ارزیابی درستی در مورد طرح‌های مختلف ارائه کرد. پارامترهایی که از اهمیت بیشتری برخوردارند عبارتست از: مقاومت هر فاز (R_s)، راکتانس سنکرون (X_s)، ولتاژ القایی (E_f)، جریان بی باری (I_{nt}) و زاویه قدرت (δ).

با توجه به اطلاعات ماشین اول که در جدول ۴-۱ آمده است، داریم:

$$V_b = \frac{700}{\sqrt{2}} \text{ [V]} \quad (30-4)$$

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = 1.6625 \text{ [\Omega]} \quad (31-4)$$

$$X_s = 2\pi f L = 2\pi \times 500(120 \times 10^{-6}) = 0.377 \text{ [\Omega]} \quad (32-4)$$

$$X_s^{pu} = 0.277 \text{ [pu]} \quad (33-4)$$

$$R_s^{pu} = \frac{0.044}{1.6625} = 0.026 \text{ [pu]} \quad (34-4)$$

$$E_f = 686.4 \text{ [V]} \quad (35-4)$$

$$E_f^{pu} = 1.386 \text{ [pu]} \quad (36-4)$$

$$P_{out} = \frac{E_f V_t}{X_s} \sin \delta = \frac{1.386}{0.227} \sin \delta \rightarrow \sin \delta = 0.124 \rightarrow \delta = 9.42^\circ \quad (37-4)$$

$$I_{nl} = \frac{E_f - V_t}{X_s} = \frac{1.386 - 1}{0.227} = 1.7 \text{ [pu]} \quad (38-4)$$

همچنین با توجه به اطلاعات داده شده در جدول ۴-۱ برای ماشین دوم داریم:

$$V_B = \frac{530}{\sqrt{2}} \rightarrow Z_B = \frac{0.96 \times 0.75 \times (530 / \sqrt{2})^2}{445 \times 10^3 / 2} = 0.682 \text{ [\Omega]} \quad (39-4)$$

$$X_s = 2\pi f L = 2\pi \times 500(60 \times 10^{-6}) = 0.1885 \text{ [\Omega]} \quad (40-4)$$

$$X_s^{pu} = 0.276 \text{ [pu]} \quad (41-4)$$

$$R_s^{pu} = \frac{0.022}{0.682} = 0.0322 \text{ [pu]} \quad (42-4)$$

$$E_f = 520 \text{ [V]} \rightarrow E_f^{pu} = 1.387 \text{ [pu]} \quad (43-4)$$

$$P_{out} = \frac{E_f V_t}{X_s} \sin \delta = \frac{1.387}{0.276} \sin \delta \rightarrow \sin \delta = 0.143 \quad \delta = 11.22^\circ \quad (44-4)$$

$$I_{nl} = \frac{E_f - V_t}{X_s} = \frac{1.387 - 1}{0.276} = 1.4 \text{ [pu]} \quad (45-4)$$

به همین ترتیب برای ماشین سوم داریم:

$$V_B = \frac{735}{\sqrt{2}} \rightarrow Z_B = \frac{0.96 \times 0.75 \times (735 / \sqrt{2})^2}{746 \times 10^3 / 2} = 0.782 \text{ [\Omega]} \quad (46-4)$$

$$X_s = 2\pi f L = 2\pi \times 500(100 \times 10^{-6}) = 0.314 \text{ [\Omega]} \quad (47-4)$$

$$X_s^{pu} = 0.402 \text{ [pu]} \quad (48-4)$$

$$R_s^{pu} = \frac{0.03}{0.782} = 0.038 \text{ [pu]} \quad (49-4)$$

$$E_f = 720 \text{ [V]} \rightarrow E_f^{pu} = 1.365 \text{ [pu]} \quad (50-4)$$

$$P_{out} = \frac{E_f V_t}{X_s} \sin \delta = \frac{1.365}{0.402} \sin \delta \rightarrow \sin \delta = 0.205 \rightarrow \delta = 17.13^\circ \quad (51-4)$$

$$I_{nl} = \frac{E_f - V_t}{X_s} = \frac{1.365 - 1}{0.402} = 0.91 \text{ [pu]} \quad (52-4)$$

این مقادیر پریونیت برای راحتی مقایسه بطور یکجا در جدول ۴-۲ ارائه شده است. مقادیر پریونیت موتور طراحی شده در این گزارش نیز در بخش ۴-۷ ارائه شده است. با مقایسه مقادیر پریونیت موتور طراحی شده در بخش ۴-۷ و داده‌های جدول ۴-۲ مشاهده می‌شود که مقادیر پارامترهای مدل طراحی شده مانند راکتانس سنکرون، ولتاژ القایی و زاویه قدرت از نظر پریونیت در محدوده مقادیر پارامترهای سه نمونه ساخته شده می‌باشند و همچنین جریان بی‌باری موتور طراحی شده کم‌تر از یک پریونیت است. با این مقایسه می‌توان نتیجه گرفت که موتور طراحی شده از نظر طراحی و مقادیر پارامترها معقول و قابل قبول می‌باشند.

جدول ۴-۱: اطلاعات طراحی سه موتور AFPM سه فاز توان بالا ساخته شده توسط

A.S.U ,MA ,Hudson ,EDC ,Kaman Aerospace [۵]

Quantity	PA44-5W-002	PA44-5W-001	PA57-2W-001
Number of poles, $2p$	28	28	36
Number of windings per phase		2	
Output power P_{out} , kW	336	445	746
Peak phase voltage, V	700	530	735
Rated speed, rpm	2860	5200	3600
Maximum speed, rpm	3600	6000	4000
Efficiency			
at rated speed	0.95	0.96	0.96
Torque			
at rated speed, Nm	1120	822	1980
Stall torque, Nm	1627	1288	2712
Continuous current			
(six step waveform), A	370	370	290
Maximum current, A	500	500	365
Peak EMF constant			
per phase, V/rpm	0.24	0.10	0.20
Winding resistance			
per phase at 500 Hz, Ω	0.044	0.022	0.030
Winding inductance			
per phase at 500 Hz, μH	120	60	100
Moment of inertia, kgm^2	0.9	0.9	2.065
Cooling		Water and glycol mixture	
Maximum allowable			
motor temperature, $^{\circ}\text{C}$		150	
Mass, kg	195	195	340
Power density, kW/kg	1.723	2.282	2.194
Torque density, Nm/kg	5.743	4.215	5.823
Diameter of frame, m	0.648	0.648	0.787
Length of frame, m	0.224	0.224	0.259
Application	Traction, Drilling industry		General purpose

جدول ۴-۲: مقادیر پریونیت پارامترهای ماشین‌های ساخته شده توسط شرکت

A.S.U ,MA ,Hudson ,EDC ,Kaman Aerospace

	ماشین نمونه اول	ماشین نمونه دوم	ماشین نمونه سوم
R_s^{pu} مقاومت در هر فاز	۰/۰۲۶	۰/۰۳۲۲	۰/۰۳۸
X_s^{pu} راکتانس سنکرون	۰/۲۲۷	۰/۲۷۶	۰/۴۰۲
E_f^{pu} ولتاژ القایی در هر فاز	۱/۳۸۶	۱/۳۸۷	۱/۳۶۵
I_{nl}^{pu} جریان بی‌باری	۱/۷	۱/۴	۰/۹۱
δ [Deg] زاویه قدرت	۹/۴۲	۱۱/۲۲	۱۷/۱۳

۴-۹- بررسی ضریب قدرت موتور طراحی شده

ضریب توان ماشین‌های سنکرون معمول را می‌توان با تنظیم تحریک میدان آن‌ها کنترل کرد. ولی در ماشین‌های PM از آنجاییکه به تحریک دسترسی وجود ندارد، نمی‌توان این کنترل را به راحتی اعمال نمود. بنابراین در عملکرد موتور به صورت فوق تحریک (ضریب توان پیش فاز) یا زیر تحریک (ضریب توان پس فاز)، نقش میزان زاویه قدرت (δ) و یا $E_f \cos \delta$ یک نقش اساسی و تعیین کننده است. یک ماشین PM فوق تحریک، ضریب توان پیش فاز و مقدار آن در بار نامی بیش‌تر از نصف بار نامی است. در این حالت معمولاً راندمان در بار نامی نسبت به راندمان در نصف بار نامی بیشتر می‌باشد. نکته‌ای که قابل توجه می‌باشد این است که مقدار ضریب توان کوچک بدست آمده برای بار کم باعث کشیده شدن جریان زیاد در بارهای سبک می‌شود. علت این جریان زیاد کوچک بودن زاویه قدرت و $E_f \sin \delta$ می‌باشد. با توجه به اینکه به ازای توان خروجی مشخص، $I_a \cos \theta$ و $E_f \sin \delta$ نیز تقریباً مشخص می‌باشد، بنابراین ضریب توان کم و جریان پیش‌فاز زیاد در بارهای کم نتیجه بدیهی E_f بزرگ غیر قابل تنظیم می‌باشد. بررسی مقادیر پریونیت ارائه شده در بخش ۴-۷ نشان می‌دهد که موتور طراحی و بررسی شده در تمامی بارهای کمتر و یا مساوی با بار کامل در رژیم عملکردی فوق تحریک خواهند بود.

۴-۱۰- شبیه‌سازی دینامیکی موتور طراحی شده در حالت عملکرد اتصال مستقیم به شبکه در این بخش مدل دینامیکی موتور AFPM طراحی شده، در فضای SIMULINK نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی می‌شود. برای اختصار و پرهیز از اضافه گویی، مدلسازی‌ها و مشخصه‌های عملکردی مختلف موتور سه فاز ۵۵ هرتز به عنوان نمونه‌ای از کارها و نتایج شبیه‌سازی‌ها در این بخش به تفصیل ارائه می‌شود. در حالت کلی مشخصه‌های حالت دائمی از اهمیت فوق‌العاده‌ای به لحاظ طول دوره عملکرد، بهره، نوسانات حالت دائمی سرعت، لرزش، حد پایداری حالت دائمی و ... برخوردار است. همچنین مشخصه‌های دینامیکی گذرای ماشین از قبیل تغییرات سرعت، توان لحظه‌ای، گشتاور، ولتاژ و جریان در حین شرایط مختلف سوئیچینگ، تغییرات ولتاژ و فرکانس شبکه، بارگذاری، بارزدایی و ... نیز حائز اهمیت هستند. هر دو این رژیم‌های عملکردی در حد حوصله و مجال این فصل مورد تحقیق و بررسی قرار می‌گیرند. موتور طراحی شده دارای توان نامی هر لایه ۵۰۰ کیلووات می‌باشد که برای تامین توان‌های بالا (در حد چند مگاوات) از ترکیب چند لایه این موتورها استفاده می‌شود. به منظور بررسی عملکرد موتور چند لایه، در این قسمت شبیه‌سازی بر روی موتور AFPM دو لایه با توان نامی یک مگاوات صورت می‌گیرد. در این طرح، به منظور تامین توان در بارهای معادل با نصف بار نامی و یا کمتر از آن می‌توان از هر دو لایه یا تنها یک لایه استفاده نمود. بر اساس نتایج حاصل از شبیه‌سازی می‌توان ادعا کرد که بازده و ضریب قدرت موتور در بارهای معادل با نصف بار نامی و یا کمتر در صورتی که از یک لایه موتور برای تامین توان استفاده شود، بهبود می‌یابد. جداسازی هر لایه از منبع تغذیه و وصل مجدد آن به راحتی با یک کلید قدرت بطور دستی و یا خودکار در زمان‌های مقتضی بدون کمترین مسئله به لحاظ پایداری و دیگر مسائل الکتریکی و مکانیکی قابل انجام است. به این موضوع در فصل‌های بعدی پرداخته خواهد شد. فعلاً در این فصل عملکرد حالت دائمی و به دنبال آن رفتار حالت دینامیکی گذرای ماشین در حالت‌های بارگذاری و بارزدایی فرضی شبیه‌سازی می‌شوند و نتایج مورد بررسی قرار می‌گیرند. در پایان با ارائه گراف‌هایی در سرعت‌های مختلف، عملکرد حالت دائمی ماشین در حالت تغذیه به صورت یک لایه و دو لایه مورد مقایسه و بررسی قرار می‌گیرد. شکل ۴-۴ شماتیک شبیه‌سازی موتور AFPM سه فاز طراحی شده را نشان می‌دهد. به منظور مدلسازی تلفات آهن، پس از آنالیز حرارتی موتور به روش اجزاء محدود در فصل سوم، مقاومت معادل تلفات آهن برابر با $R_c = 0.1977 \text{ } [\Omega]$ بدست آمد. مدل تلفات آهن به صورت یک مدار مقاومتی با اتصال ستاره بین مقاومت و راکتانس سنکرون مربوط به هر فاز در مدل شبیه‌سازی در نظر گرفته می‌شود. مقاومت هر فاز آرمیچر و اندوکتانس سنکرون هر فاز به صورت

سری با منبع ولتاژ ورودی، پارامترهای ماشین سنکرون را مدل می‌کنند. بلوک back emf که در شکل ۴-۵ نشان داده شده است مربوط به ولتاژهای القایی توسط PPMها می‌باشند. حاصل ضرب لحظه‌ای ولتاژ القایی و جریان هر فاز، توان لحظه‌ایی خروجی هر فاز را نشان می‌دهد و با جمع توان فازها در هر لحظه، توان لحظه‌ای کل خروجی بدست می‌آید. توان لحظه‌ای کل خروجی را می‌توان توسط بلوک Instantaneous Power مشاهده کرد. مقدار گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی موتور با تقسیم توان لحظه‌ای کل بر سرعت مکانیکی بدست می‌آید. گشتاور اصطکاکی متناسب با مجذور سرعت مدل می‌شود و در قسمت نهایی مدار شکل ۴-۴ با استفاده از معادلات دینامیکی زیر منظور شده است:

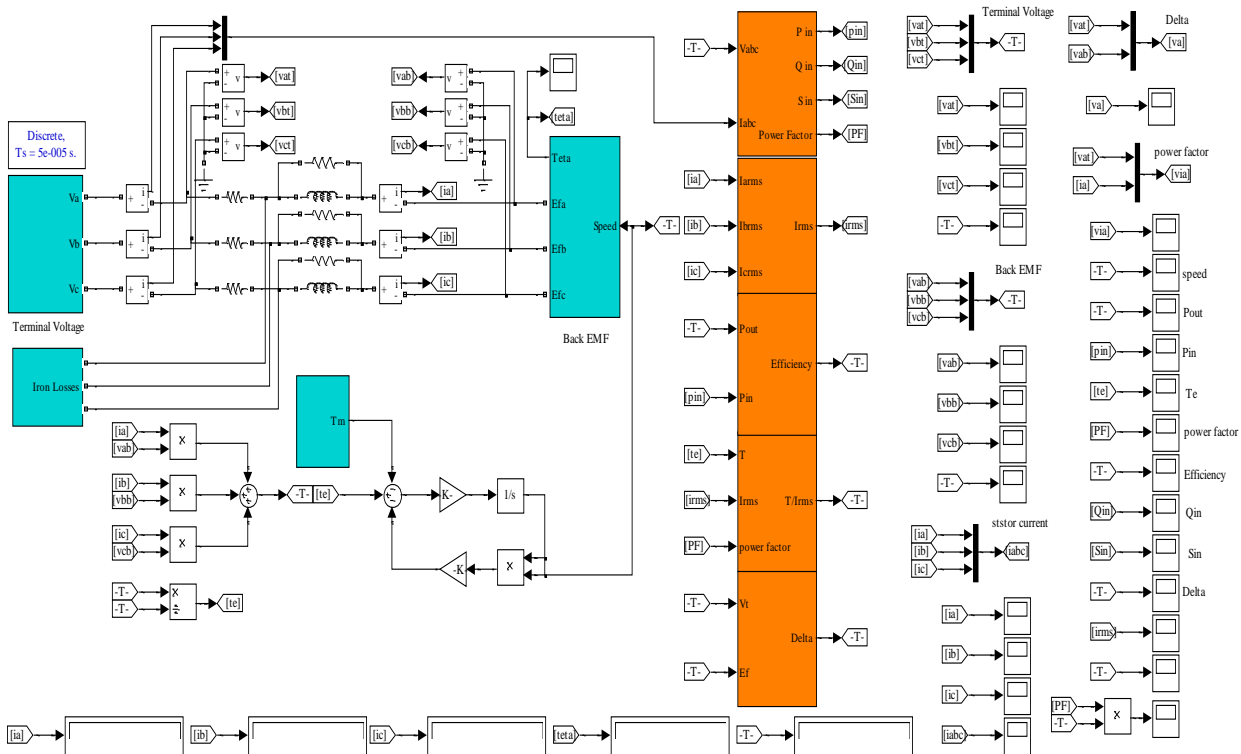
$$T_e - T_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m^2 \quad (۵۳-۴)$$

$$\omega_m = \frac{1}{J} \int (T_e - T_m - B\omega_m^2) dt \quad (۵۴-۴)$$

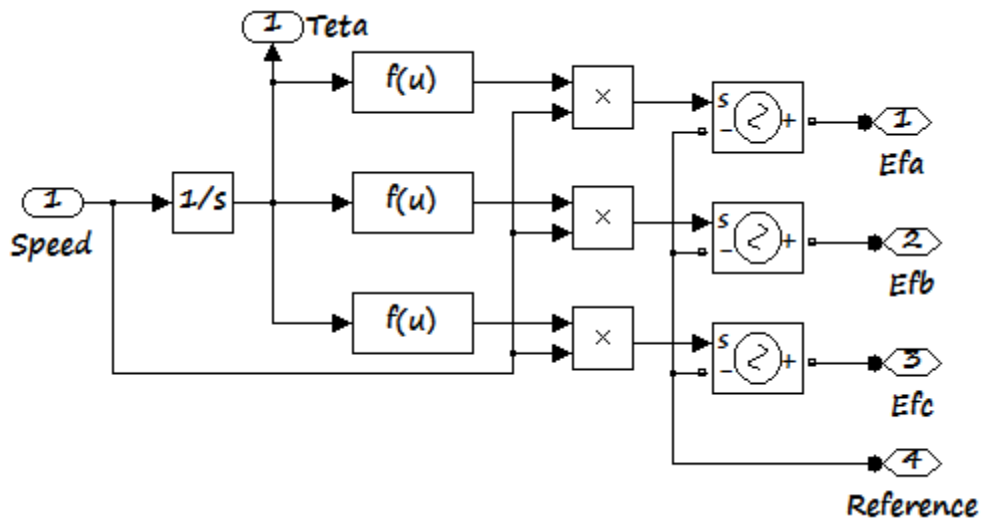
که در این معادلات، T_e گشتاور الکترومغناطیسی، T_m گشتاور مقاوم بار، J ممان اینرسی کل بخش گردان، ω_m سرعت مکانیکی روتور بر حسب رادیان بر ثانیه و B ضریب گشتاور اصطکاکی متناسب با مجذور سرعت می‌باشد. به منظور محاسبه ممان اینرسی هر کدام از دیسک‌های روتور و آهنرباهای دائم آن از رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$J = \frac{1}{2} m r_1^2 \quad (۵۵-۴)$$

$$m = \rho_1 V_1 + n \rho_2 V_2 = \rho_1 \pi (r_1^2 - r_2^2) L_{cr} + n \rho_2 L_{pm} \cdot w_{pmg} \cdot h \quad (۵۶-۴)$$



شکل ۴-۴: شماتیک شبیه‌سازی موتور سه فاز AFPM طراحی شده



شکل ۴-۵: بلوک back emf در شکل ۴-۴

که در آن، r_1 و r_2 به ترتیب شعاع خارجی و داخلی دیسک‌های روتور، L_{cr} ضخامت محوری یک دیسک روتور، ρ_1 و ρ_2 به ترتیب چگالی حجمی مربوط به ماده دیسک روتور و آهنرباهای دائم، n w_{pmg} ، L_{pm} و h به ترتیب تعداد، ضخامت، عرض و ارتفاع آهنرباهای دائم می‌باشند. با استفاده از رابطه (۴-۵۴) ممان اینرسی مربوط به دو دیسک روتور یک لایه ماشین طراحی شده ۵۰۰ کیلووات برابر با $126/4 \text{ kg.m}^2$ حاصل می‌شود. از آنجایی که شبیه‌سازی بر روی موتور دو لایه صورت گرفته

است، در نتیجه ممان اینرسی موتور شبیه‌سازی شده برابر مجموع اینرسی‌های تک‌تک لایه‌های موتور خواهد بود.

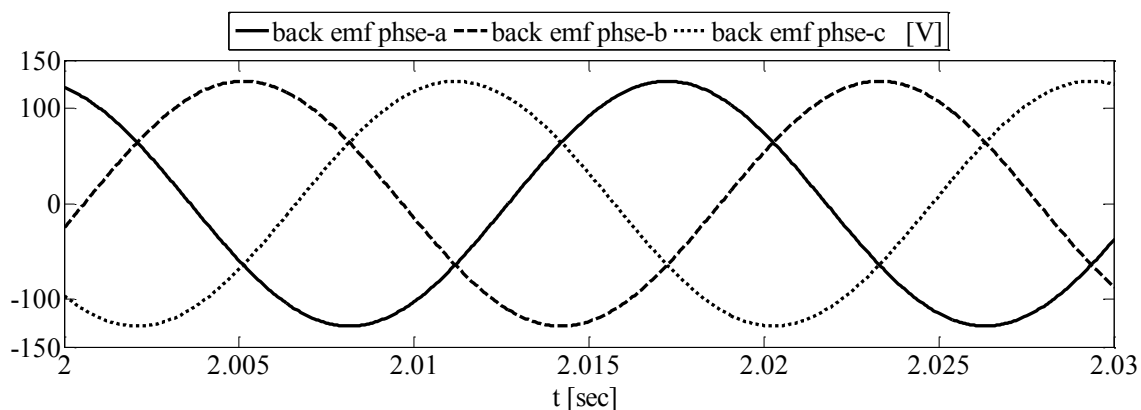
اینرسی یکپارچه بخش گردان ماشین شار محوری با طول محوری کوتاه نقش عمده‌ای در رفتار دینامیکی گذرای موتور سنکرون دارد. مقدار بزرگتر اینرسی روتور دارای اثر مطلوب کاهش شدید نوسانات سرعت و اثر نامطلوب کاهش سرعت پاسخ موتور به ورودی‌ها و فرمان‌های کنترلی تغییر سرعت می‌شود. بنابراین در بسیاری از موارد برای محاسبه رفتار دقیق دینامیکی گذرای، اینرسی مربوط به بار و اجزاء آن نیز باید به طریقی محاسبه و یا تخمین زده شوند و به اینرسی روتور افزوده شوند. به هر حال چون برای ماشین‌های طراحی شده در این گزارش اطلاعات جامعی از تعداد لایه-های موتور، متعلقات و رابط‌های بین موتورها و پروانه در دسترس نمی‌باشد، اینرسی مورد استفاده در شبیه‌سازی‌ها همان مقادیر حداقل محاسبه شده برای روتورها می‌باشند. بدین ترتیب نتایج نوسانات سیگنال‌های بدست آمده در شبیه‌سازی‌های ارائه شده در این بخش بدبینانه خواهد بود و بطور قاطع می‌توان ادعا کرد که نوسانات موتور واقعی در تمامی حالت‌ها کمتر از مقادیر بدست آمده از شبیه‌سازی‌ها خواهد بود.

۴-۱۰-۱- نتایج حاصل از شبیه‌سازی در ولتاژ و فرکانس نامی

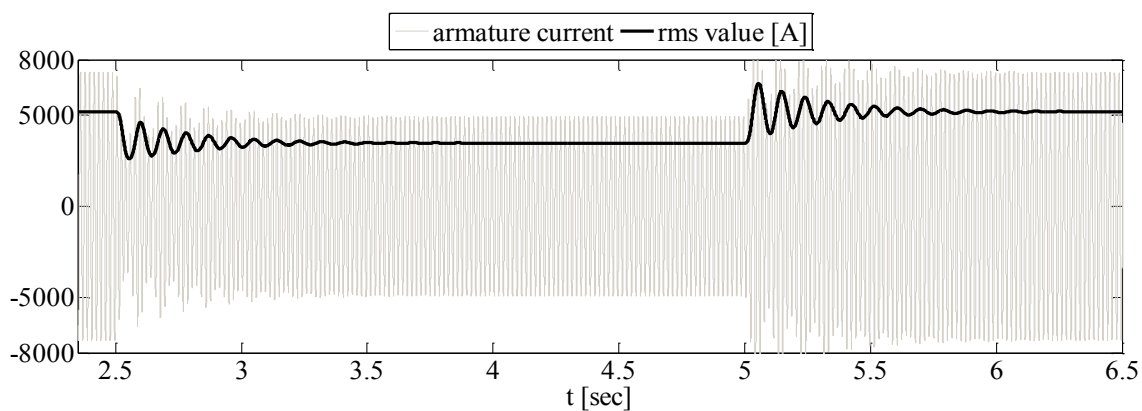
با اعمال پارامترهای مداری ماشین در مدل سیمولینک شکل ۴-۴ نتایج شبیه‌سازی‌ها برای موتور طراحی شده یک مگاوات حاصل می‌شود. در شبیه‌سازی ارائه شده در این قسمت، بار موتور ۵۵ هرتزی بدون در نظر گرفتن گشتاور مقاوم بار به صورت عدد ثابت، از نوع اصطکاکی با مقدار برابر با بار نامی ماشین فرض شده است. بنابراین ضریب B گشتاور اصطکاکی این موتور برابر با $32/25$ فرض می‌شود تا بار نامی یک مگاوات را در سرعت نامی ارائه دهد. در بعضی از شبیه‌سازی‌ها مقادیر اولیه پارامترها نزدیک مقادیر پاسخ عملکرد حالت دائمی انتخاب شده است تا پاسخ حالت دائمی سیستم سریعاً بدست آمده و در شکل‌ها و نمودارهای حاصل از شبیه‌سازی قابل مشاهده باشند.

نحوه شبیه‌سازی به این صورت می‌باشد که ابتدا موتور در بار نامی یک مگاوات راه‌اندازی می‌شود و به حالت دائمی خود می‌رسد. در زمان $t = 2.5 \text{ sec}$ بار فرضی موتور به صورت ناگهانی به نصف مقدار نامی یعنی ۵۰۰ کیلووات با کاهش ضریب اصطکاک به نصف کاهش می‌یابد. سپس بعد از رسیدن موتور به حالت دائمی در نصف بار نامی، در زمان $t = 5 \text{ sec}$ بار موتور از نصف بطور ناگهانی به مقدار نامی خود افزایش می‌یابد. برای این منظور یک ولتاژ سه فاز 55 Hz با مقدار دامنه 110 V به ترمینال ماشین اعمال می‌شود. با توجه به محاسبات صورت گرفته انتظار می‌رفت، ولتاژ القایی با مقدار دامنه 128 V برای موتور سه فاز مطابق شکل ۴-۶ تولید شود. در شکل ۴-۷ جریان فاز a موتور یک مگاواتی

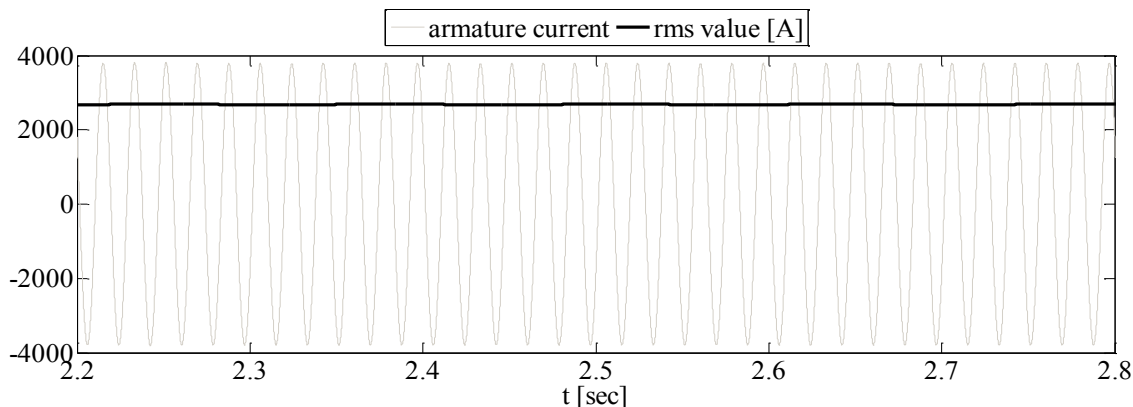
دو لایه نشان داده شده است. در لحظه‌ای که بار برداشته می‌شود مطابق شکل، جریان لحظه‌ای فاز a و در نتیجه جریان مؤثر کاهش می‌یابد. این جریان تا رسیدن به نقطه دائمی جدید دارای نوساناتی می‌باشد. در لحظه بارگذاری، همانطور که در شکل مشاهده می‌شود، جریان لحظه‌ای فاز و در نتیجه جریان مؤثر کلی با انجام نوساناتی افزایش می‌یابد و به مقدار نامی خود باز می‌گردد. شکل ۴-۸ نیز جریان جاری شده در فاز a استاتور را در ولتاژ و فرکانس نامی برای موتور یک لایه در بار ۵۰۰ کیلووات (نصف بار نامی ماشین دو لایه) برای مقایسه نشان می‌دهد. از مقایسه دو شکل ۴-۷ و ۴-۸ مشاهده می‌شود که در نصف بار نامی ماشین دو لایه اگر یکی از لایه برای هم‌خوانی توان موتور و بار از تغذیه قطع شود مقدار مؤثر جریان به شدت (از مقدار حدود ۳۹۰۰ آمپر به ۲۷۰۰ آمپر) کاهش می‌یابد. این موضوع یکی از قابلیت‌های بسیار خوب ساختارهای ماشین چند لایه می‌باشد. لازم به ذکر است که قطع و وصل هر لایه ضمن کار با کلیدهای دستی و یا کلیدهای قابل برنامه‌ریزی بدون هیچگونه مشکلی قابل انجام است. این مشکلات کم قطع و وصل به دلیل کوپل بودن محور همه لایه-ها به هم و برقرار بودن شرایط سنکرونیسم نسبی در هنگام سوئیچینگ می‌باشد.



شکل ۴-۶: ولتاژ القایی ناشی از PMها در فازهای مختلف در ولتاژ و فرکانس نامی

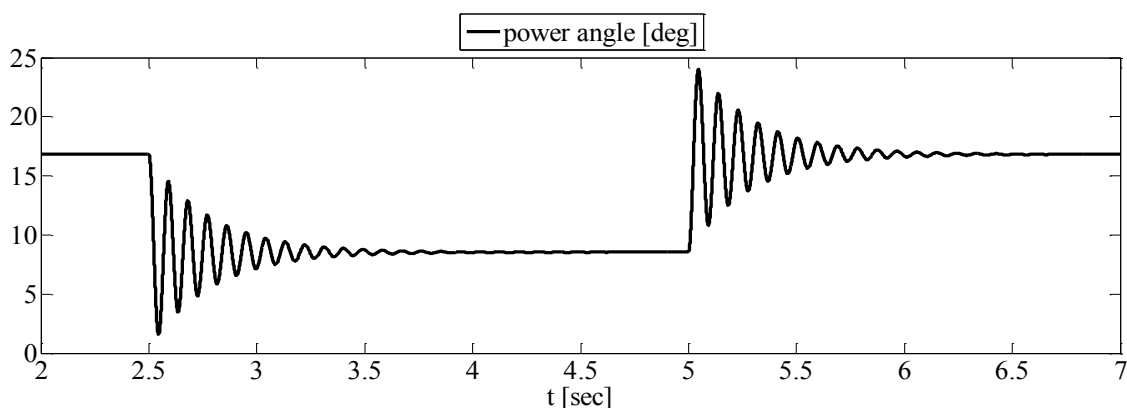


شکل ۴-۷: جریان جاری شده در فاز a موتور دو لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی

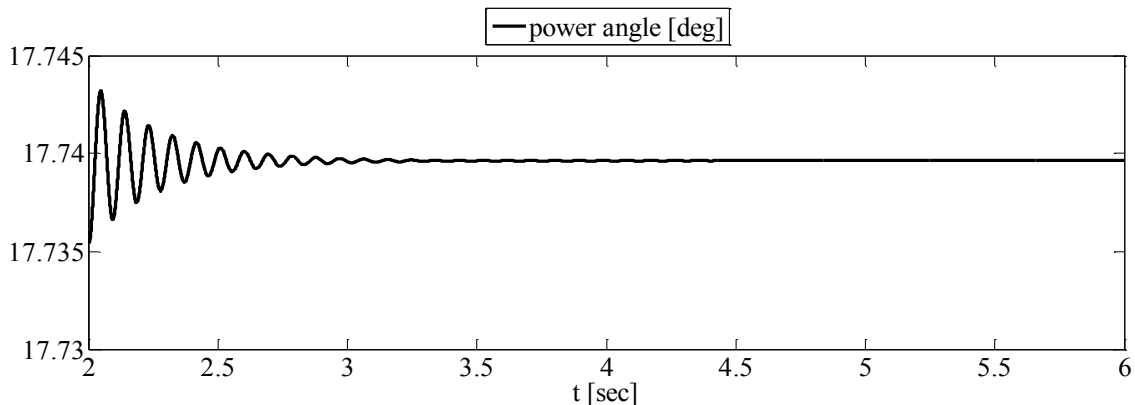


شکل ۴-۸: جریان جاری شده در فاز a موتور یک لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۵۰۰ کیلووات

زاویه قدرت یعنی اختلاف فاز ولتاژ ترمینال و ولتاژ القایی ماشین ۱ مگاواتی در شکل ۴-۹ مشاهده می‌شود. همانطور که از نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی مشاهده می‌شود، هنگامی که بار موتور نصف می‌شود، زاویه قدرت هم افت پیدا می‌کند و پس از نوساناتی به مقدار جدید خود می‌رسد. مقدار جدید زاویه قدرت حالت دائمی را به طور مشابه می‌توان از محاسباتی که در قسمت قبل برای بدست آوردن زاویه قدرت بار کامل انجام گرفت بدست آورد. همچنین هنگامی که بار موتور به مقدار نامی خود افزایش می‌یابد، زاویه قدرت نیز افزایش پیدا می‌کند و پس از چند نوسان به مقدار جدید خود می‌رسد. در شکل ۴-۱۰ زاویه قدرت موتور یک لایه در شرایط اعمال ولتاژ و فرکانس نامی در بار ۵۰۰ کیلووات نمایش داده شده است. مقایسه شکل‌های ۴-۹ و ۴-۱۰ نشان می‌دهد که در بار معادل با نصف بار نامی (نصف یک مگاوات)، زاویه قدرت موتور یک لایه (با توان نامی ۵۰۰ کیلووات) در مقایسه با موتور دو لایه (با توان نامی یک مگاوات) بیشتر است.

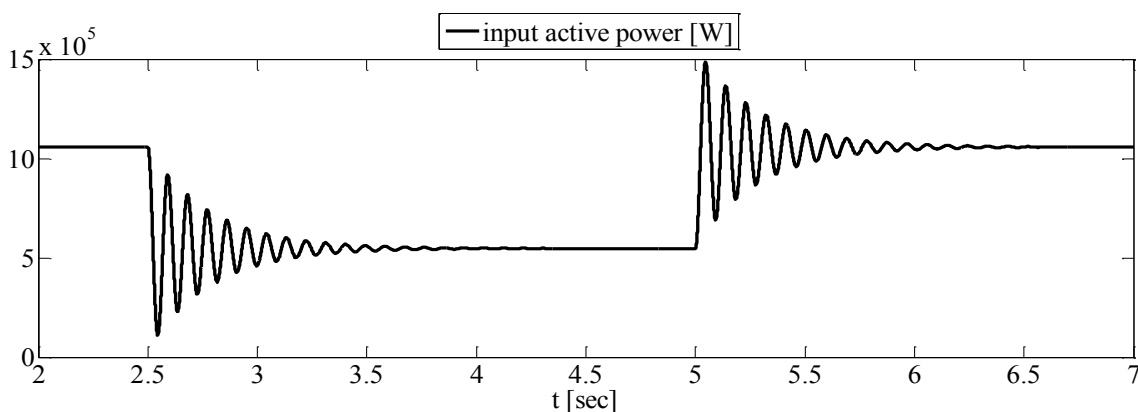


شکل ۴-۹: زاویه قدرت موتور دو لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات

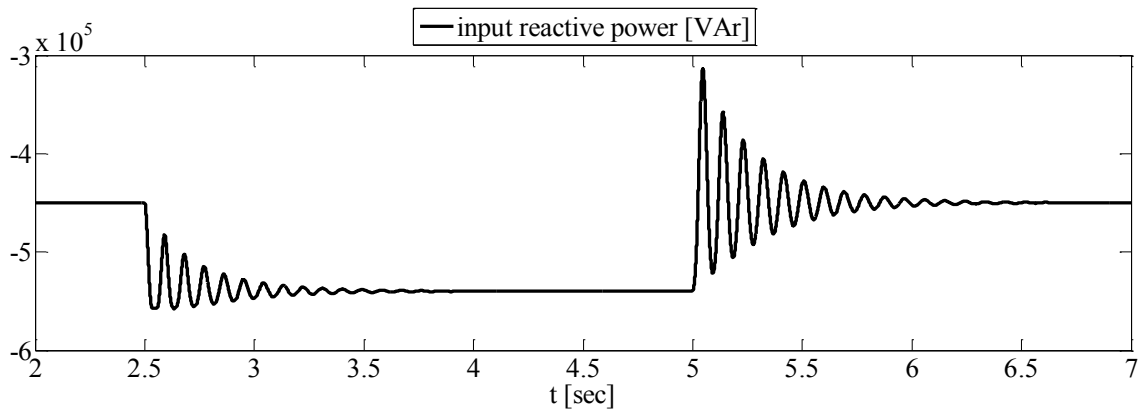


شکل ۴-۱۰: زاویه قدرت موتور یک لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۵۰۰ کیلووات

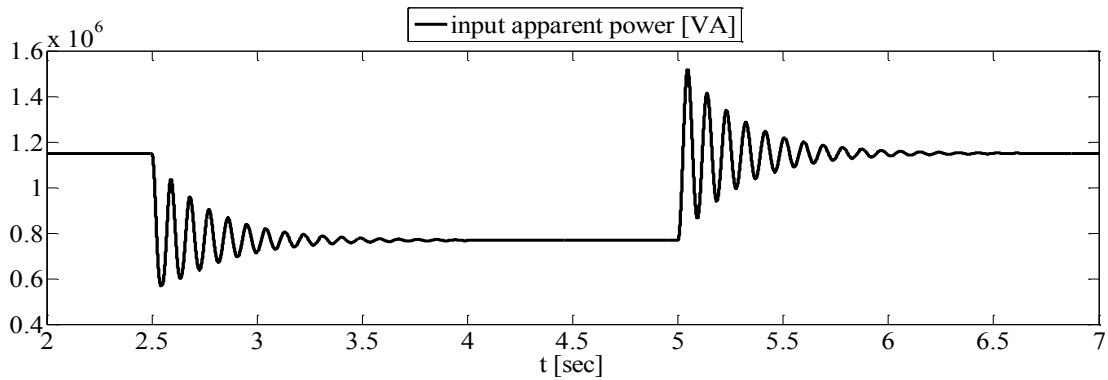
در شکل‌های ۴-۱۱ و ۴-۱۲ به ترتیب توان اکتیو و راکتیو ورودی برای ماشین دو لایه در بار نامی و نصف بار نامی مشاهده می‌شود. توان ظاهری ورودی نیز با توجه به رابطه $S^2 = P^2 + Q^2$ بدست می‌آید (شکل ۴-۱۳). همچنین با توجه به رابطه $\cos \phi = \frac{P}{S}$ ضریب قدرت محاسبه می‌شود (شکل ۴-۱۴). با کاهش زاویه قدرت در اثر کاهش بار، ضریب قدرت $\cos \phi$ پیش‌فاز نیز کاهش؛ یعنی $\sin \phi$ و توان راکتیو تولیدی موتور افزایش و توان اکتیو مصرفی موتور کاهش می‌یابد. بر خلاف حالت بارزدایی، در حالت بارگذاری و با افزایش زاویه قدرت، ضریب قدرت نیز افزایش می‌یابد؛ یعنی $\sin \phi$ کوچک‌تر، در نتیجه توان راکتیو کاهش می‌یابد و توان اکتیو ورودی زیاد می‌شود. در شکل ۴-۱۵ ضریب قدرت ماشین یک لایه در بار ۵۰۰ کیلووات نمایش داده شده است که با مقایسه این شکل با شکل ۴-۱۴ مشاهده می‌شود ضریب قدرت ماشین یک لایه تحت شرایط بار کم نسبت به ماشین دو لایه افزایش قابل ملاحظه‌ای را نشان می‌دهد. این مطلب را نیز باید از مزایای مهم ماشین‌های چند لایه تلقی نمود.



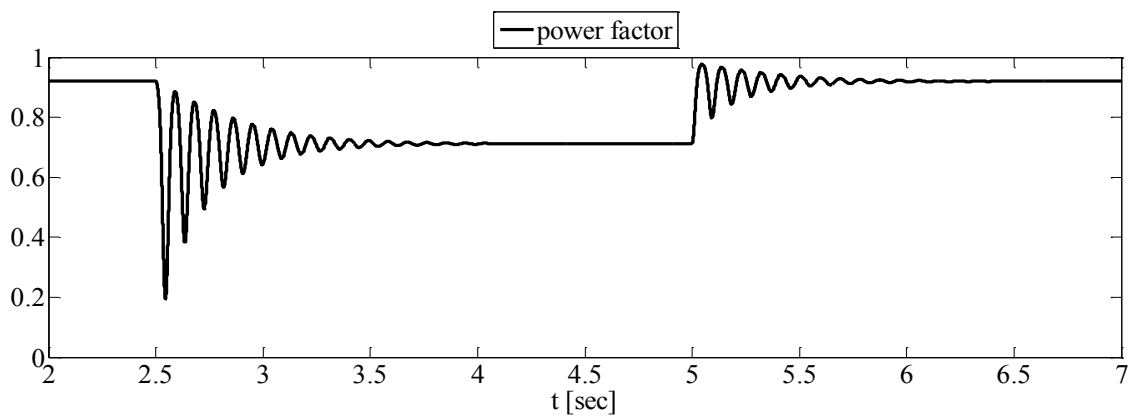
شکل ۴-۱۱: توان اکتیو ورودی لحظه‌ای موتور دو لایه ۷۴/۲۴ ولتی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات



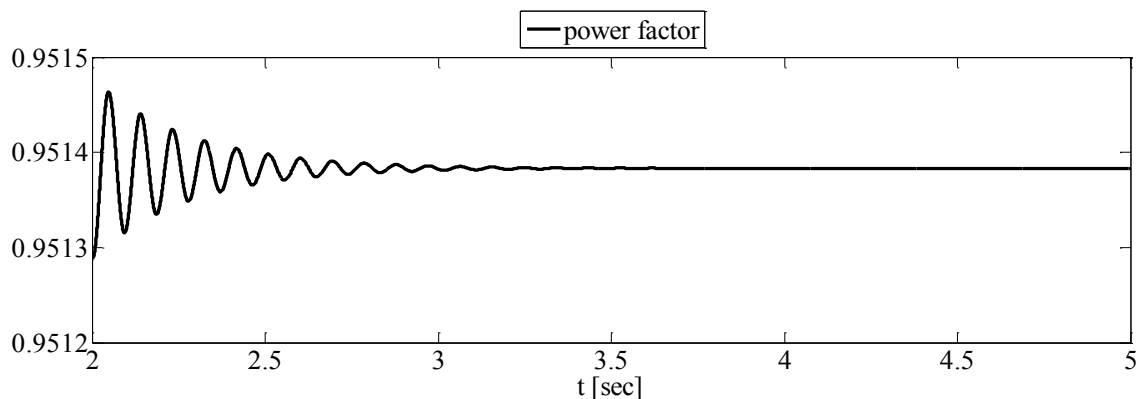
شکل ۴-۱۲: توان راکتیو ورودی لحظه‌ای موتور دو لایه ۷۴/۲۴ ولتی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات



شکل ۴-۱۳: توان ظاهری ورودی لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات

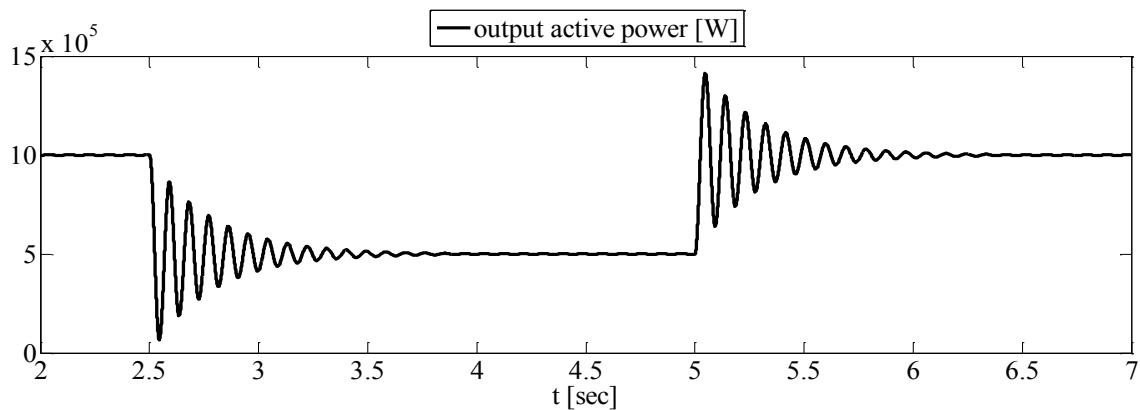


شکل ۴-۱۴: ضریب قدرت (پیش فاز) موتور دو لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۱ مگاوات و ۵۰۰ کیلووات

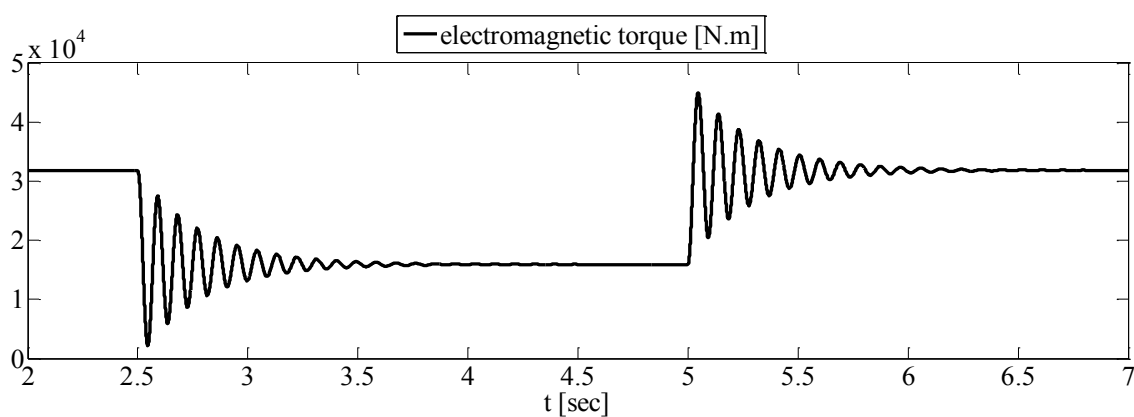


شکل ۴-۱۵: ضریب قدرت (پیش فاز) حالت دائمی موتور یک لایه در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار ۵۰۰ کیلووات

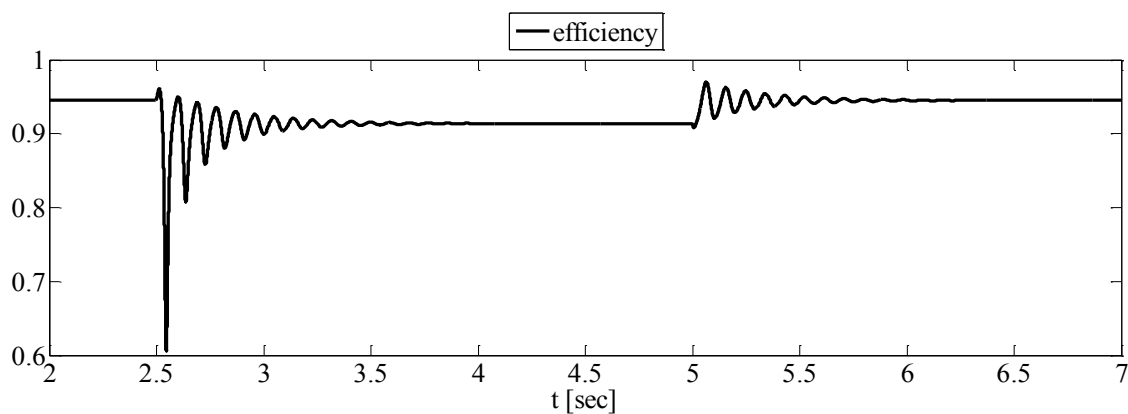
توان لحظه‌ای خروجی ماشینی دو لایه در شکل ۴-۱۶ و گشتاور لحظه‌ای آن در شکل ۴-۱۷، در دو شرایط بار کامل و نصف بار کامل نشان داده شده است. ماشین ابتدا در شرایط دائمی و با بار نامی کار می‌کند سپس با نصف شدن آنی بار، توان و گشتاور ماشین با اندکی نوسانات به نصف مقادیر نامی کاهش می‌یابد. با افزایش مجدد بار، توان و گشتاور خروجی نیز پس از اندکی نوسان به مقادیر نامی خود باز می‌گردند. راندمان موتور در این شرایط عملکرد نیز از رابطه $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$ بدست آمده و در شکل ۴-۱۸ نشان داده شده است. راندمان حالت دائمی موتور هنگامی که یکی از لایه‌ها از مدار خارج شده است و فقط لایه دیگر، بار ۵۰۰ کیلوواتی را می‌چرخاند در شکل ۴-۱۹ برای مقایسه نشان داده شده است. با مقایسه این شکل و شکل ۴-۱۸ مشاهده می‌شود که راندمان موتور یک لایه با بار ۵۰۰ کیلووات کاملاً برابر و به بزرگی راندمان موتور دو لایه با بار ۱ مگاوات و بطور قابل توجه بزرگتر از راندمان موتور دو لایه با بار کم ۵۰۰ کیلووات است. علیرغم تفاوت موجود در راندمان موتور دو لایه در بار نامی و نصف بار نامی نشان داده شده در شکل ۴-۱۸ این اختلاف در مقایسه با تغییرات راندمان بسیاری از ماشین‌های نوع دیگر در بارهای مختلف بسیار کمتر می‌باشد. در ماشین طراحی شده تغییرات راندمان از نصف بار تا بار نامی مقدار قابل توجهی نیست که این یک مزیت بزرگ ماشین طراحی شده را نشان می‌دهد. به هر حال این تغییرات نسبتاً کم راندمان ماشین طراحی شده ماژولار نیز همانطور که در شکل ۴-۱۹ نیز نشان داده شده با قطع و وصل لایه‌های مختلف در شرایط بار متفاوت بطور مناسب قابل کنترل است.



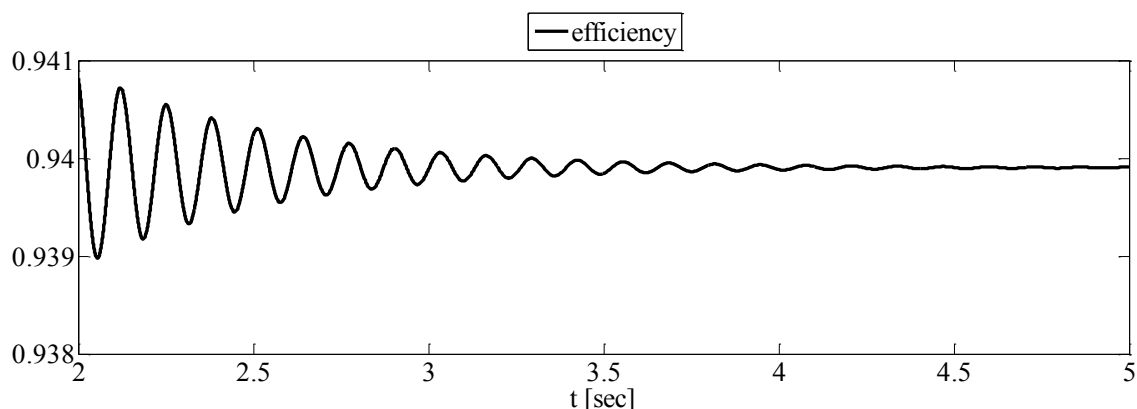
شکل ۴-۱۶: توان خروجی لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی



شکل ۴-۱۷: گشتاور الکترومغناطیسی لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی



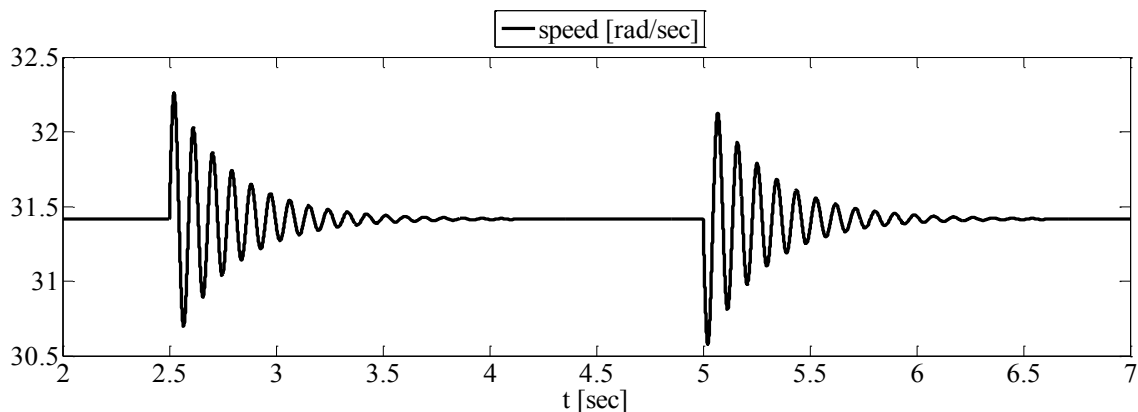
شکل ۴-۱۸: بازده لحظه‌ای موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی و در بار نامی و نصف بار نامی



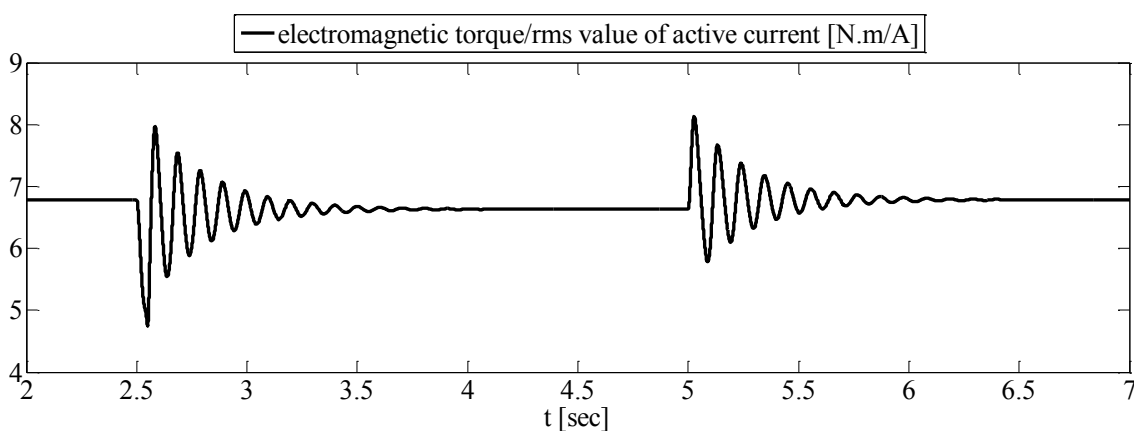
شکل ۴-۱۹ بازده حالت دائمی موتور یک لایه ۲۴/۷۴ ولتی در ولتاژ و فرکانس نامی و بار ۵۰۰ کیلووات

تغییرات سرعت مکانیکی روتور در شکل ۴-۲۰ برای شرایط عملکرد موتور دو لایه در بار نامی و نصف بار نامی نشان داده شده است. وقتی موتور با بار نامی کار می‌کند با برداشتن بار ابتدا روتور اندکی سرعت می‌گیرد و پس از مدت کوتاهی به مقدار سنکرون بر می‌گردد. برعکس حالت بارزدایی، با افزایش بار ابتدا سرعت روتور اندکی کاهش می‌یابد و پس از مدت کوتاهی به مقدار سنکرون بر می‌گردد. همانطور که در فصل دوم بیان شد، موتور PM به عنوان یک ماشین BLDC، در شرایط عملکرد با ولتاژ مشخص، گشتاور متناسب با جریان اکتیو ($I_a \cos \theta$) دارد. همانطور که در شکل ۴-۲۱ نشان داده شده است نسبت گشتاور به جریان اکتیو در هر دو شرایط عملکرد تقریباً ثابت می‌باشد. نکته قابل تامل تغییرات نسبت گشتاور به جریان نشان داده شده در شکل ۴-۲۲ می‌باشد. مقدار این نسبت در حالت دائمی برای بار کمتر از نامی کوچکتر از مقدار آن در بار نامی است و این نشان می‌دهد که در بارهای کمتر، کاهش جریان به اندازه کاهش گشتاور و یا بار اتفاق نمی‌افتد بلکه جریان در بارهای کم نسبتاً بزرگ است. به هر حال این جریان هرگز از جریان نامی یا حد حرارتی هادی‌های بکار رفته در سیم‌پیچی‌های استاتور تجاوز نمی‌کند.

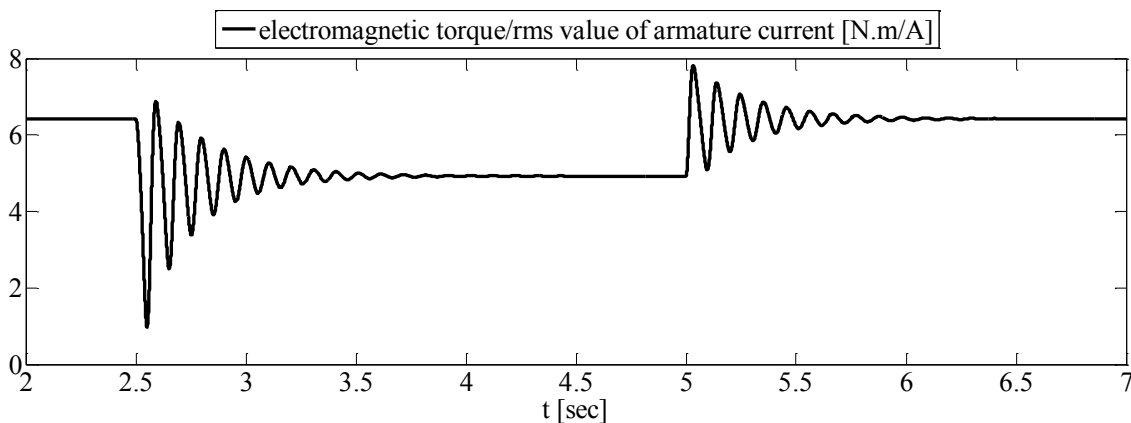
بطور خلاصه همانطور که در شکل‌های بالا، مقایسه بعضی نتایج شبیه‌سازی‌های موتور دو لایه با نتایج موتور یک لایه در هنگام تامین توان بار معادل با نصف بار نامی موتور دو لایه نشان داد تامین انرژی برای بارهای کوچکتر توسط موتور با لایه‌های کمتر باعث بهبود تقریباً همه مشخصه‌های عملکردی بخصوص بازده و ضریب قدرت می‌شود.



شکل ۴-۲۰: سرعت مکانیکی روتور موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی



شکل ۴-۲۱: نسبت گشتاور به جریان اکتیو موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی



شکل ۴-۲۲: نسبت گشتاور به جریان مؤثر موتور دو لایه ۵۵ هرتزی در ولتاژ و فرکانس نامی برای

۴-۱۱- نتیجه گیری از فصل

در این فصل برای اطمینان از عملکرد مطلوب طرح ارائه شده، مدلسازی دینامیکی گذرای ماشین، انجام شد و رفتار حالت گذرای و حالت دائمی موتور سه فاز دو لایه ۵۵ هرتزی در شرایط عملکرد مختلف مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفت. ابتدا با استفاده از مدلسازی به روش اجزاء محدود

پارامترهای مداری ماشین طراحی شده از قبیل شارهای پیوندی و یا ولتاژهای القایی توسط PMها در سیم‌پیچی فازهای آرمیچر، اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچی‌های فازها و مقادیر راکتانس-های سنکرون در فرکانس نامی که برای مدل‌سازی دینامیکی گذرای ماشین‌ها مورد نیاز می‌باشند، محاسبه گردید. سپس برای اطمینان اولیه از صحت طرح‌های ارائه شده، مقادیر پریونیت این پارامترها با هم و با پارامترهای چند نمونه از ماشین‌های ساخته شده توسط مراکز و شرکت‌های معتبر نیز مورد مقایسه قرار گرفتند. در انتها با استفاده از پارامترهای مداری بدست آمده از تحلیل FE، نحوه مدل‌سازی یکی از موتورهای طراحی شده، موتور سه فاز دو لایه ۵۵ هرتزی در فضای SIMULINK نرم افزار MATLAB بیان شد و نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها تحت شرایط عملکردی مختلف، مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفت.

نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌های موتور، تحت شرایط ولتاژ و فرکانس نامی در حالت‌های مختلف بارزدایی و بارگذاری، ارائه و مورد ارزیابی و مقایسه قرار گرفتند. از مقایسه شکل‌ها مشاهده شد که در هنگام تامین توان در بارهای معادل با نصف یا کمتر از نصف بار نامی مشخصه‌های عملکردی موتور یک لایه از جمله ضریب قدرت و بازده دارای مقادیر بهتری نسبت به موتور دو لایه هستند. همچنین با توجه به نتایج ارائه شده در بخش شبیه‌سازی‌ها مشاهده شد که فرکانس نوسانات دینامیکی در شرایط نامی حدود ۰/۲ برابر فرکانس تغذیه می‌باشد. از نتایج حاصل از شبیه‌سازی مشاهده شد که دامنه نوسانات در حالت بارزدایی نسبت به حالت نامی بسیار بیشتر است. لازم به ذکر است که شبیه‌سازی‌ها در شرایط بدون کنترلر و بدون درایو انجام گرفته است یعنی در حالتی که ماشین مستقیماً به صورت موازی با شبکه می‌باشد. نتایج بدست آمده بطوریکه بعضی از آنها نمایش داده شد، همگی نشان می‌دهند که طرح‌های ماشین با مشخصات مذکور، دارای رفتار دائمی و دینامیکی گذرای مطلوب و قابل قبول می‌باشند. لذا اکنون می‌توان به طراحی درایو و کنترلر موتور طراحی شده اقدام نمود.

فصل پنجم

انتخاب فرکانس تغذیه و بازنگری در الگوریتم طراحی ماشین

TORUS-NS نوع AFPM

پس از معرفی ابزارهای پیشنهاد شده برای انجام مراحل مطالعات در بازه وسیعی از فرکانس تغذیه بر روی ماشین AFPM با ساختار معرفی شده در فصل‌های دوم تا پنجم، در این فصل نتایج نهایی حاصل از این مطالعات به صورت بخش به بخش و کاملاً مفصل ارائه می‌شود. مقوله انتخاب فرکانس تغذیه مناسب در شروع فرآیند طراحی ماشین، می‌تواند از جنبه‌های متعددی قابل تامل باشد. همانطور که در فصل‌های قبل بیان شد، این پارامتر اکیداً مستقل بر روی شاخصه‌های متعددی از عملکرد کمی و کیفی ماشین با توجه به کاربرد مورد نظر اثرگذار است. با عنایت به کاربرد و ساختار معرفی شده در این رساله، از مهمترین شاخصه‌های مورد توجه برای انتخاب این پارامتر، می‌توان به راندمان، ریپل گشتاور، چگالی توان، محدوده زاویه قدرت، هزینه تمام شده و ... اشاره نمود. به هر حال تیم طراح می‌تواند، با توجه به محدودیت‌ها و مسائل پیشرو در کاربردی که ماشین برای بهره‌برداری در آن زمینه طراحی می‌شود، شاخصه‌های مورد نظر خود را انتخاب نماید. در سیستم‌های حمل و نقل چهار پارامتر راندمان به لحاظ افزایش مدت مانور، ریپل گشتاور به لحاظ مسائل مربوط به نویز، لرزش و تلفات، چگالی توان به لحاظ حجم، وزن و قیمت تمام شده و محدوده زاویه قدرت به لحاظ توانایی در طراحی سیستم‌های کنترل متنوع و رعایت محدوده پایداری، نسبت به سایر شاخصه‌ها از اهمیت بیشتری برخوردارند. در این رساله نیز انتخاب فرکانس سیستم تغذیه براساس رفتار این چهار شاخصه صورت می‌گیرد.

پس از معرفی ساختار در نظر گرفته شده برای مطالعات در زمینه انتخاب فرکانس تغذیه، به منظور دستیابی به پارامترهای ابعادی ماشین، معادلات ابعادی و الگوریتم طراحی به صورت بخش به بخش و کاملاً مفصل در فصل دوم رساله ارائه شد. از مهمترین اشکالات این الگوریتم، نبود توصیه و رابطه‌ای تحلیلی برای انتخاب پارامتر فرکانس در شروع طراحی می‌باشد. در واقع وجود این ضعف در الگوریتم طراحی سبب سردرگمی و تردید تیم طراح برای انتخاب فرکانس یا تعداد جفت قطب‌های ماشین می‌شود؛ که به شدت بر روی رفتار شاخصه‌های معرفی شده اثرگذار است. علاوه بر این برای راندمان نیز که یکی از ورودی‌های موثر الگوریتم طراحی در استخراج پارامترهای ابعادی ماشین می‌باشد، رابطه‌ای تحلیلی مشخصی ارائه نشده است. در همین زمینه، در بخش دوم این فصل، بازنگری در راستای تکمیل و پوشش نقاط ضعف و کمبودهای الگوریتم طراحی ماشین با ساختار مطرح شده صورت گرفته است. در واقع ماحصل کار صورت گرفته در این رساله را می‌توان ارائه رابطه‌ای دانست که طراح به کمک آن می‌تواند فرکانس مناسب تغذیه را در شروع طراحی برای ساختار و محدودیت‌های شرح داده شده، انتخاب نماید.

۵-۲- انتخاب فرکانس تغذیه برای ساختار معرفی شده

انواع ساختارها و توپولوژی‌های ماشین‌های AFPM به همراه ویژگی‌ها و نقاط ضعف و قوت هر یک به صورت مختصر در فصل اول رساله ارائه شد. در همان فصل با توجه به محدودیت‌ها و شاخصه‌های دارای اهمیت در کاربرد مطرح شده، ساختار نوع TORUS-NS برای مطالعات در بازه وسیعی از فرکانس تغذیه انتخاب گردید. در گام بعد، الگوریتم طراحی ماشین با ساختار مورد نظر بصورت گام به گام براساس روابط فیزیکی حاکم ارائه شد. یکی از مسائلی که پیچیدگی‌های طراحی در هر فرکانس را افزایش می‌دهد انتخاب پارامترهای اختیاری الگوریتم طراحی می‌باشد. در این رساله، همانطور که در فصل دوم نیز بیان شد، انتخاب این پارامترها براساس توصیه‌ها ارائه شده در مراجع و محدودیت‌های پیشرو در کاربرد مطرح شده، انتخاب گردیده است. علاوه بر این محاسبه پارامترهایی نظیر ضریب نشت و شکستگی شار و همچنین چگالی شار متوسط فاصله هوایی جز با بهره‌گیری از یک مدل‌سازی دقیق و روش تکرار امکان‌پذیر نمی‌باشد. بدین منظور در این رساله برای محاسبه این سه پارامتر قبل از مدل‌سازی و تحلیل به روش اجزاء محدود، از مدل‌سازی تحلیلی با اتکا به پارامترهای ابعادی استخراج شده از الگوریتم طراحی استفاده شده است. نحوه مدل‌سازی تحلیلی با اتکا به پارامترهای ابعادی استخراج شده در هر مرحله در فصل دوم ارائه شد. در واقع فرآیند تکرار در هر فرکانس و در مرحله اجرای الگوریتم طراحی و مدل‌سازی تحلیلی تا جایی ادامه دارد که تفاضل مقدار چگالی شار متوسط فاصله هوایی استخراج شده از این دو روش از یک مقدار تعریف شده کمتر گردد. پس از اطمینان همخوانی نتایج مدل‌سازی تحلیلی و روش اجزاء محدود، به منظور اعتبارسنجی و صحت طراحی و دستیابی به نتایجی همچون اندوکتانس‌های خودی و متقابل، شارهای پیوندی مربوط به هر فاز ناشی از قطب‌های سیستم تحریک، محاسبه تلفات آهن و فوکوی سیم‌پیچی نوبت به مدل‌سازی به روش اجزاء محدود می‌رسد. در این راستا ابتدا لازم است مدل سه بعدی ماشین طراحی شده در هر فرکانس توسط نرم‌افزار Solidworks ترسیم و سپس به نرم‌افزار JMAG Designer منتقل شود. فرآیند تحلیل و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود به صورت مفصل در فصل سوم رساله ارائه شده است. در این مرحله در صورتی که نتایج شبیه‌سازی اجزاء محدود و مدل‌سازی تحلیلی مغایرتی با هم داشته باشند طراح مکلف است که طراحی را مجدداً اصلاح نماید. اما نتایج حاصل از مدل‌سازی‌ها در این رساله نشان می‌دهد که دقت در مدل‌سازی‌های تحلیلی صورت گرفته دارای خطای فوق‌العاده کوچک و قابل صرف نظری می‌باشد، به نحوی که نتایج حاصل از این مطالعات با نتایج استخراج شده با تحلیل به روش اجزاء محدود با تقریب قابل قبولی همخوانی دارد. پس از انجام شبیه‌سازی اجزاء محدود و استخراج روابط و پارامترهای مداری مورد نیاز از این تحلیل، در هر فرکانس مدل‌سازی دینامیکی گذرای در

فضای نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK صورت می‌گیرد. در آخرین مرحله نیز برای موتور طراحی شده سیستم تغذیه و کنترل طراحی و در نظر گرفته می‌شود. به هر حال روند انجام مطالعات فرکانسی به طور خلاصه در شکل ۵-۱ ارائه شده است. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، مطالعات در زمینه فرکانس تغذیه ماشین با ساختار مورد نظر در بازه نسبتاً وسیع ۵ تا ۱۰۰۰ هرتز صورت گرفته است. در این مطالعه سرعت موتور ثابت و برابر مقدار ۳۰۰ دور در دقیقه در هر فرکانس طراحی منظور شده است. در نتیجه تعداد جفت قطب‌های موتورهای طراحی شده نیز متناسب با افزایش فرکانس، افزایش می‌یابند. در واقع مطالعات صورت گرفته در بازه ۵ تا ۱۰۰۰ هرتز با گام ۵ هرتز و به ازای تعداد جفت قطب‌های ۱ تا ۲۰۰ جفت قطب با گام ۱ جفت قطب صورت گرفته است.

۵-۲-۱- نتایج استخراج شده از معادلات ابعادی و مدلسازی تحلیلی

در این بخش نتایج استخراج شده از معادلات ابعادی و مدلسازی تحلیلی معرفی شده در فصل دوم در بازه فرکانس طراحی ۵ تا ۱۰۰۰ هرتز، ارائه می‌شود. شکل ۵-۲-الف قطر خروجی ماشین‌های طراحی شده را براساس معادلات (۲-۱۶) و (۲-۲۰) نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل مشخص است که با افزایش فرکانس طراحی، قطر خروجی ماشین افزایش می‌یابد که این موضوع برای افزایش بازده پروانه متصل به سیستم پیشران مطلوب می‌باشد [۳]. با توجه به روابط اشاره شده، مهمترین علت در افزایش قطر خروجی ماشین‌های طراحی شده را می‌توان کاهش چگالی شار متوسط فاصله هوایی به علت افزایش نشت شار بین قطب‌های مجاور سیستم تحریک به ازای افزایش تعداد جفت قطب‌ها دانست. شکل ۵-۲-ب نیز طول محوری ماشین‌های طراحی شده را براساس رابطه (۲-۲۱) نمایش می‌دهد. با دقت در این شکل نیز می‌توان دریافت با افزایش فرکانس، به علت کاهش تدریجی طول محوری هسته‌های استاتور و روتور، طول محوری ماشین‌های طراحی شده کاهش می‌یابد. البته این نرخ نزولی تقریباً تا فرکانس ۴۰۰ هرتز ادامه دارد. با توجه به محدودیت‌های فضایی پیشرو، با انتخاب فرکانس‌های نسبتاً بالا می‌توان از تعداد لایه‌های بیشتری از موتورهای طراحی شده به صورت کسکید به منظور برآورد توان‌های بالا استفاده نمود. شکل‌های ۵-۲-ج و ۵-۲-د نیز به ترتیب طول محوری آهنرباهای دائم و طول محوری فاصله هوایی حقیقی (معادل مجموع طول محوری لقی مکانیکی، آهنربا دائم و سیم‌پیچی آرمیچر) را نمایش می‌دهند. با توجه به این دو شکل می‌توان دریافت با افزایش فرکانس طراحی، طول حقیقی فاصله هوایی به علت افزایش طول محوری آهنرباهای دائم افزایش می‌یابد. علت افزایش طول محوری آهنرباهای دائم مطابق رابطه (۲-۳۳) را می‌توان در کاهش ضرایب شکستگی و نشت شار مغناطیسی با افزایش تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک دانست. در واقع با افزایش تعداد جفت قطب‌ها به علت کاهش رلوکتانس مغناطیسی قطب‌های مجاور سیستم

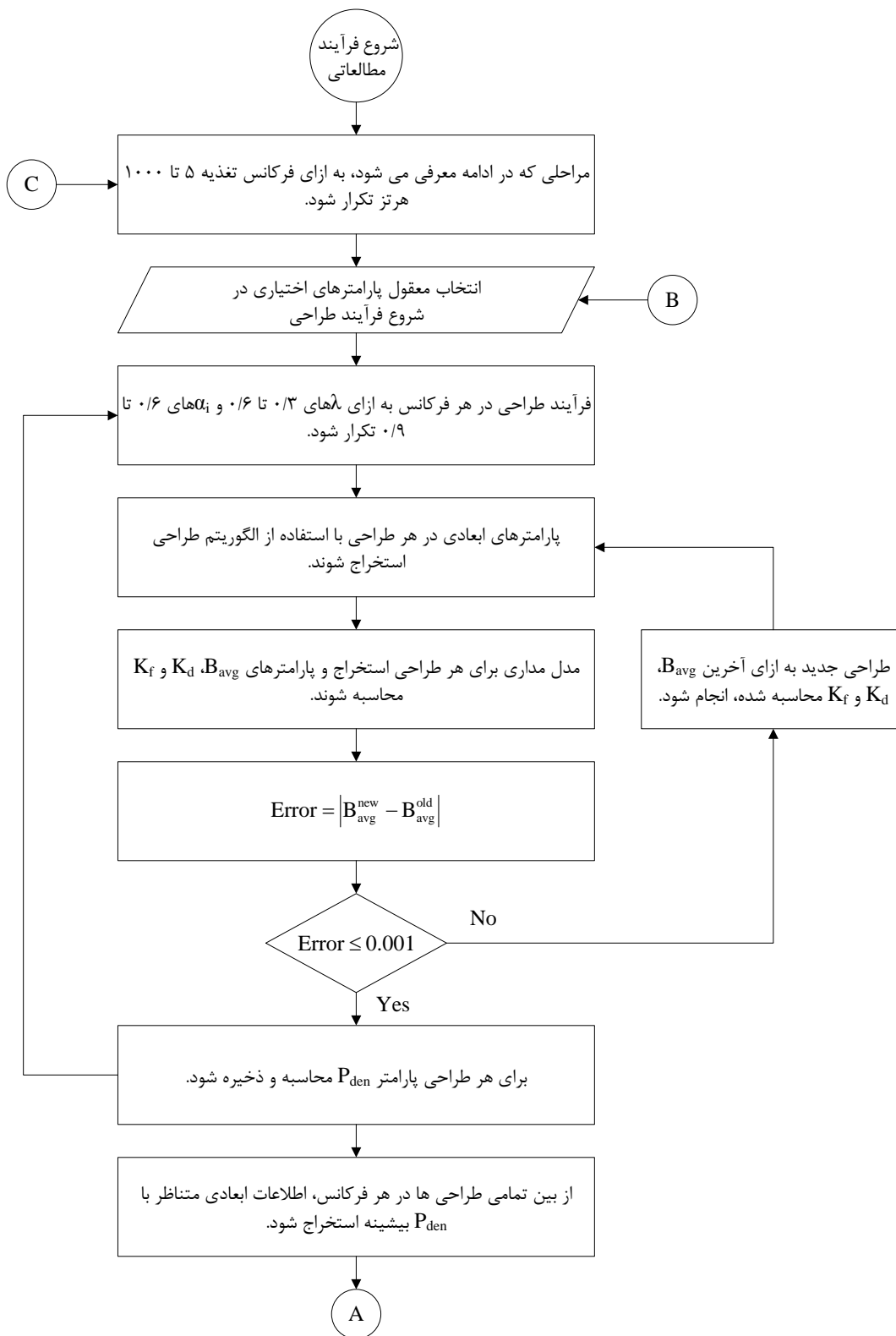
تحریک (δ_{12})، متوسط چگالی شار فاصله هوایی کاهش می‌یابد؛ که به منظور جبران بخشی از چگالی شار کاهش یافته، طول محوری آهنرباهای دائم افزایش می‌یابد.

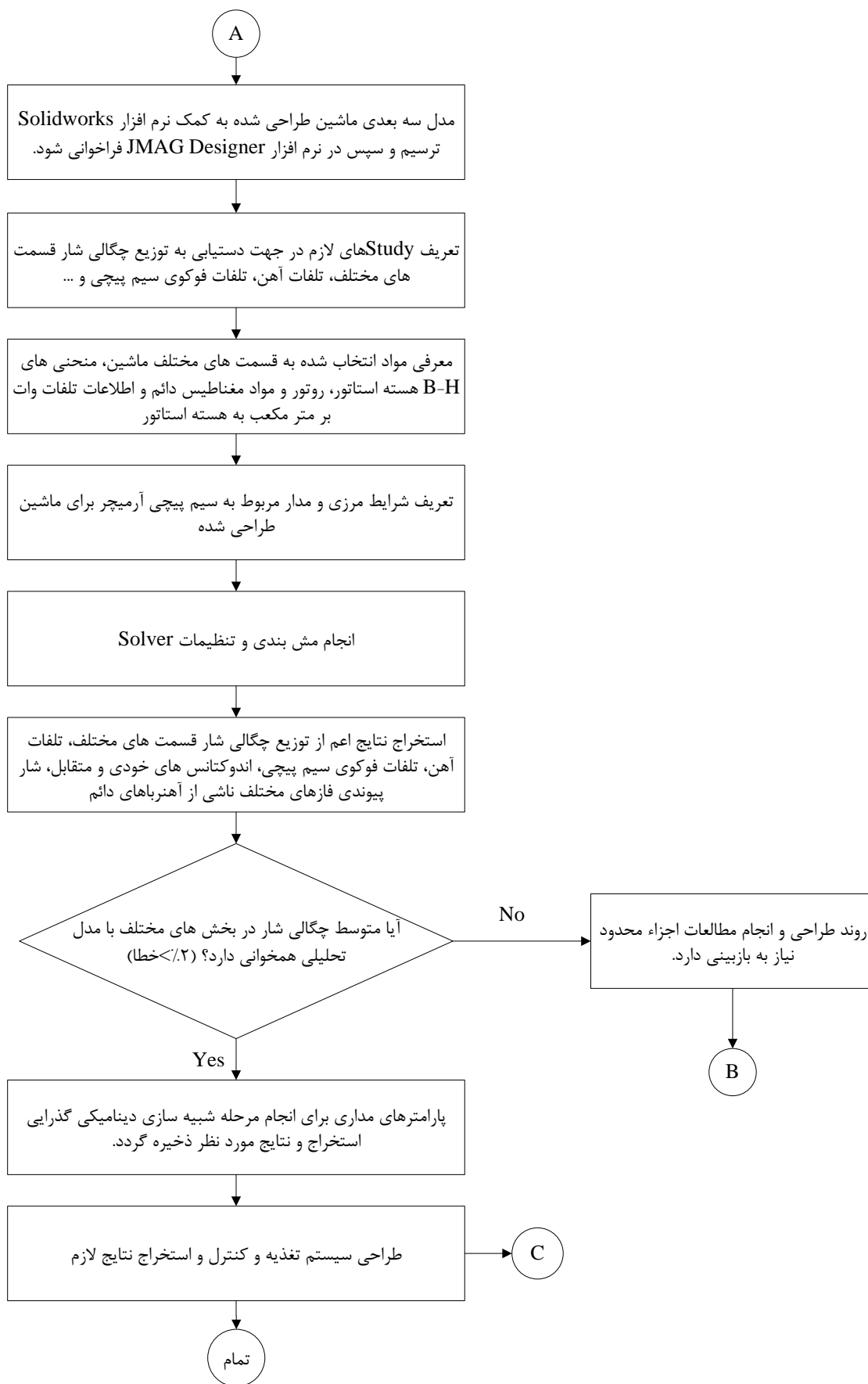
یکی از مهمترین شاخصه‌های معرفی شده برای انتخاب فرکانس تغذیه، راندمان کلی سیستم اعم از موتور و اینورتر قدرت می‌باشد. همانطور که قبلاً بیان شده، برای محاسبه راندمان در این رساله از ابزارهای مختلفی به منظور افزایش دقت در اندازه‌گیری تلفات استفاده شده است. در این راستا برای محاسبه تلفات مکانیکی ماشین‌های طراحی شده از روابط تحلیلی ارائه شده در مراجع استفاده شده است. در شکل ۵-۲-ه، تلفات یاتاقان ماشین‌های طراحی شده نمایش داده شده است. این نوع از تلفات با توجه به رابطه (۲-۶۶) تابعی از سرعت و وزن بخش گردان ماشین‌های طراحی شده می‌باشد. در واقع می‌توان پیش‌بینی نمود، رابطه تنگاتنگی بین این نوع از تلفات مکانیکی و چگالی توان ماشین وجود دارد. این بدان معنی است که با افزایش چگالی توان ماشین‌های طراحی شده میزان این نوع تلفات کاهش می‌یابد. شکل ۵-۲-و نیز تلفات بادخوری ماشین‌های طراحی شده را در فرکانس‌های مختلف طراحی براساس رابطه (۲-۶۷) نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، مشخص است با افزایش فرکانس طراحی، تلفات بادخوری ماشین‌های طراحی شده افزایش می‌یابد. مهمترین علت این موضوع را می‌توان افزایش قطر خروجی ماشین‌های طراحی شده به ازای افزایش فرکانس طراحی دانست.

در ادامه در شکل ۵-۲-ز مقاومت بر فاز سیم‌پیچی آرمیچر ماشین‌های طراحی شده با در نظر گرفتن اثر پوستی (روابط (۴-۳) و (۴-۷)) نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت، کمینه مقاومت بر فاز سیم‌پیچی آرمیچر در فرکانس ۱۱۵ هرتز حاصل می‌شود.

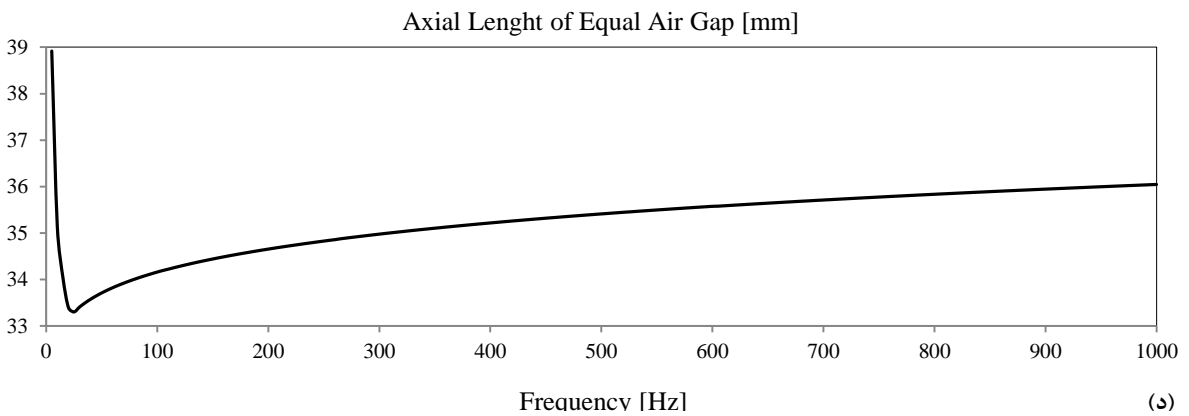
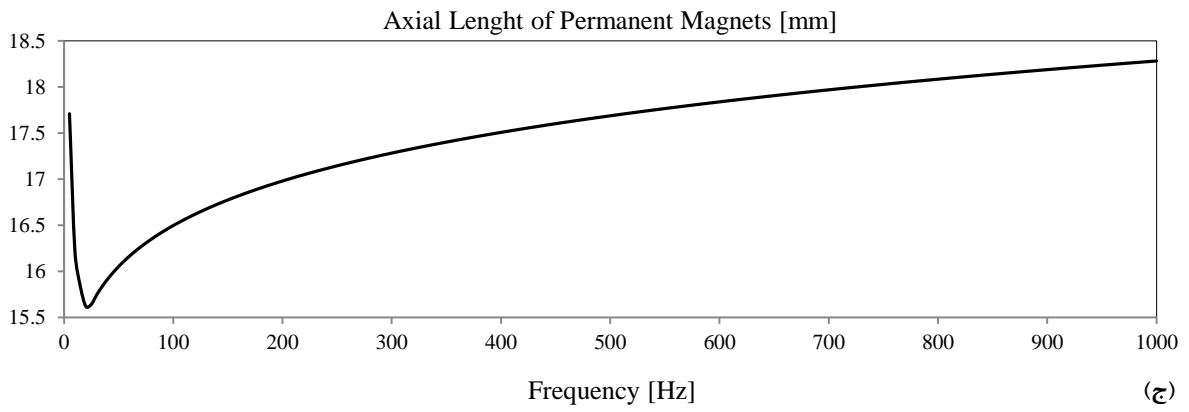
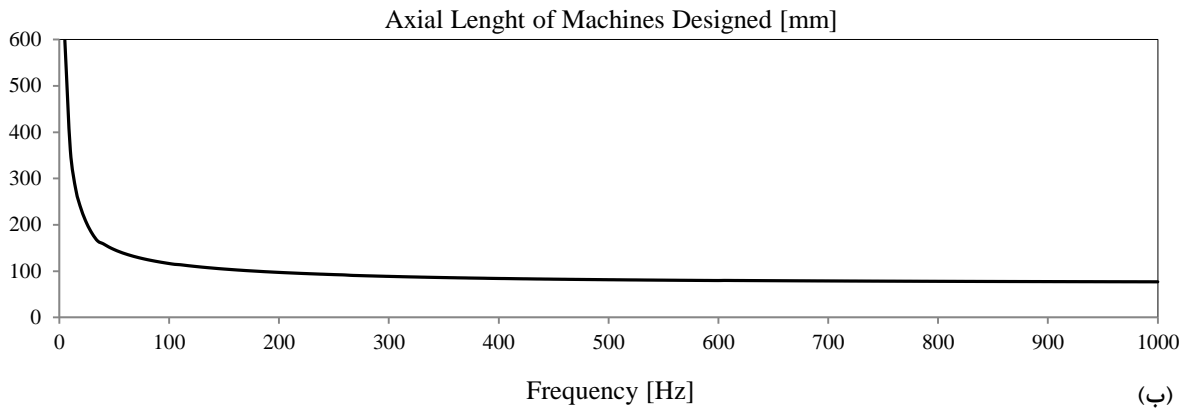
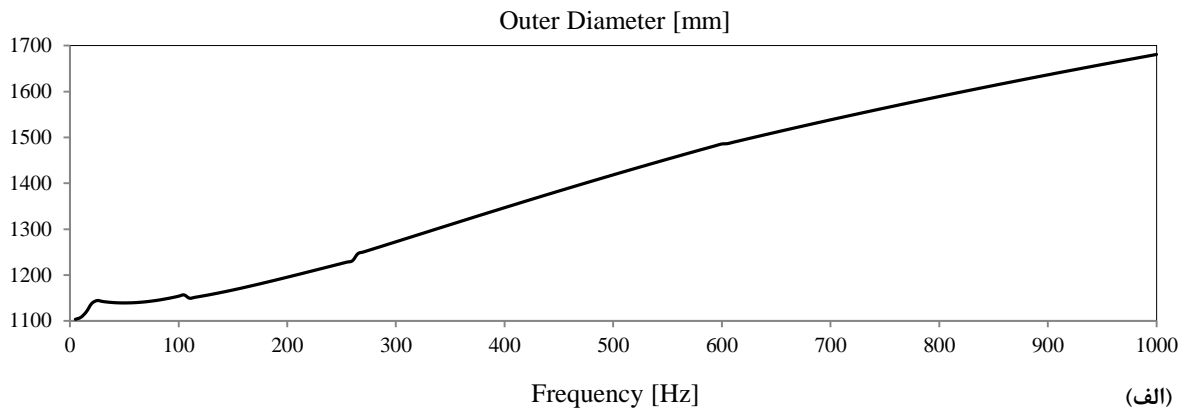
همانطور که در فصل دوم نیز بیان شد، در این رساله برای محاسبه ضریب شکستگی شار که تاثیر بسزایی در ابعاد نهایی ماشین‌های طراحی شده دارد، رابطه (۲-۵۵) براساس مدلسازی تحلیلی صورت گرفته، پیشنهاد شده است. شکل ۵-۲-ح ضریب شکستگی شار مغناطیسی ماشین‌های طراحی شده را در فرکانس‌های طراحی مختلف براساس رابطه اشاره شده نشان می‌دهد. با توجه به این شکل مشخص است، با افزایش تعداد جفت قطب‌های ماشین‌های طراحی شده، ضریب شکستگی شار کاهش می‌یابد.

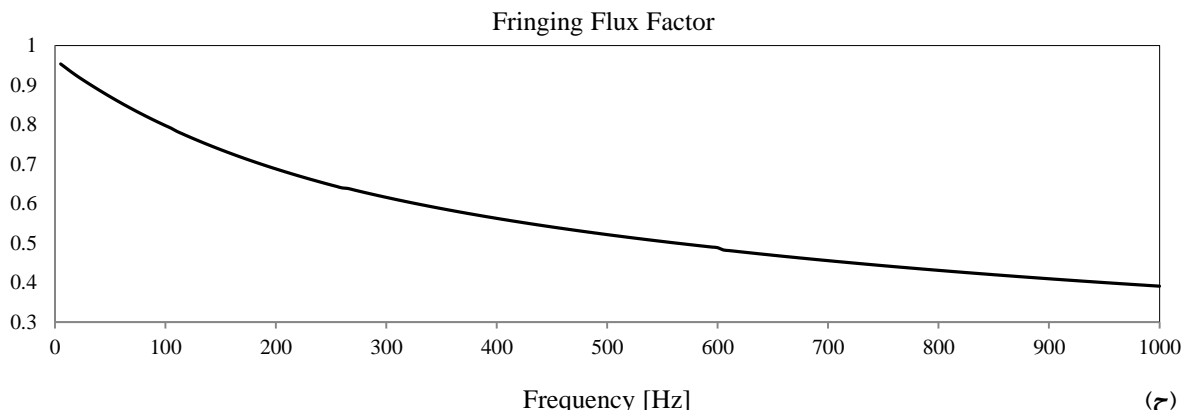
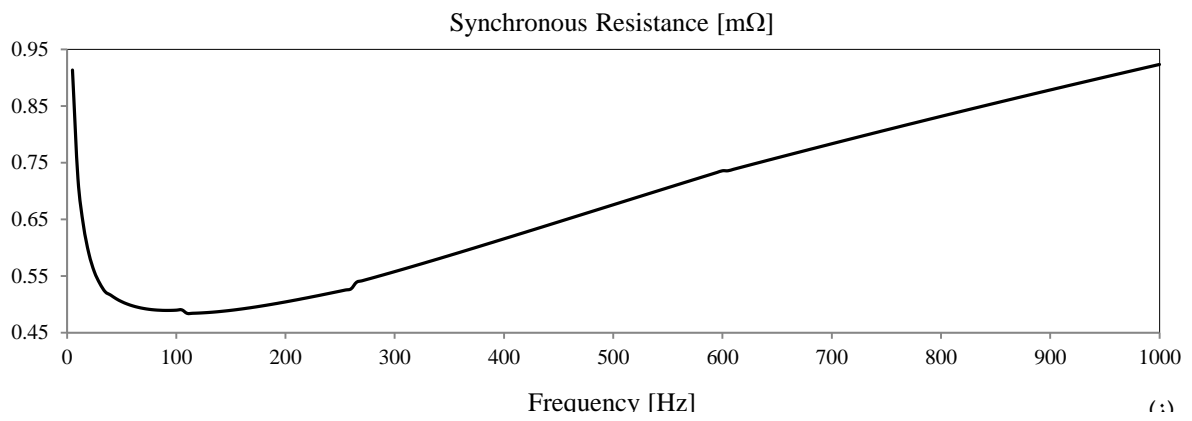
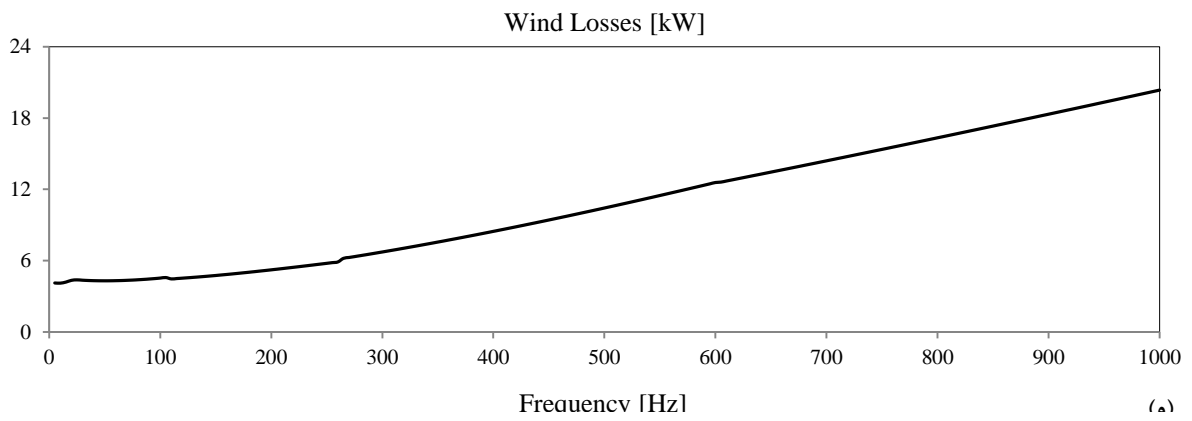
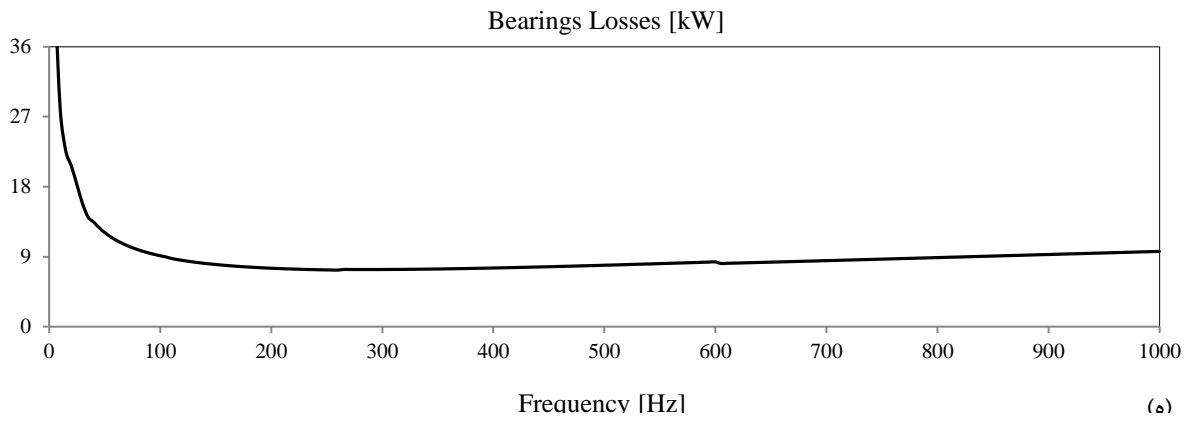
اما مهمترین نتیجه در این بخش که در انتخاب نهایی فرکانس تغذیه مناسب بسیار موثر است، چگالی توان (نسبت توان خروجی به حجم اکتیو) ماشین‌های طراحی شده می‌باشد. اطلاعات مربوط به این پارامتر براساس رابطه (۲-۳۶) استخراج شده و در شکل ۵-۲-ط نمایش داده شده است. با توجه به این شکل مشاهده می‌شود، برای ماشین با ساختار و محدودیت‌های معرفی شده، در فرکانس ۲۶۰ هرتز بیشینه این پارامتر حاصل می‌گردد.

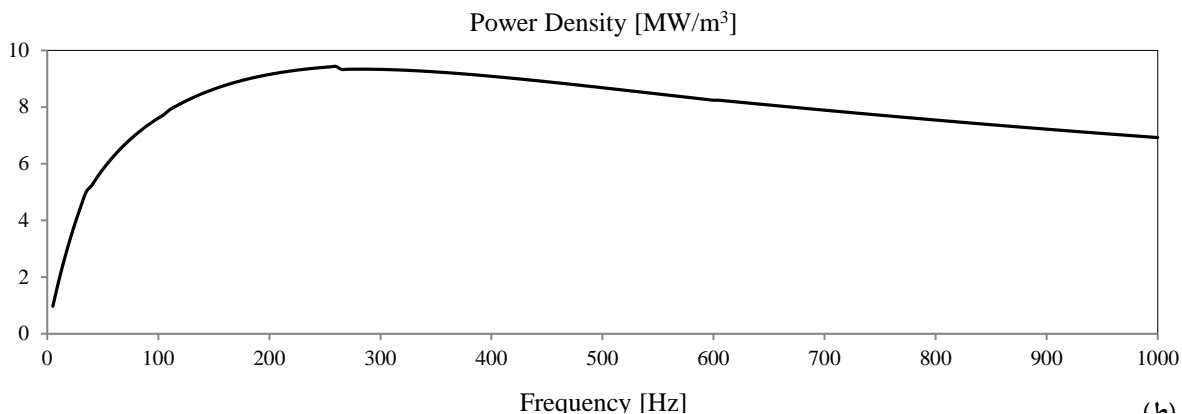




شکل ۵-۱: فلوچارت روند مطالعات در زمینه فرکانس تغذیه در بخش اول



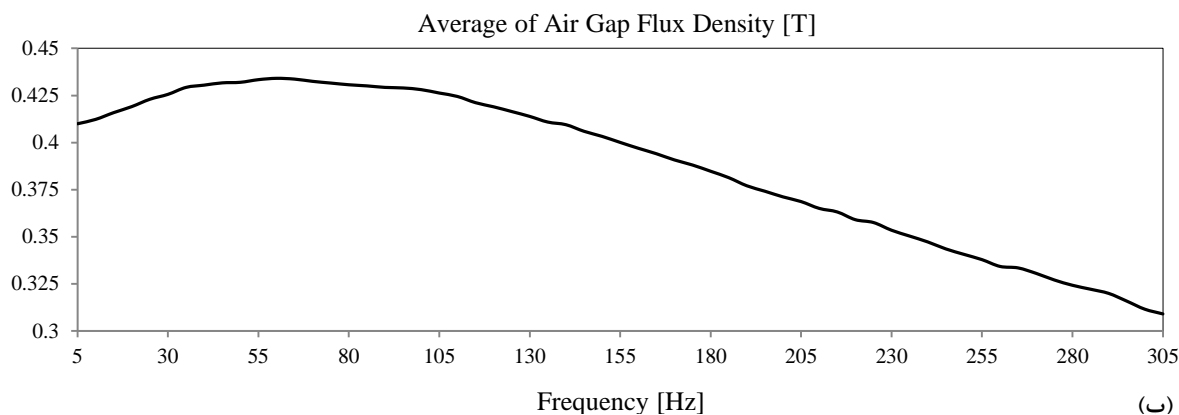
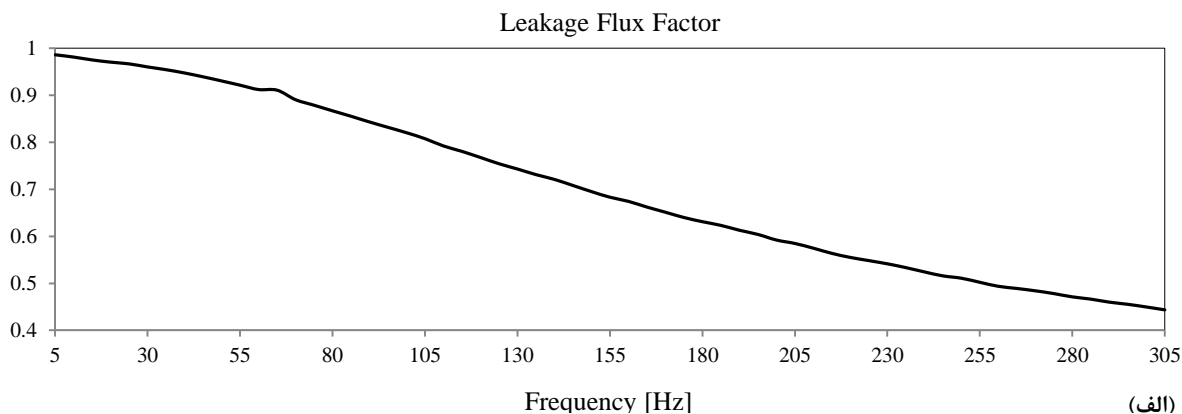




شکل ۵-۲: داده‌های خروجی معادلات ابعادی و مدل‌سازی‌های تحلیلی ماشین‌های طراحی شده در فرکانس‌های مختلف. الف- قطر خروجی، ب- طول محوری کل، ج- طول محوری آهنرباهای دائم، د- طول محوری فاصله هوایی حقیقی، ه- تلفات یاتاقان‌ها، و- تلفات بادخوری، ز- مقاومت بر فاز، ح- ضریب شکستگی شار مغناطیسی، ط- چگالی توان (نسبت توان به حجم اکتیو).

۵-۲-۲- نتایج استخراج شده از مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود

پس از بررسی نتایج طراحی‌های ابعادی و مدل‌سازی تحلیلی، در این بخش نتایج حاصل از مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود ارائه می‌شود. روند مدل‌سازی و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود به صورت مفصل در فصل سوم رساله بیان شده است. یکی از مهمترین اهداف مدل‌سازی و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود بررسی و اطمینان از صحت طراحی ابعادی و مدل‌سازی تحلیلی صورت گرفته است. در این راستا این اطمینان از تعریف حداکثر میزان خطای متوسط چگالی شار قسمت‌های مختلف استخراج شده از مدل‌سازی تحلیلی و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود حاصل می‌شود. شکل ۵-۳- الف ضریب نشت شار مغناطیسی را در فرکانس‌های مختلف طراحی نمایش می‌دهد. با مقایسه-های صورت گرفته از مدل‌سازی تحلیلی (رابطه (۲-۵۴)) و روش اجزاء محدود، حداکثر خطای این پارامتر حاصل از این دو ابزار کمتر از ۱/۵٪ می‌باشد که این موضوع دقت در مدل‌سازی تحلیلی و روابط پیشنهاد شده برای محاسبه ضرایب نشت و شکستگی شار را نشان می‌دهد. متوسط چگالی شار فاصله هوایی اغلب به طول محوری و ابعاد آهنربا دائم، طول محوری فاصله هوایی، مشخصات مغناطیسی و جنس مواد بکار رفته در ساختمان ماشین، نشتی شار بین قطب‌های سیستم تحریک و نشتی شار بین قطب‌های سیستم تحریک و آهن انتهایی روتور بستگی دارد. شکل ۵-۳- ب متوسط چگالی شار فاصله هوایی را در فرکانس‌های مختلف طراحی نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت، با افزایش تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک، به علت افزایش نشت شار بین آهنرباهای دائم مجاور، متوسط چگالی شار فاصله هوایی کاهش می‌یابد.



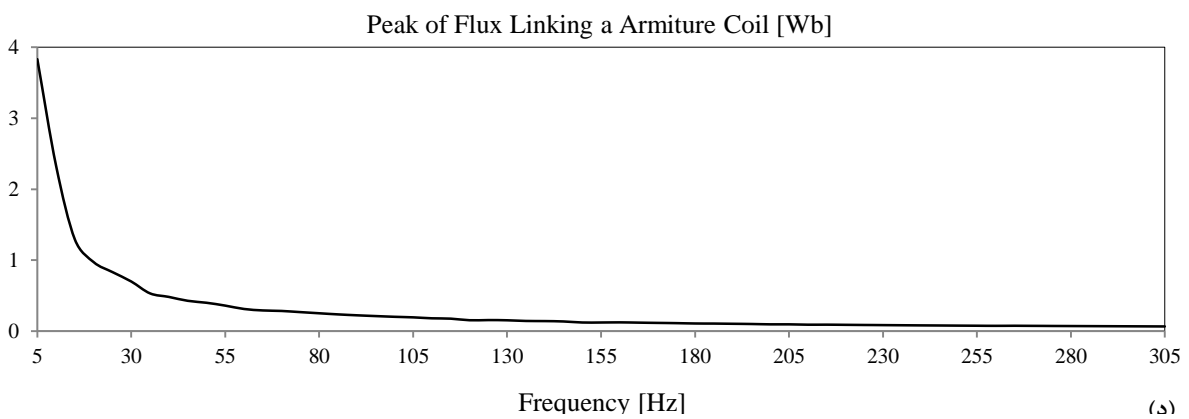
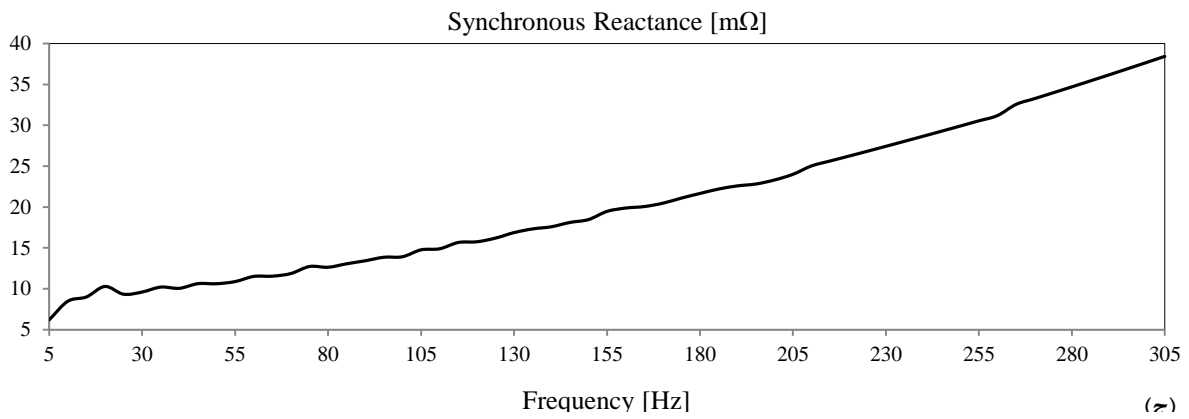
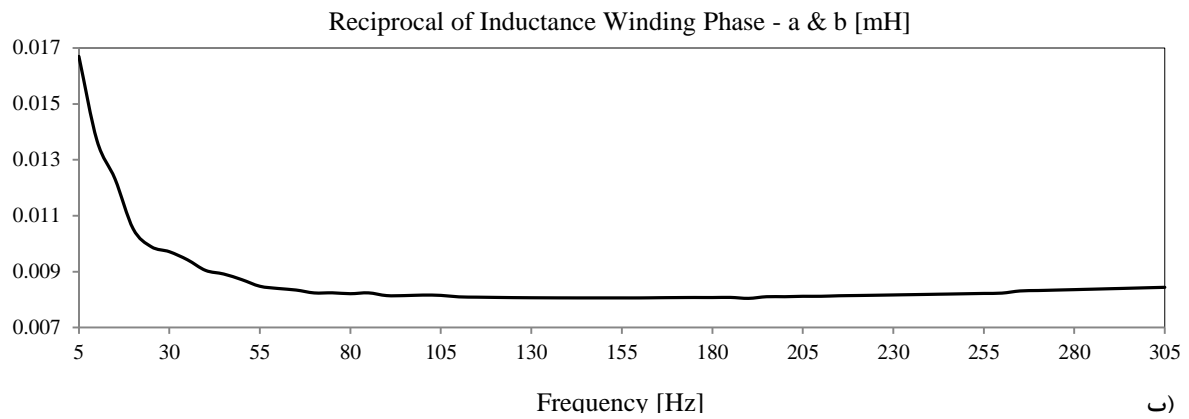
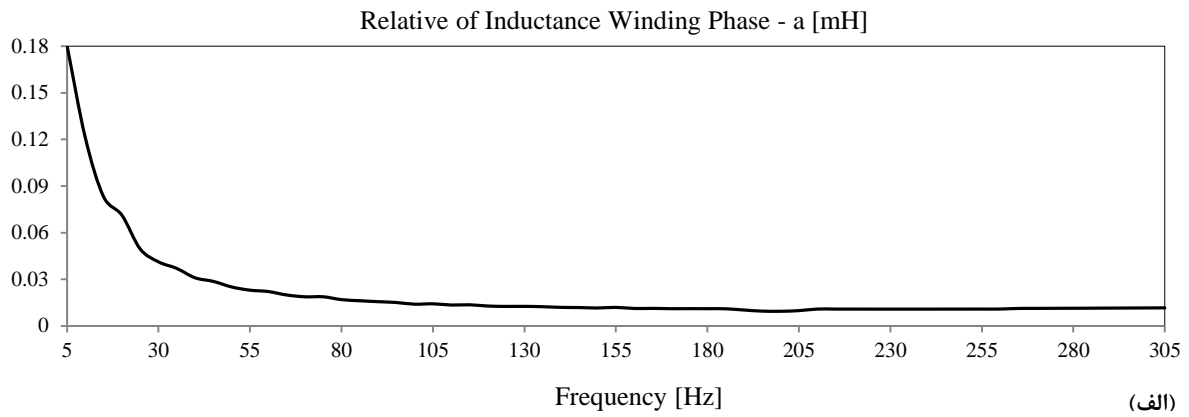
شکل ۵-۳: اطلاعات و داده‌های استخراج شده از مدلسازی‌ها و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود. الف- ضریب نشت شار مغناطیسی، ب- متوسط چگالی شار فاصله هوایی.

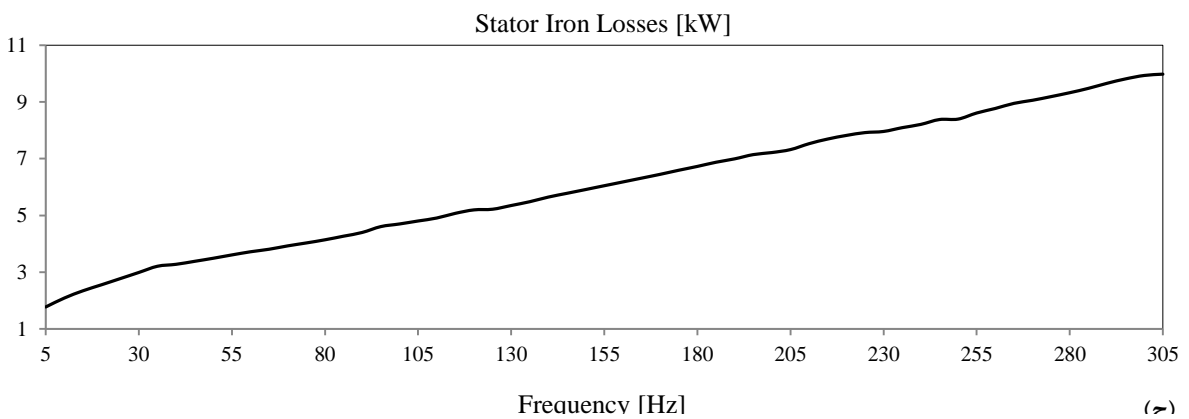
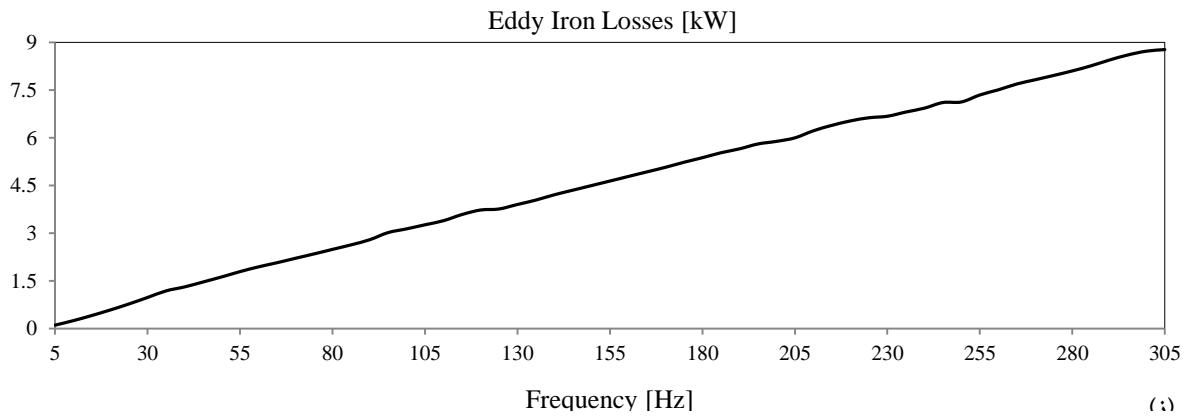
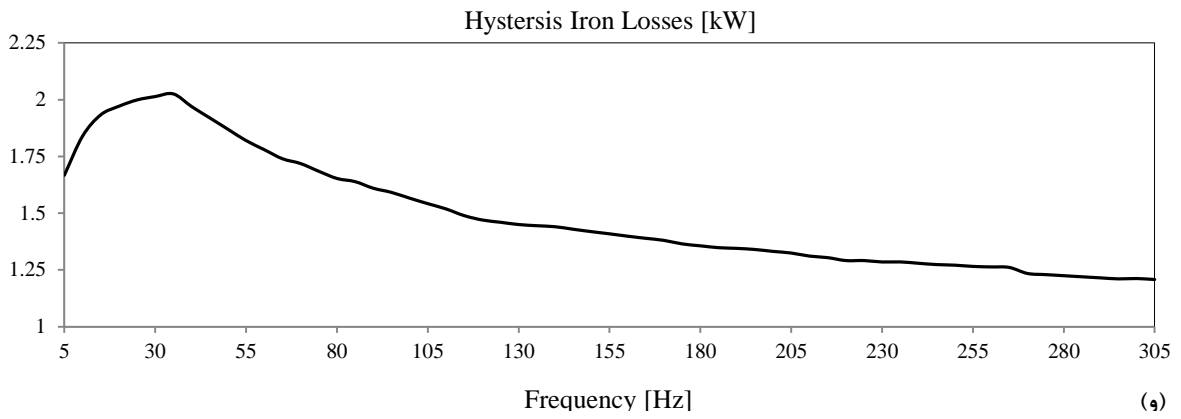
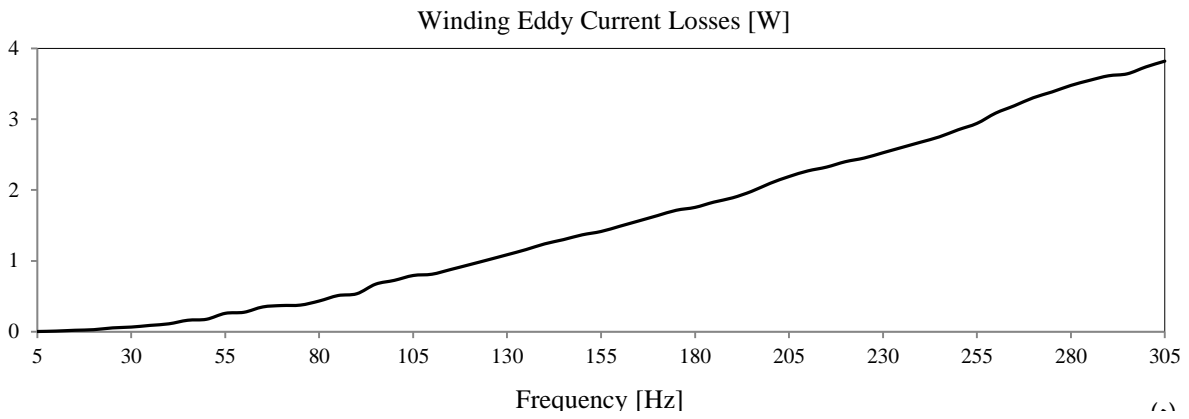
در فصل چهارم رساله، نحوه محاسبه شارهای پیوندی ناشی از قطب‌های سیستم تحریک و همچنین اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچی فازهای آرمیچر معرفی شد. همانطور که قبلاً نیز بیان گشت، اندوکتانس‌های خودی هر سیم‌پیچ عبارت است از نسبت شار پیوندی سیم‌پیچ به جریانی که از همان سیم‌پیچ عبور می‌کند، در حالی که جریان سیم‌پیچ‌های دیگر صفر و اثر قطب‌های سیستم تحریک در نظر گرفته نشده باشد. در واقع طبق این تعریف می‌توان بیان نمود که اندوکتانس‌های خودی سیم‌پیچی آرمیچر به ابعاد ماشین طراحی شده، تعداد دورهای سیم‌پیچی هر فاز، تعداد رشته هادی‌های هر مسیر و طول محوری فاصله هوایی حقیقی بستگی دارد. با توجه به توضیحات ارائه شده، شکل ۵-۴ الف اندوکتانس خودی سیم‌پیچی فاز a را در فرکانس‌های مختلف طراحی نمایش می‌دهد. همچنین شکل ۵-۴ ب نیز اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ فازهای a و b را نمایش می‌دهد. در خصوص اندوکتانس‌های متقابل نیز می‌توان اذعان نمود، اندوکتانس متقابل دو سیم‌پیچ عبارت است از نسبت شار پیوندی یکی از سیم‌پیچ‌ها به جریانی که از سیم‌پیچ دوم عبور می‌کند، در شرایطی که جریان سیم‌پیچ‌های دیگر از جمله همان سیم‌پیچی که شار پیوندی برای آن تعیین می‌شود، صفر

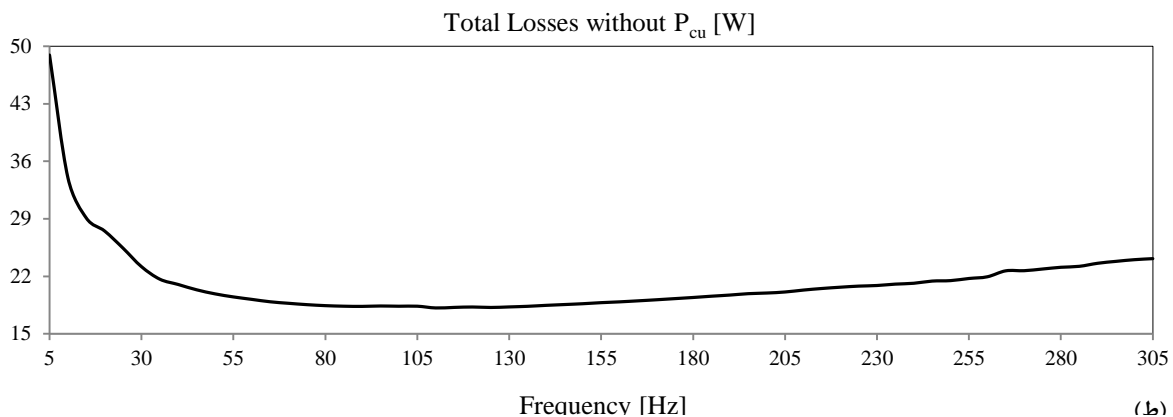
باشد. در نتیجه اندوکتانس متقابل بین دو سیم‌پیچ علاوه بر مواردی که برای اندوکتانس خودی بیان شده است، به موقعیت محل قرارگیری دو سیم‌پیچ نیز بستگی دارد. در ادامه، شکل ۵-۴-ج مقادیر راکتانس بر فاز سیم‌پیچ‌های آرمیچر را در فرکانس‌های مختلف نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت، با افزایش فرکانس طراحی مقدار راکتانس بر فاز سیم‌پیچ‌های آرمیچر افزایش می‌یابد که مهمترین اثر آن کاهش THD جریان سیم‌پیچی آرمیچر در هنگام تغذیه از اینورتر قدرت، کاهش رپل گشتاور اعمالی به محور و محدود نمودن بازه فرکانس طراحی به ازای مقادیر ثابت ولتاژهای ضد محرکه در هر طراحی می‌باشد. در این رابطه در بخش‌های بعد توضیحات بیشتری ارائه می‌گردد.

شکل ۵-۴-د مقادیر بیشینه شارهای پیوندی مربوط به هر فاز ناشی از قطب‌های سیستم تحریک را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت، با افزایش تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک مطابق رابطه (۲-۶)، مقدار بیشینه این پارامتر کاهش می‌یابد. البته پارامترهای دیگری همچون ابعاد و طول محوری آهنربا دائم، طول محوری فاصله هوایی، تعداد دور سیم‌پیچی هر فاز، قطر خارجی و نسبت قطر داخلی به قطر خارجی در استخراج مقادیر این پارامتر موثرند.

در ادامه نتایج حاصل از مدلسازی و شبیه‌سازی‌های به روش اجزاء محدود، شکل ۵-۴-ه تلفات فوکوی مربوط به سیم‌پیچی آرمیچر را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل، با افزایش فرکانس تغذیه، مقدار این نوع از تلفات افزایش می‌یابد؛ اما مقادیر این نوع از تلفات به علت کوچک بودن و با عنایت به سطح توان خروجی ماشین‌های طراحی شده، در محاسبه راندمان نهایی اثر قابل توجهی نخواهند داشت. همانطور که در فصل دوم نیز بیان شد، در این پایان‌نامه برای محاسبه تلفات آهن هسته استاتور، از شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود استفاده شده است. در این راستا، شکل ۵-۴-و تلفات هیستریزیس مربوط به هسته استاتور را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل علت کاهش تدریجی این نوع از تلفات را می‌توان در کاهش متوسط چگالی شار هسته استاتور به ازای افزایش فرکانس طراحی قلمداد کرد. در واقع با توجه به این شکل می‌توان نتیجه گرفت، میزان اثرگذاری متوسط چگالی شار هسته استاتور نسبت به فرکانس تغذیه در روند تغییرات این نوع از تلفات بیشتر به چشم می‌خورد. همچنین شکل ۵-۴-ز و ۵-۴-ح نیز به ترتیب تلفات فوکوی هسته استاتور و تلفات آهن مربوط به هسته استاتور را نمایش می‌دهد. با توجه به این دو شکل، همانطور که انتظار می‌رفت، میزان تلفات آهن ماشین با ساختار معرفی شده به ازای افزایش فرکانس تغذیه افزایش می‌یابد. در انتهای این بخش نیز در شکل ۵-۴-ط مجموع تلفات محاسبه شده به استثنای تلفات اهمی سیم‌پیچی آرمیچر نمایش داده شده است. با توجه به این شکل، کمترین میزان تلفات در فرکانس ۱۱۰ هرتز حاصل می‌گردد.





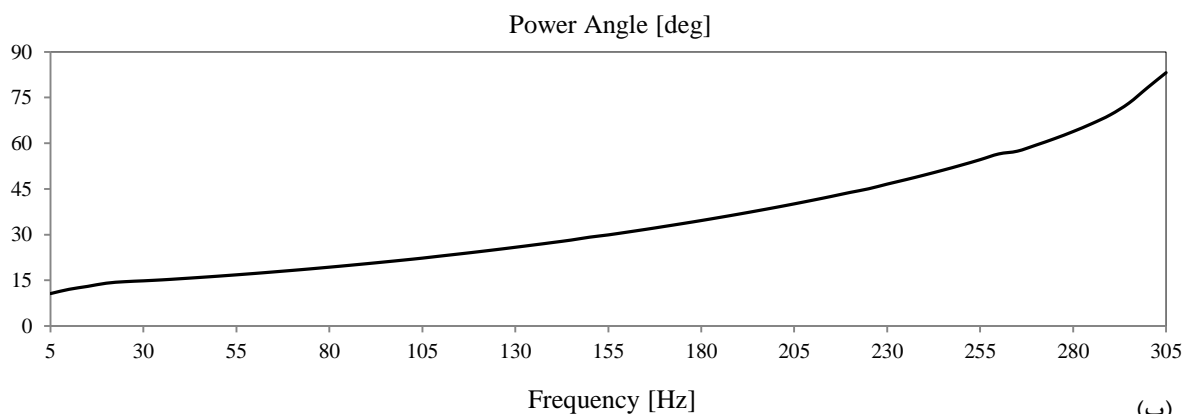
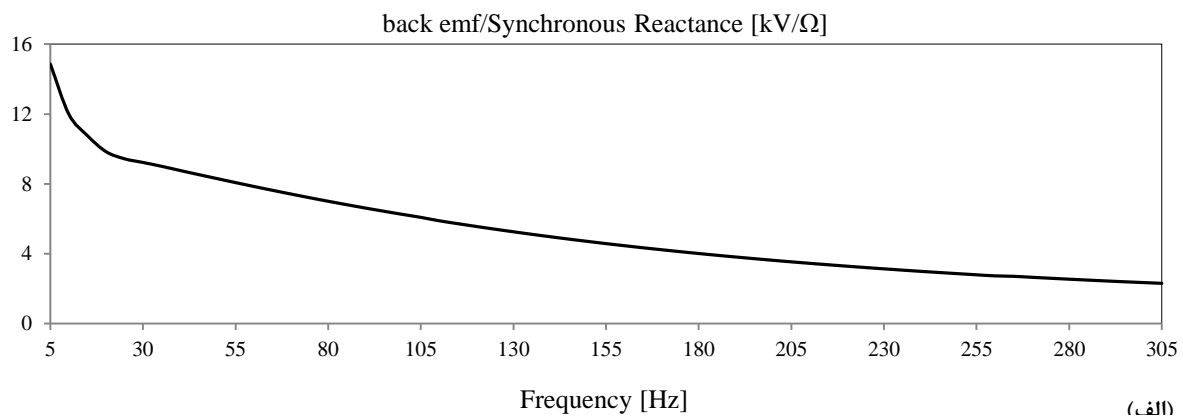


شکل ۴-۵: اطلاعات و داده‌های استخراج شده از مدل‌سازی‌ها و شبیه‌سازی‌ها به روش اجزاء محدود. الف- اندوکتانس خودی سیم‌پیچی فاز a، ب- اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچی فازهای a و b، ج- راکتانس بر فاز سیم‌پیچی آرمیچر، د- بیشینه شار پیوندی سیم‌پیچی هر فاز ناشی از قطب‌های سیستم تحریک، ه- تلفات فوکوی سیم‌پیچی آرمیچر، و- تلفات هیستریزس هسته استاتور، ز- تلفات فوکوی هسته استاتور، ح- تلفات آهن هسته استاتور، ط- تلفات ماشین‌های طراحی شده بدون در نظر گرفتن تلفات اهمی سیم‌پیچی آرمیچر.

۵-۲-۳- نتایج استخراج شده از مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای

در این قسمت از رساله به ارائه و بیان نتایج مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای که نحوه اقدامات و فرآیند آن مفصلاً در فصل چهارم رساله ارائه شده است، پرداخته می‌شود. همانطور که در فصل‌های قبل نیز بیان شد، در هنگام تدوین الگوریتم طراحی و ارائه طراحی اولیه، برآورد مقدار دقیق امپدانس سنکرون بر فاز ماشین و اعمال آن در الگوریتم طراحی کار آسانی نیست. در واقع می‌توان گفت اثر عکس‌العمل آرمیچر و بررسی تاثیر آن بسیار حائز اهمیت است. چه بسا در برخی موارد، ماشین طراحی شده به علت مقدار واقعی بزرگتر عکس‌العمل آرمیچر و راکتانس سنکرون، حتی توانایی تامین توان و بازده مطلوب پیش‌بینی شده را ندارند. از سوی دیگر، در بخش قبل مشاهده شد که با افزایش فرکانس تغذیه، مقدار امپدانس سنکرون بر فاز ماشین با ساختار معرفی شده افزایش می‌یابد. این در حالی است که، طراحی‌های صورت گرفته در این رساله براساس مقادیر ثابت ولتاژ ضد محرکه در هر فرکانس طراحی می‌باشد. در این صورت با افزایش فرکانس تغذیه، نسبت ولتاژ ضد محرکه به راکتانس سنکرون مطابق شکل ۵-۵-الف کاهش می‌یابد. در نتیجه برای تامین بار اعمالی به ماشین، ولتاژهای ضد محرکه و ترمینال نسبت به هم اختلاف فاز بیشتری گرفته و زاویه قدرت مطابق شکل ۵-۵-ب افزایش می‌یابد. این موضوع سبب محدود شدن بازه فرکانس طراحی به ازای یک مقدار ولتاژ ضد محرکه مشخص خواهد شد؛ به نحوی که روند فرآیند مطالعاتی تا جایی ادامه دارد که زاویه قدرت ماشین با ساختار معرفی شده در یک فرکانس مشخص (۳۰۵ هرتز) به حداکثر مقدار پایدار خود می‌رسد. بر این اساس تمامی نتایج ارائه شده در بخش قبل و این بخش در بازه فرکانسی ۵

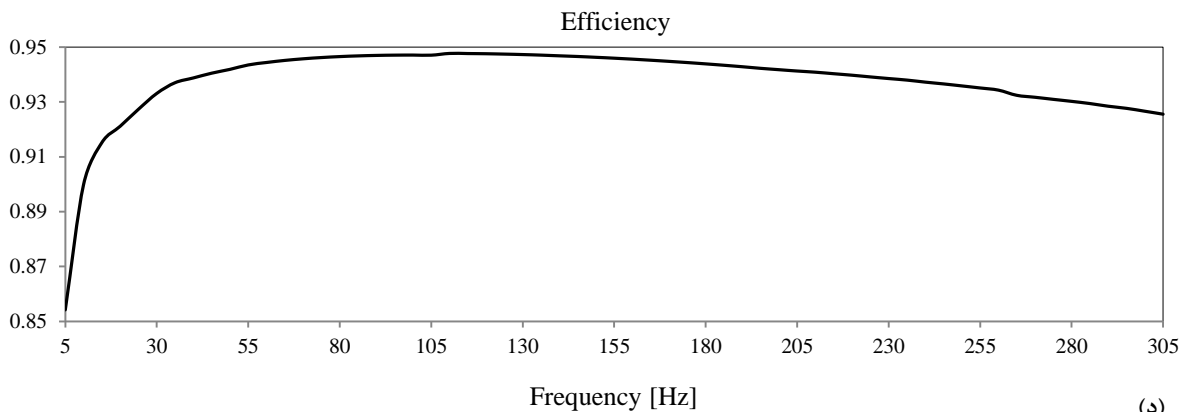
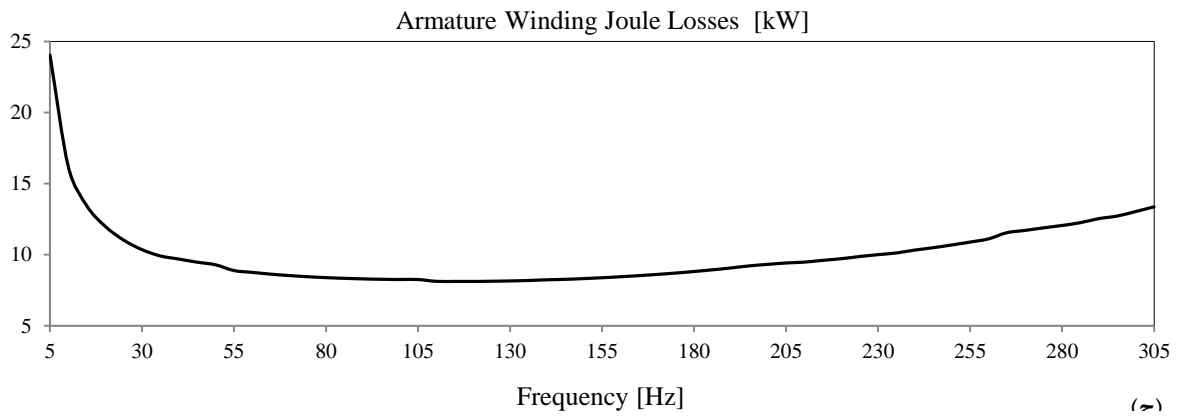
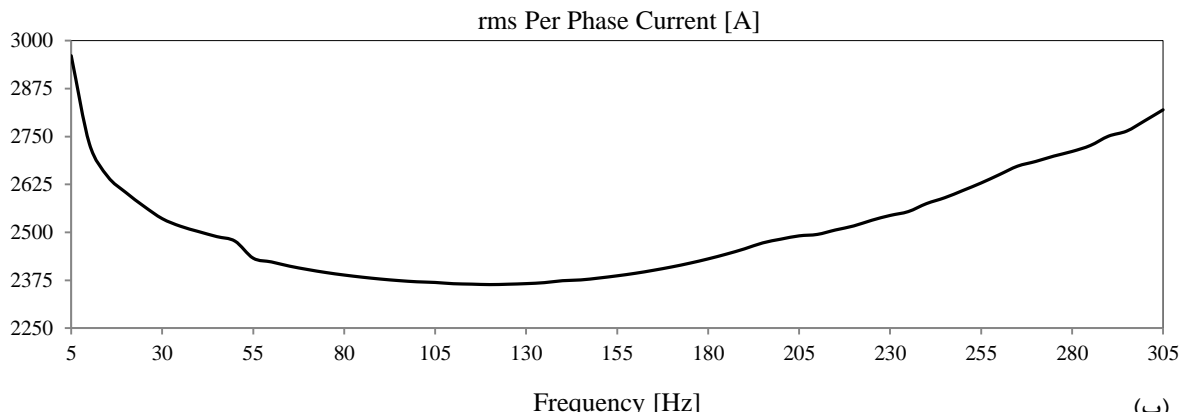
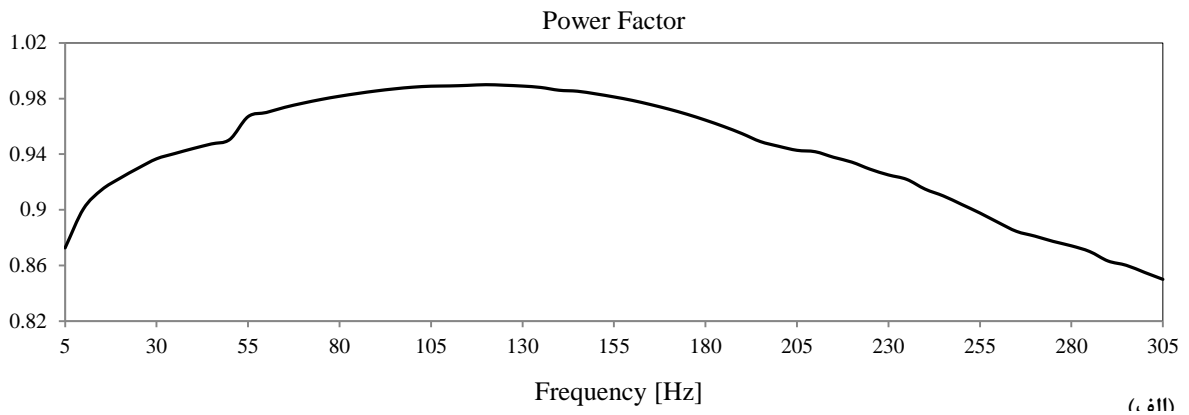
تا ۳۰۵ هرتز ارائه شده است. البته با توجه به کاربرد مطرح شده برای ماشین مورد نظر فرکانس‌هایی که در شرایط عملکرد نامی، منجر به زوایای قدرت نزدیک به مرز پایداری می‌شود توصیه نمی‌گردد. علت این موضوع را می‌توان این گونه بیان نمود که، در انواع سیستم‌های حمل و نقل مجهز به سیستم رانش دارای موتورهای پیشران نوع سنکرون اعم از سیستم‌های حمل و نقل زمینی و دریایی، تحت شرایط مختلف امکان افزایش بار تحمیلی به ماشین بیش از مقدار نامی وجود دارد که در این صورت زاویه قدرت ماشین از مقدار نامی نیز تجاوز می‌کند و نتیجتاً این پدیده باعث وقوع خروج از سنکرونیسم، ناپایداری و توقف موتور می‌گردد. به عنوان مثال ممکن است پروانه یک زیردریایی در هنگام مانور در گل و لای زیر آب گرفتار شود و یا چرخ‌های یک خودرو الکتریکی در ماسه‌های کنار دریا متوقف گردد. در این صورت برای خروج بخش انتقال قدرت سیستم پیشران، موتور می‌بایست بیش از مقدار نامی از منبع، جریان بکشد و زاویه قدرت نیز برای افزایش توان و گشتاور اعمالی محور افزایش یابد.

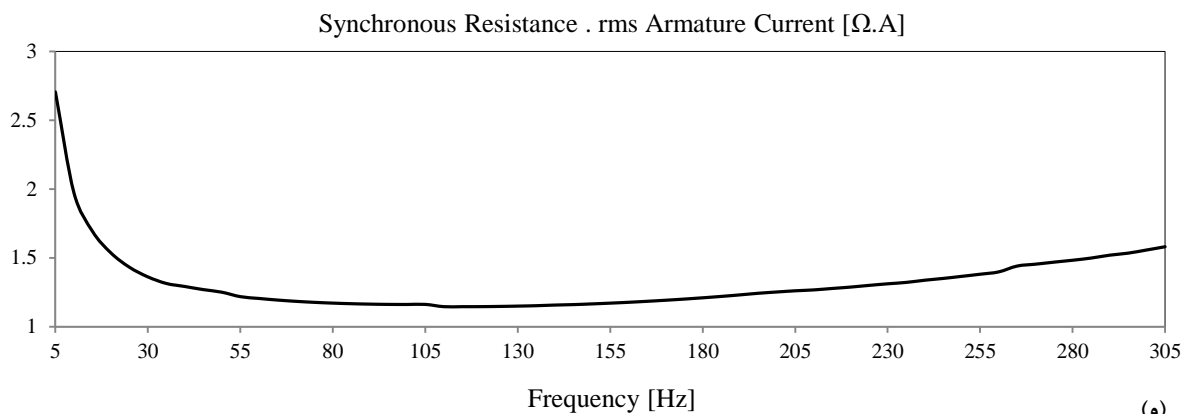
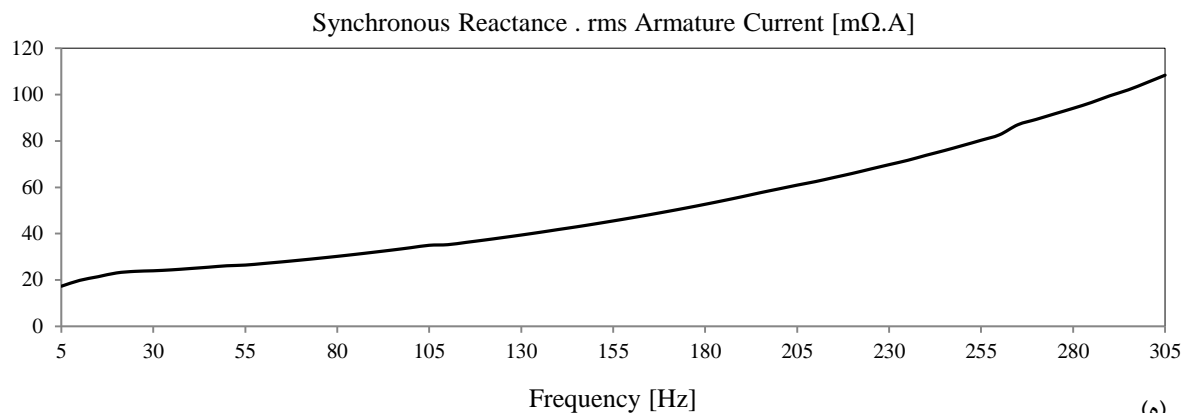


شکل ۵-۵: نتایج حاصل از مدلسازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی. الف- نسبت ولتاژ ضد محرکه بر راکتانس سنکرون هر فاز، ب- زاویه قدرت.

همانطور که در فصل چهارم نیز نشان داده شد، موتور نمونه طراحی شده در فرکانس ۵۵ هرتز در شرایط نامی و یا کسری از بار نامی دارای ضریب قدرت پیش‌فاز بود. در این صورت می‌توان انتظار داشت در شرایط نامی و بدون کنترل بر روی ولتاژ اعمالی به ترمینال، ضریب قدرت ماشین با ساختار معرفی شده، با افزایش فرکانس تغذیه و با عنایت به تثبیت دامنه ولتاژ ضد محرکه و افزایش مقدار راکتانس بر فاز موتورهای طراحی شده، رو به مقادیر پس‌فاز برود. در این راستا شکل ۵-۶-الف ضریب قدرت موتورهای طراحی شده را در فرکانس‌های مختلف تغذیه نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت در فرکانس طراحی ۱۲۰ هرتز، ضریب قدرت موتور طراحی شده در شرایط نامی به مقدار واحد می‌رسد. البته در اینجا توضیح این نکته نیز ضروری است که در موتورهای مغناطیس دائم، به علت استفاده از آهنرباهای دائم به عنوان قطب‌های سیستم تحریک و با توجه به منحنی‌های B-H این مواد، در شرایط عملکردی مختلف از جمله بارگذرای بیش از مقدار نامی، اتصال کوتاه و شرایط مختلفی که منجر به تجاوز جریان سیم‌پیچی آرمیچر بیش از مقدار مجاز می‌شود، امکان مغناطیس‌زدایی آهنرباهای دائم وجود دارد که وقوع این پدیده، اگر از حد استاندارد فراتر رود سبب فروپاشی و تخریب عملکرد ماشین خواهد شد. در نتیجه اکیداً توصیه می‌شود به منظور افزایش قابلیت اطمینان، این نوع ماشین‌ها در شرایط نامی با ضریب قدرت پیش‌فاز طراحی شوند تا در صورت وقوع نسبی پدیده مغناطیس‌زدایی در عملکرد ماشین لطمه زیادی وارد نشود. البته این موضوع در نتایج ماشین‌های ساخته شده توسط مراکز معتبر که در فصل چهارم نیز ارائه شده است، قابل استنباط می‌باشد. شکل ۵-۶-ب مقدار موثر جریان سیم‌پیچی موتورهای طراحی شده را در شرایط نامی نمایش می‌دهد. در واقع رفتار این پارامتر تحت تاثیر ضریب قدرت ورودی و میزان تلفات بخش‌های مختلف می‌باشد. همچنین شکل ۵-۶-ج نیز، تلفات اهمی سیم‌پیچی آرمیچر را در شرایط نامی نمایش می‌دهد. اما مهمترین نتیجه ارائه شده در این بخش، راندمان کلی موتورهای طراحی شده در هنگام تغذیه بدون اعمال کنترل بر روی جریان و ولتاژ ترمینال موتور می‌باشد که در شکل ۵-۶-د نمایش داده شده است. با توجه به این شکل، حداکثر راندمان در فرکانس تغذیه ۱۱۰ هرتز و برابر مقدار ۹۴/۷۸٪ حاصل می‌شود.

در انتهای این بخش، در شکل‌های ۵-۶-و و ۵-۶-ز به ترتیب حاصل ضرب راکتانس سنکرون در مقدار موثر جریان هر فاز و همچنین حاصل ضرب مقاومت سیم‌پیچی هر فاز در مقدار موثر جریان آرمیچر نمایش داده شده است. با توجه به این دو شکل می‌توان نتیجه گرفت، با افزایش اختلاف فاز بین فازورهای ولتاژ ترمینال و ولتاژ ضد محرکه، اندازه فازور حاصل ضرب راکتانس سنکرون در مقدار موثر جریان هر فاز برای برقراری جمع برداری، افزایش می‌یابد.





شکل ۵-۶: نتایج حاصل از مدلسازی و شبیه‌سازی‌های دینامیکی گذرای در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی. الف- ضریب قدرت، ب- مقدار موثر جریان آرمیچر، ج- تلفات اهمی سیم‌پیچی آرمیچر، د- راندمان، ه- حاصل ضرب جریان موثر و راکتانس هر فاز سیم‌پیچی آرمیچر، و- حاصل ضرب جریان موثر و مقاومت هر فاز سیم‌پیچی آرمیچر.

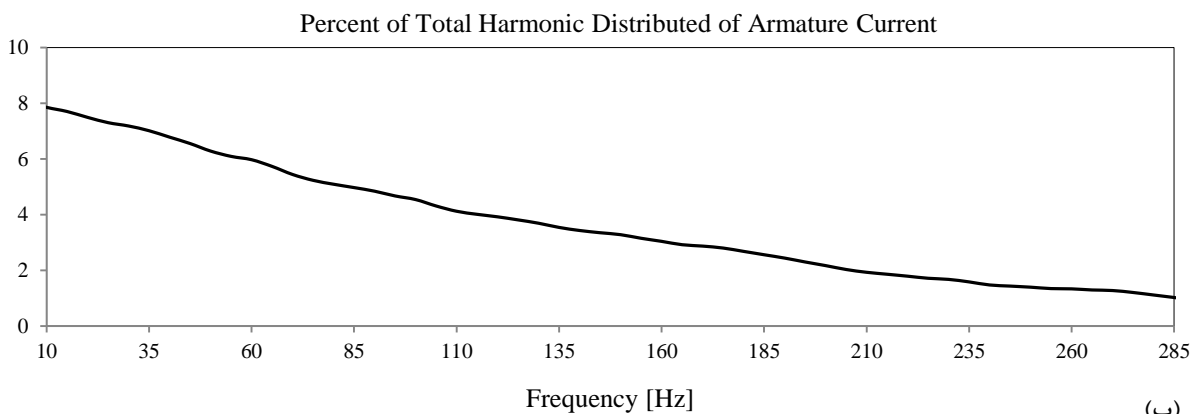
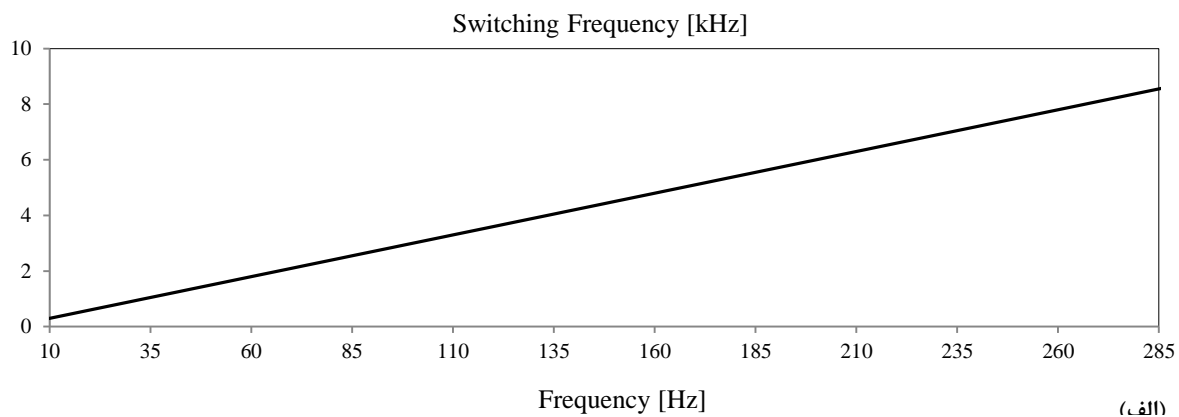
۵-۲-۴- نتایج استخراج شده از عملکرد موتورهای طراحی شده با در نظر گرفتن سیستم درایو

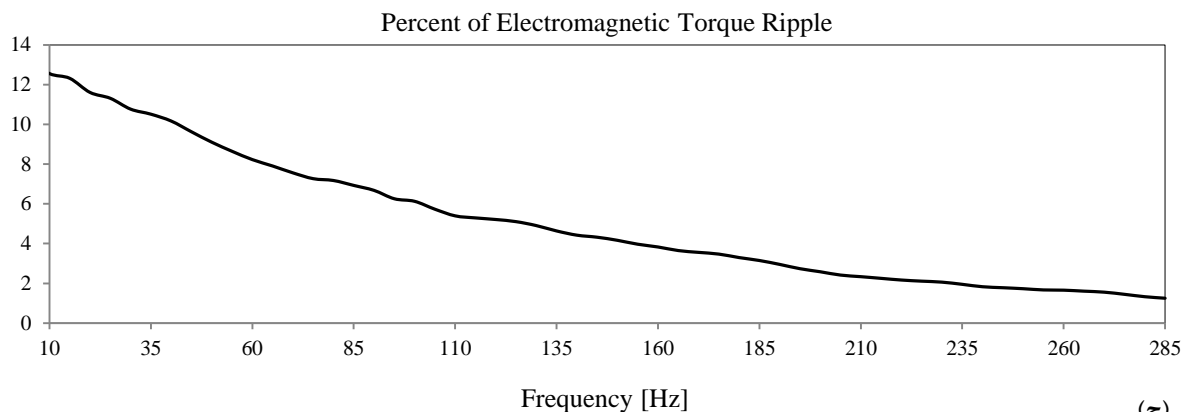
تئوری طراحی سیستم درایو برای موتور با ساختار معرفی شده به طور مفصل در فصل‌های پنجم و ششم رساله ارائه گردید. در این بخش به ارائه نتایج مربوط به عملکرد حالت دائمی موتورهای طراحی شده در هنگام تغذیه از اینورتر قدرت با توجه به روش کنترلی پیشنهاد شده، خواهیم پرداخت. البته در هنگام بررسی رفتار موتورهای طراحی شده به همراه سیستم درایو، نتایج بسیار جالب و متعددی در شرایط مختلف عملکردی از جمله عملکرد در سرعت‌های مختلف و رفتار حالت گذرای بدست آمد که به علت رعایت اختصار، از ارائه تمامی آنها پرهیز شده است. به عنوان مثال، یکی از نتایج حاصله میزان حساسیت ضرایب کنترلرهای بکار برده شده در حلقه کنترل سرعت و جریان موتور می‌باشد. در طی آزمایش‌ها و شبیه‌سازی‌های متعدد، این نتیجه حاصل شد که در زوایای قدرت کوچک و یا

متناسب با آن، نسبت‌های بالا ولتاژ ضد محرکه به راکتانس سنکرون میزان حساسیت ضرایب تناسبی -انتگرالی کنترلرها افزایش می‌یابد. از سوی دیگر در چنین زوایای قدرتی عملکرد سیستم تغذیه برای کنترل سرعت موتور طراحی شده تا حدودی نامطلوب می‌باشد. منظور از عملکرد نامطلوب سیستم تغذیه مقادیر مختلف و تا حدودی غیر قابل قبول شاخصه‌های فراجهدش، زمان خیز و زمان رفع خطای سرعت مکانیکی محور در شرایط مختلف عملکردی از جمله استارت اولیه سیستم و یا تغییر مقدار مرجع سرعت می‌باشد. البته شاید علت این موضوع را در میزان تاخیری که عناصر نمونه‌برداری به علت فرکانس بسیار پایین سیستم تغذیه ایجاد می‌نمایند، دانست. به هر حال در هنگام طراحی سیستم تغذیه باید به این نکته توجه داشت که این سیستم می‌بایست در سرعت‌های مختلف و همچنین حالت‌های دائمی و گذرای دارای عملکردی قابل قبول باشد که این موضوع در فرکانس‌های طراحی نسبتاً بالا محقق می‌شود.

یکی از نتایج بسیار جالب دیگری که در هنگام شبیه‌سازی‌های متعدد حاصل شد ارتباط پارامترهای THD جریان، THD ولتاژ و ریپل گشتاور اعمالی به دیسک‌های روتور می‌باشد. همانطور که در فصل - های قبل نیز بیان شد، در سیستم‌های فرکانس متغیر از جمله درایو موتورهای الکتریکی استفاده از فیلترهای پایین‌گذر با ساختارها و المان‌های مختلف مرسوم نمی‌باشد. از سوی دیگر به علت اعمال ولتاژ هارمونیک به ترمینال موتور، در صورت بی‌توجهی به برخی مسائل ممکن است عملکرد مطلوبی از سیستم محرک حاصل نگردد. یکی از این مسائل توجه به عدم وقوع پدیده over modulation در ولتاژ اعمالی به ترمینال موتور می‌باشد. اما یکی از سوالاتی که ممکن است ذهن خواننده را درگیر کند این است که واقعاً این پدیده به وضوح چه تاثیر نامطلوبی بر عملکرد سیستم می‌گذرد؟ در واقع جواب این سوال را می‌توان از تجارب شخصی اینطور بیان نمود که با وقوع این پدیده به علت فراتر رفتن موج مرجع از موج حامل در برخی زمان‌ها از جمله زمانی که موج مرجع به مقادیر بیشینه خود نزدیک می‌شود، فرآیند سوئیچینگ سوئیچ‌های متصل به شاخه مربوط به آن موج مرجع متوقف می‌شود. البته ممکن است این رخداد سبب کاهش THD ولتاژ و افزایش مقدار موثر هارمونیک اول ولتاژ گردد. اما باید دقت نمود اثر نامطلوب این پدیده در افزایش مقادیر موثر هارمونیک‌های پایینی است که راکتانس سنکرون موتور به عنوان یک فیلتر پایین‌گذر قادر به فیلترینگ آنها نمی‌باشد. در نتیجه در این صورت حتی در THD‌های کوچک‌تر ولتاژ، THD‌های بزرگ‌تری از جریان آرمیچر نسبت به THD‌های بزرگ- تر ولتاژ رخ می‌دهد که این موضوع اثرات نامطلوبی بر ریپل گشتاور وارد بر دیسک‌های روتور و نوسانات حالت دائمی سرعت مکانیکی محور دارد. در نتیجه در بررسی عملکرد موتورهای متصل به منبع فرکانس متغیر مسلماً THD ولتاژ نمی‌تواند پارامتر مناسبی در بررسی عملکرد موتور باشد.

در شبیه‌سازی‌های سیستم درایو برای موتورهای طراحی شده، فرکانس سوئیچینگ سوئیچ‌های قدرت در هر شبیه‌سازی ۳۰ برابر فرکانس تغذیه انتخاب گردید. در این صورت در هر طراحی، در هر سیکل تعداد سوئیچ‌زنی‌های برابر و مشابهی ایجاد شده و توزیع هارمونیکی ولتاژ اعمالی به ترمینال موتورها تقریباً دارای شرایط یکسانی است. در این راستا، شکل ۵-۷-الف مقادیر فرکانس سوئیچینگ سوئیچ-های قدرت را در فرکانس‌های مختلف طراحی نمایش می‌دهد. همچنین در شکل ۵-۷-ب مقادیر THD جریان آرمیچر در فرکانس‌های تغذیه مختلف نمایش داده شده است. با توجه به این شکل می‌توان گفت، همانطور که انتظار می‌رفت با افزایش راکتانس سنکرون بر فاز موتورهای طراحی شده این پارامتر کاهش می‌یابد. در ادامه، شکل ۵-۷-ج مقادیر درصد ریپل گشتاور اعمالی بر دیسک‌های روتور را نمایش می‌دهد. در واقع همانطور که قبلاً نیز بیان شد، این پارامتر تحت تاثیر هارمونیک‌های جریان آرمیچر، رفتاری مشابه با شکل ۵-۷-ب دارد. یکی از اثرات مستقیم شاخصه ریپل گشتاور اعمالی به دیسک‌های روتور، بر روی میزان نوسانات و ریپل حالت دائمی سرعت مکانیکی محور می‌باشد. البته نوسانات سرعت علاوه بر این شاخصه به شدت به اینرسی موتور طراحی شده نیز وابسته هستند. البته باید توجه شود، در حالت ایده‌آل میزان حساسیت ضرایب کنترلرهای بکار رفته در حلقه کنترل سرعت و جریان به اینرسی موتورهای طراحی شده، حداقل ممکن است.

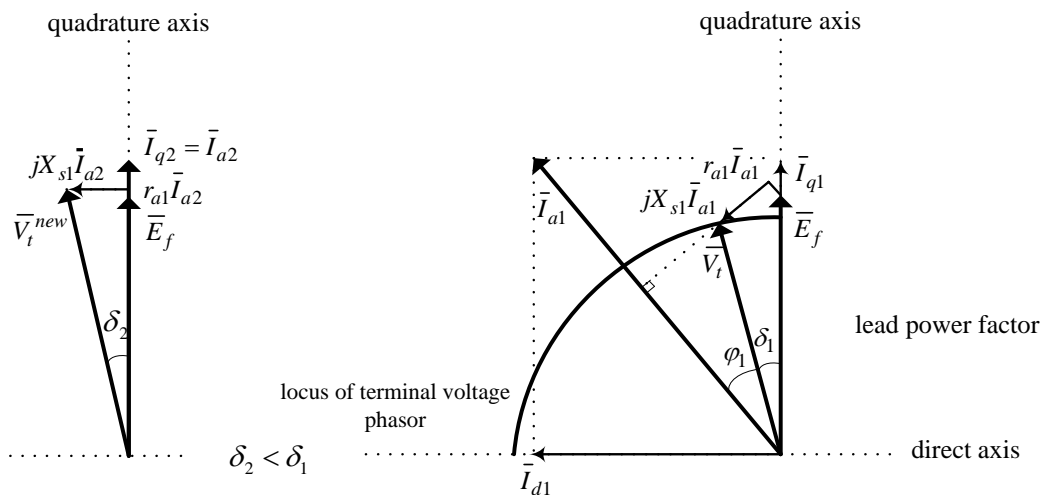




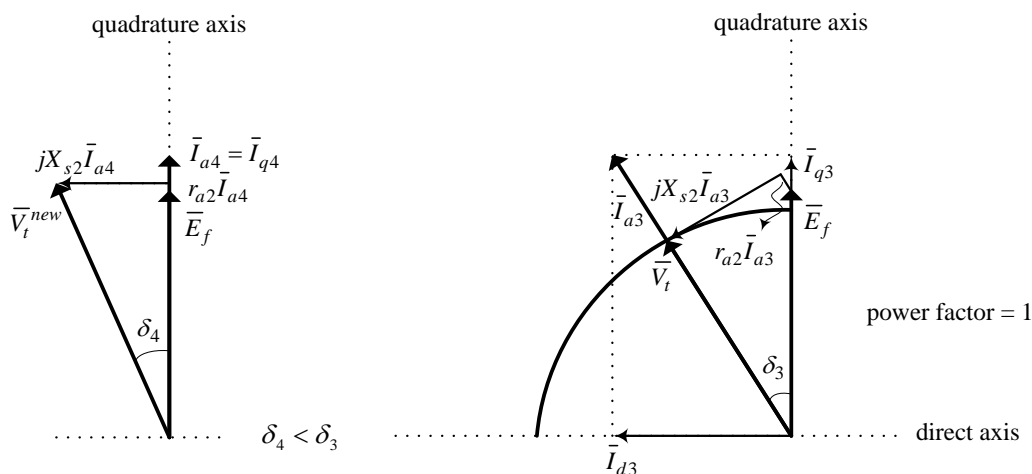
شکل ۵-۷: نتایج حاصل از طراحی سیستم درایو در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی. الف- فرکانس سوئیچینگ، ب- درصد توزیع هارمونیک‌های جریان آرمیچر، ج- درصد ریبیل گشتاور.

در ادامه به منظور روشن شدن بحث، عملکرد موتورهای طراحی شده به همراه سیستم تغذیه در زوایای قدرت مختلف در شکل‌های ۵-۸ تا ۵-۱۰ نمایش داده شده است. لازم به ذکر است دیاگرام‌های فازوری نمایش داده شده براساس اطلاعات استخراج شده از شبیه‌سازی‌ها ترسیم شده‌اند. البته به منظور امکان نمایش فازور جریان آرمیچر، در ترسیم اندازه این بردار نسبت به سایر بردارها کوچک‌سازی صورت گرفته است. همانطور که در فصل‌های قبل نیز بیان شد، در سرعت‌ها و در نتیجه توان‌های پایین، سیستم کنترل با اعمال ولتاژ مناسب به ترمینال موتور، تنها اجازه کشیدن جریان در راستای محور عرضی را به سیم‌پیچی آرمیچر برای تامین بار خروجی می‌دهد. اما در سرعت‌های بالا به علت سطح پایین ولتاژ باتری‌ها، مولفه عرضی جریان آرمیچر به تنهایی توانایی تامین بار خروجی را ندارد. در نتیجه برای رساندن سرعت محور به مقدار نامی و جلوگیری از وقوع پدیده over modulation نوعی تضعیف شار با تزریق جریان در راستای منفی محور طولی انجام می‌شود. البته در اینجا توجه یک نکته ضروری است. در زوایای قدرت کوچک، موتور طراحی شده تنها با کشیدن جریان محور عرضی توانایی تامین بار و رساندن سرعت محور به مقدار نامی را با وقوع پدیده over modulation دارد؛ اما در زوایای قدرت بزرگ حتی با وقوع پدیده over modulation نیز، تنها با کشیدن جریان در راستای محور عرضی، توانایی تامین بار خروجی میسر نمی‌گردد. علت این موضوع به راحتی با دقت در دیاگرام‌های فازوری شکل‌های ۵-۸ تا ۵-۱۰ قابل درک است. شکل ۵-۸ (این شکل براساس اطلاعات مربوط به فرکانس ۴۰ هرتز ترسیم شده است) دیاگرام فازوری موتور طراحی شده را در فرکانس‌های طراحی پایین که به علت نسبت بالای ولتاژ ضد محرکه به راکتانس سنکرون منجر به ضرایب قدرت پیش‌فاز می‌شود، نمایش می‌دهد. با توجه به دیاگرام فازوری سمت چپ این شکل مشخص است در صورتی که اجازه کشیدن جریان در راستای محور طولی به موتور داده نشود،

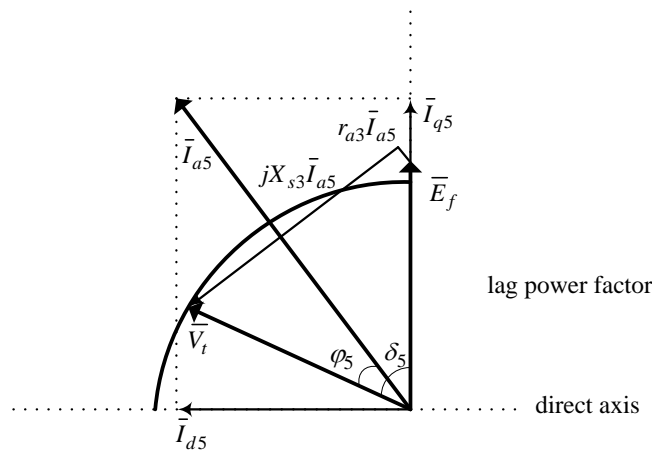
بر خلاف عملکرد در زوایای قدرت بزرگ (شکل ۵-۱۰)، با وقوع پدیده over modulation موتور توانایی تامین بار خروجی و غلبه بر تلفات بخش‌های مختلف را دارا می‌باشد. البته در این شرایط، با اعمال ولتاژ ترمینال با مقدار موثر هارمونیک اول بیشتر نسبت به حالت قبل، موتور طراحی شده در زاویه قدرت کوچک‌تری عمل خواهد کرد. همچنین دیاگرام‌های فازوری موتور طراحی شده در ضرایب قدرت واحد و پس‌فاز نیز به ترتیب در شکل‌های ۵-۹ و ۵-۱۰ نمایش داده شده است. با توجه به این دو شکل می‌توان دریافت با افزایش زاویه قدرت به تدریج جریان محور عرضی به تنهایی توانایی رساندن سرعت موتور را به مقدار نامی ندارد. به هر حال رعایت اختصار، از ادامه بحث در مورد تفسیر عملکرد موتور به همراه سیستم درایو در فرکانس‌های مختلف تغذیه خودداری می‌شود.



شکل ۵-۸: دیاگرام فازوری مربوط به عملکرد موتور و سیستم تغذیه در زوایای قدرت کوچک و ضریب قدرت پیش‌فاز

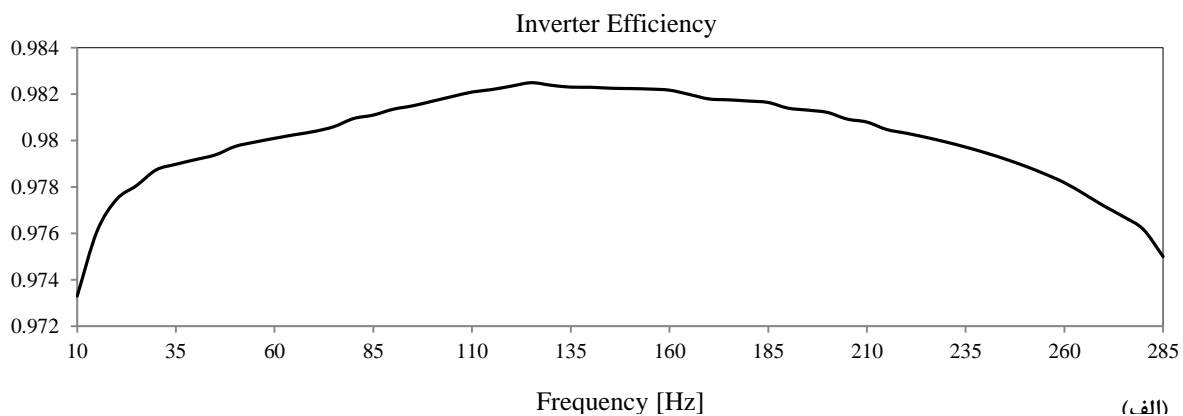


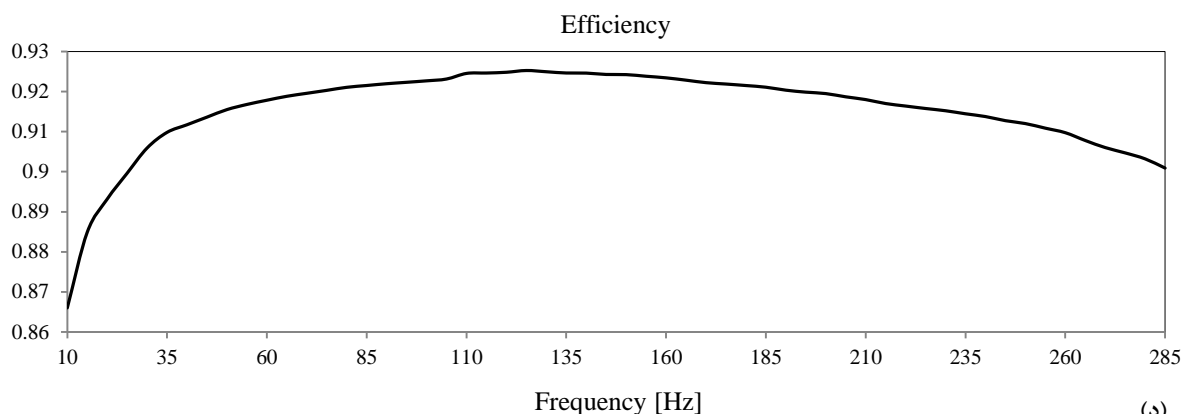
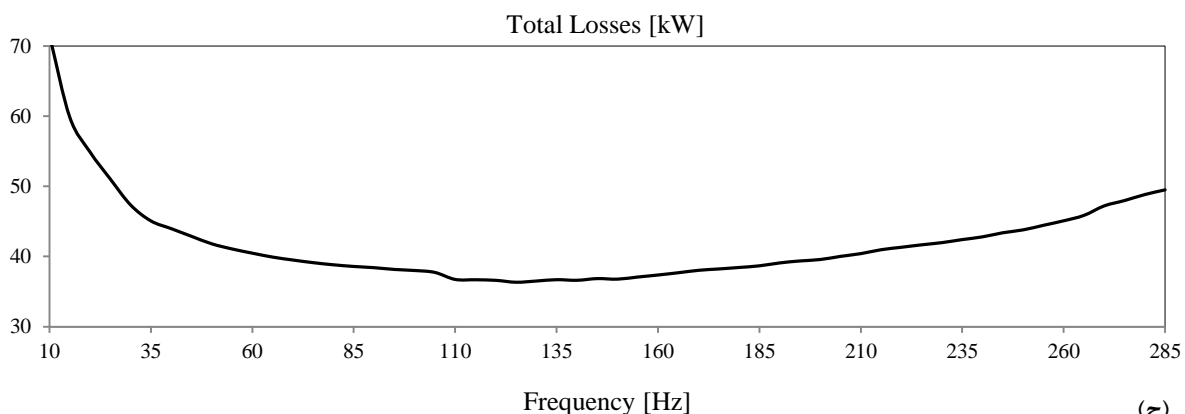
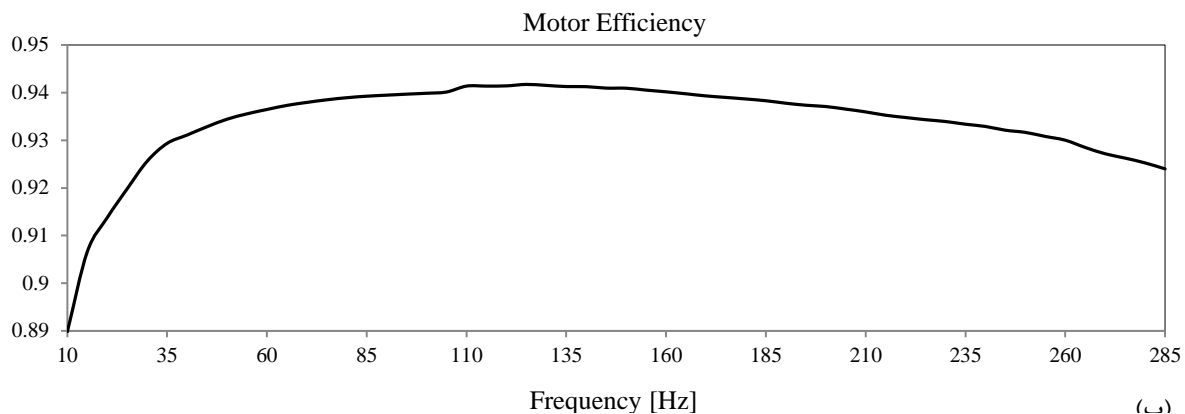
شکل ۵-۹: دیاگرام فازوری مربوط به عملکرد موتور و سیستم تغذیه در ضریب قدرت واحد



شکل ۵-۱۰: دیاگرام فازوری مربوط به عملکرد موتور و سیستم تغذیه در زوایای قدرت بزرگ و ضریب قدرت پس فاز

تلفات عمده اینورتر قدرت شامل دو بخش تلفات سوئیچینگ و تلفات رسانش که به علت وجود مقاومت در هنگام عبور جریان از سوئیچ‌های قدرت پدید می‌آید، است. همانطور که در فصل پنجم نیز بیان شد، به منظور محاسبه تلفات بخش اینورتر قدرت، پارامترهای مورد نیاز از دیتاشیت سوئیچ انتخاب شده، در بلوک‌های شبیه‌سازی وارد می‌شود. شکل ۵-۱۱-الف راندمان مربوط به بخش اینورتر قدرت را نمایش می‌دهد. همانطور که قبلاً نیز بیان شد رفتار این نوع از تلفات تحت تاثیر مقدار موثر جریان هر فاز و فرکانس سوئیچینگ انتخابی می‌باشد. همچنین در شکل ۵-۱۱-ب تلفات مربوط به موتورهای طراحی شده در هر فرکانس طراحی در هنگام تغذیه از اینورتر قدرت نمایش داده شده است. در شکل ۵-۱۱-ج نیز تلفات کلی سیستم پیشران اعم از تلفات اهمی و فوکوی سیم‌پیچی آرمیچر، تلفات هیستریزیس و فوکوی هسته استاتور، تلفات مکانیکی شامل تلفات بادخوری و یاتاقان‌ها و همچنین تلفات رسانش و سوئیچینگ اینورتر قدرت نمایش داده شده است. در انتهای این بخش نیز در شکل ۵-۱۱-د، راندمان کلی سیستم پیشران نمایش داده شده است. با توجه به این شکل مشخص است در فرکانس تغذیه ۱۲۵ هرتز بیشترین بازده سیستم پیشران معادل با ۹۲/۵۵٪ حاصل می‌گردد.





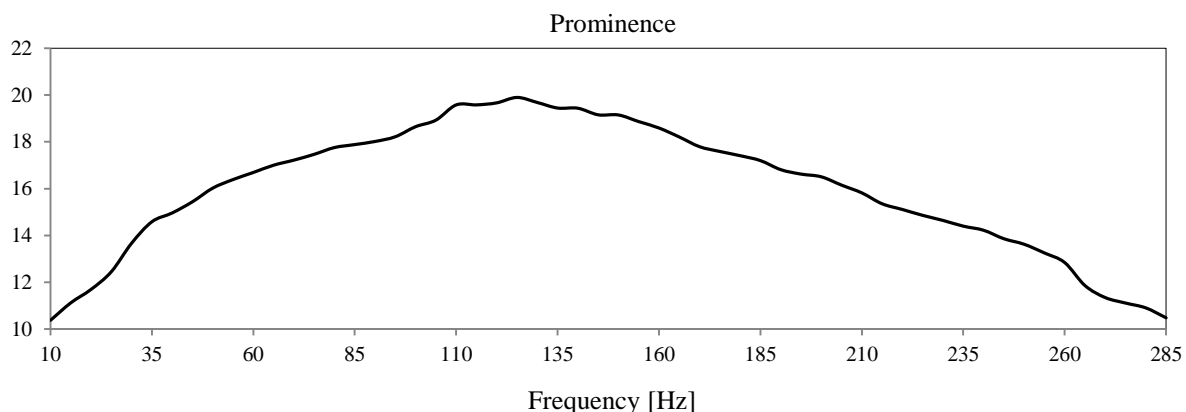
شکل ۵-۱۱: نتایج حاصل از طراحی سیستم درایو در فضای نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK در فرکانس‌های مختلف طراحی. الف- راندمان اینورتر قدرت، ب- راندمان موتور، ج- تلفات کل، د- راندمان کلی سیستم پیشران.

۵-۲-۵- نتیجه‌گیری در گام نخست و انتخاب فرکانس تغذیه

پس از ارائه نتایج و تحلیل‌های لازم در فرآیند طراحی‌های صورت گرفته در بازه وسیعی از فرکانس تغذیه، در این بخش فرکانس بهینه برای ماشین با ساختار و محدودیت‌های معرفی شده با عنایت به شاخصه‌های دارای اهمیت معرفی می‌گردد. همانطور که قبلاً نیز بیان شد، در این رساله انتخاب فرکانس تغذیه براساس چهار شاخصه ریپل گشتاور، چگالی توان، راندمان و محدوده زاویه قدرت

ماشین‌های طراحی شده در فرکانس‌های مختلف تغذیه صورت گرفته است. هر چهار شاخصه معرفی شده، در عملکرد کمی و کیفی ماشین با توجه به کاربرد مطرح شده از اهمیت ویژه‌ای برخوردارند. در نتیجه برای انتخاب فرکانس سیستم تغذیه به هر یک از این چهار شاخصه امتیاز مشخصی تعلق گرفته است که مجموع این امتیازات، نمره نهایی این شاخصه‌ها را در هر فرکانس تغذیه معین می‌نماید. البته این وزن‌دهی تا حدود زیادی سلیقه‌ای بوده و تیم طراح با توجه به ملاک‌های دارای اهمیت خود می‌توانند میزان این وزن‌دهی را تعیین کنند. به هر حال در این رساله راندمان 50% ، محدوده زاویه قدرت 30% ، ریپل گشتاور 10% و چگالی توان 10% از کل امتیازات را به خود اختصاص داده‌اند. از اینرو با توجه به وزن‌دهی به این چهار شاخصه در این رساله، شکل ۵-۱۲ میزان امتیاز شاخصه‌ها را در هر فرکانس تغذیه نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل مشخص است در فرکانس ۱۲۵ هرگز بیشترین امتیاز معادل با مقدار $19/91$ حاصل شده است. در ضمن در این فرکانس مقادیر راندمان، ریپل گشتاور، چگالی توان و زاویه قدرت به ترتیب برابر $92/55\%$ ، $5/11\%$ ، $8/214$ مگاوات بر متر مکعب و $28/23$ درجه حاصل گشت.

با توجه به شکل ۵-۱۲ میزان اهمیت انتخاب پارامتر اکیداً مستقل فرکانس تغذیه در طراحی ماشین و سیستم درایو بیش از پیش مشخص می‌شود. همانطور که در فصل‌های قبل نیز بیان شد، برای معرفی نقشه راه و بیان روش مطالعه فرکانس تغذیه برای ماشین با ساختار معرفی شده، طراحی ماشین و درایو در فرکانس ۵۵ هرگز به طور نمونه ارائه شد. با توجه به شکل ۵-۱۲ مشخص است امتیاز شاخصه‌ها در این فرکانس برابر مقدار $16/39$ می‌باشد که نسبت به امتیاز در فرکانس ۱۲۵ هرگز فاصله زیادی دارد. نتیجه اینکه اگر در طراحی سیستم معرفی شده پارامتر اکیداً مستقل فرکانس تغذیه به صورت تصادفی انتخاب می‌گشت، شاخصه‌های معرفی شده دارای بهترین شرایط ممکن نبودند. لذا این موضوع اهمیت کار صورت گرفته را بیش از پیش روشن می‌نماید.



شکل ۵-۱۲: امتیاز تعلق گرفته به شاخصه‌های تعریف شده در هر فرکانس طراحی.

۵-۳- بازنگری در الگوریتم طراحی ماشین AFPM نوع TORUS-NS

در این بخش از گزارش، نتایج حاصل از مطالعات در راستای تکمیل الگوریتم طراحی ماشین AFPM نوع TORUS-NS و رفع نواقص آن ارائه می‌گردد. همانطور که قبلاً نیز بیان شد، در هنگام طراحی ماشین مورد نظر با ساختار معرفی شده نبود رابطه‌ای تحلیلی، سبب تردید و سردرگمی طراحان در انتخاب پارامترهای اکیداً مستقل فرکانس و تعداد جفت قطب‌ها می‌شود. در واقع در صورت وجود رابطه‌ای تحلیلی در الگوریتم طراحی ماشین، طراح می‌تواند با صرف زمانی بسیار کوتاه فرکانس تغذیه و یا تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک را برای دستیابی به عملکردی مطلوب و بازده‌ای بالا انتخاب نماید. مسلماً دو پارامتر توان خروجی و سرعت نامی از مهمترین پارامترهای اثرگذار بر راندمان ماشین در هر طراحی می‌باشند؛ اما سرعت عملکردی این چنین ماشین‌هایی خود تحت تاثیر دو پارامتر فرکانس تغذیه و تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک است. در نتیجه به منظور استخراج رابطه‌ای تحلیلی برای محاسبه راندمان ماشین در هر طراحی نقش پارامترهای فرکانس تغذیه، تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک و توان خروجی هر لایه از سایر پارامترها بارزتر است. از اینرو برای استخراج رابطه‌ای تحلیلی برای محاسبه پارامتر راندمان ماشین، از این سه شاخصه استفاده گشت. در واقع با استفاده از مدلسازی‌ها و طراحی‌های صورت گرفته، راندمان ماشین مورد نظر بر حسب پارامترهای معرفی شده و با استفاده از تکنیک Curve Fitting نرم‌افزار MATLAB استخراج شده است. در این راستا در هر فرکانس تغذیه، طراحی‌های متعددی در سرعت‌ها و توان‌های خروجی مختلف صورت گرفته و نوع رابطه تحلیلی هر شاخصه با راندمان استخراج شد. رابطه پیشنهاد شده بر حسب سه پارامتر معرفی شده به صورت زیر ارائه می‌گردد:

$$\eta = (0.803e^{-0.000168f} - 0.0302e^{-0.0153f}) P_{out}^{0.0123} p^{0.00742}$$

۵-۴- نتیجه‌گیری از فصل

در این فصل نتایج حاصل از مطالعات در بازه وسیعی از فرکانس طراحی ارائه گردید. در واقع برآیند مطالعات صورت گرفته در این رساله را می‌توان به دو مورد زیر اشاره نمود:

۱. تحلیل و بررسی اثر فرکانس تغذیه بر سایر شاخصه‌های ماشین
 ۲. استخراج رابطه‌ای تحلیلی برای انتخاب راندمان ماشین بر حسب پارامترهای اکیداً مستقل
- نتایج ارائه شده در این فصل اهمیت مطالعات صورت گرفته را به وضوح مشخص نموده است.

فصل هشتم

نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات

فرآیند مطالعاتی در راستای انتخاب پارامتر اکیداً مستقل فرکانس سیستم تغذیه با عنایت به شاخصه‌های دارای اهمیت ماشین با ساختار معرفی شده در فصل‌های قبل به صورت مفصل ارائه شد. همچنین در فصل قبل رابطه‌ای تحلیلی برای انتخاب پارامتر راندمان ماشین معرفی شده برحسب متغیرهای فرکانس سیستم تغذیه، تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک و توان خروجی ماشین در راستای بازنگری و تکمیل الگوریتم طراحی ارائه گشت.

در این فصل به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری مطالعات و پژوهش‌های صورت گرفته در این رساله پرداخته می‌شود. همچنین پیشنهادات نگارنده برای ادامه کار برای پژوهشگران ارائه خواهد شد.

۸-۲- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

همانطور که در فصل‌های قبل نیز بیان شد، هدف از نگارش این رساله بررسی و شناخت اثر فرکانس سیستم تغذیه و تعداد جفت قطب‌های سیستم تحریک بر شاخصه‌های مختلف ماشین شار محوری آهنربا دائم و همچنین انتخاب تعداد فازهای سیستم درایو در هنگام تغذیه ماشین چند لایه بوده است. در فصل اول رساله انواع ساختارها و توپولوژی‌های ماشین‌های شار محوری آهنربا دائم معرفی شد و براساس مزایا و معایب مطرح شده برای هر ساختار و شاخصه‌های دارای اهمیت در سیستم‌های حمل و نقل دریایی، ماشین AFPM نوع TORUS-NS برای بهره‌گیری به عنوان محرک اصلی سیستم پیشران زیردریایی دیزل الکتریک انتخاب شده است. در ابتدا برای شروع فرآیند طراحی‌ها و مدلسازی‌ها، معادلات ابعادی ماشین با ساختار مطرح شده به صورت بخش به بخش و توصیه‌های لازم برای انتخاب برخی از پارامترهای الگوریتم طراحی در فصل دوم رساله ارائه گشت. همچنین در این فصل برای انتخاب سه پارامتر ضریب شکستگی شار مغناطیس، ضریب نشت شار مغناطیسی و بارگذاری مغناطیسی ویژه از مدلسازی تحلیلی با اتکا به پارامترهای ابعادی استخراج شده از الگوریتم طراحی با بکارگیری روش تکرار استفاده شده است. در واقع فرآیند تکرار در هر فرکانس و در مرحله اجرای الگوریتم طراحی و مدلسازی تحلیلی تا جایی ادامه دارد که تفاضل مقدار چگالی شار متوسط فاصله هوایی استخراج شده از این دو روش از یک مقدار تعریف شده کمتر گردد. پس از اطمینان همخوانی نتایج مدلسازی تحلیلی و روش اجزاء محدود، به منظور اعتبارسنجی و صحت طراحی و دستیابی به نتایجی همچون اندوکتانس‌های خودی و متقابل، شارهای پیوندی مربوط به هر فاز ناشی از قطب‌های سیستم تحریک، محاسبه تلفات آهن و فوکوی سیم‌پیچی نوبت به مدلسازی به روش اجزاء محدود می‌رسد. در این راستا ابتدا لازم است مدل سه بعدی ماشین طراحی شده در هر فرکانس توسط نرم‌افزار Solidworks ترسیم و سپس به نرم‌افزار JMAG Designer منتقل شود. فرآیند تحلیل و شبیه‌سازی به روش اجزاء محدود به صورت مفصل در فصل سوم رساله ارائه شده است. در این

مرحله در صورتی که نتایج شبیه‌سازی اجزاء محدود و مدل‌سازی تحلیلی مغایرتی با هم داشته باشند طراح مکلف است که طراحی را مجدداً اصلاح نماید. اما نتایج حاصل از مدل‌سازی‌ها در این رساله نشان می‌دهد که دقت در مدل‌سازی‌های تحلیلی صورت گرفته دارای خطای فوق‌العاده کوچک و قابل صرف‌نظری می‌باشد، به نحوی که نتایج حاصل از این مطالعات با نتایج استخراج شده با تحلیل به روش اجزاء محدود با تقریب قابل قبولی همخوانی دارد. پس از انجام شبیه‌سازی اجزاء محدود و استخراج روابط و پارامترهای مداری مورد نیاز از این تحلیل، در هر فرکانس مدل‌سازی دینامیکی گذرابی در فضای نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK صورت گرفته است. در آخرین مرحله نیز برای موتور طراحی شده سیستم تغذیه و کنترل طراحی و در نظر گرفته شد.

همانطور که در بخش نتایج فصل هفتم رساله ارائه گردید، با توجه به محدودیت‌های پیشرو در کاربرد مطرح شده بهترین شرایط عملکردی ماشین با ساختار معرفی شده در فرکانس ۱۲۵ هرتز حاصل می‌گردد. در ادامه برای بازنگری و تکمیل الگوریتم طراحی ماشین معرفی شده، رابطه‌ای تحلیلی برای محاسبه راندمان در فرکانس‌ها، تعداد جفت قطب‌ها و توان‌های خروجی مختلف ارائه گشت. در فصل ششم رساله نیز برای تغذیه بهینه لایه‌های یک موتور AFPM چند لایه، الگوریتمی هوشمند در راستای دستیابی به بیشترین راندمان در سرعت‌های مختلف عملکردی ارائه شده است.

۸-۳- پیشنهادات

- ✓ ساخت نمونه‌های آزمایشگاهی و مقایسه نتایج آزمایش‌ها با نتایج رساله پیشرو
- ✓ در نظر گرفتن پدیده مغناطیس‌زدایی آهنرباهای دائم در فرکانس‌های مختلف طراحی
- ✓ در نظر گرفتن اندوکتانس‌های متقابل بین لایه‌های موتور طراحی شده
- ✓ انجام مدل‌سازی‌های دقیق و تحلیل مکانیکی و حرارتی

- [1] L. Piper and S. Rajakaruna, “*Comparison of Performance of Diesel and Fuel Cell based Submarine Power Supplies*”, Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2010 IEEE International Conference.
- [2] B. A. Skinner, P. R. Palmer, and G. T. Parks, “*Multi-Objective Design Optimization of Submarine Electric Drive Systems*”, Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS '07. IEEE.
- [3] R. Burchur and L. Rydill, “*Concepts in Submarine Design*”, Cambridge University Press, Oct 27, 1995, pp. 113–157.
- [4] Y. Binchuan, Z. Yunping, and W. Jing, “*Studies on New High-Effective Power System of Conventional Submarine*”, Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conference.
- [5] Jacek F. Gieras, Rong-Jie Wang and Maarten J. Kamper, “*Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*”, Publisher: Springer; Second edition, 2008.
- [6] M. Aydin, S. Huang and T. A. Lipo, “*Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review*”, University of Wisconsin-Madison 2004.
- [7] K. Sitapati, R. Krishnan, “*Performance comparisons of radial and axial field permanent magnet brushless machines,*” Transactions on Energy Conversion; IA-37(5): 1219–1226, 2001.
- [8] Jacek F. Gieras, and W. Mitchell, “*Permanent Magnet Motor Technology Design and Application*”, Publisher: MARCEL DEKKER, New York; Second edition, 2002.
- [9] M. Aydin, “*Axial Flux Surface Mounted Permanent Magnet Disc Motors for Smooth Torque Traction Drive Application*”, PhD Thesis, Wisconsin Madison University, 2004.
- [10] W. Rong-Jie, M. Kamper, and R.T. Dobson, “*Development of a thermo fluid model for Axial field permanent-magnet Machines*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 20, Issue 1, Mar 2005, pp. 80 – 87.
- [11] F. Caricchi, F. Crescimbin, and O. Honrati, “*Modular axial-flux permanent-magnet motor for ship propulsion drives*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 14, Issue 3, Sept. 1999, pp. 673 – 679.
- [12] J. Azzouzi, G. Barakat, and B. Dakyo, “*Quasi-3-D analytical modeling of the magnetic field of an axial flux permanent-magnet synchronous machine*”, IEEE Transactions on Energy Conversion; Volume 20, Issue 4, Dec. 2005, pp.:746 –752.
- [13] Janne Kinnunen, “*Direct-on-Line Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator Static and Dynamic Performance*”, PhD thesis, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2007.

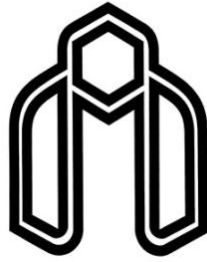
- [14] A. Parviainen, J. Pyrhonen, M. Niemel, J. Mantere, “*Performance Comparison between Low-Speed Axial-Flux and Radial-Flux Permanent-Magnet Machines Including Mechanical Constraints*,” *Electric Machines and Drives*, IEEE International Conference, May 15, 2005, pp.:1695 – 1702.
- [15] R. Wang, and M.J. Kamper, “*Evaluation of eddy current losses in axial flux permanent magnet (AFPM) machine with an ironless stator*,” IEEE 37th IAS Meeting, Pittsburgh, PA, U.S.A. 2002.
- [16] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi and T.A. Lipo, “*A Comparison of Power Density for Axial Flux Machines Based on General Purpose Sizing Equations*,” IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 2, pp. 185-192, 1999.
- [17] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi and T.A. Lipo, “*A General Approach to Sizing and Power Density Equations for Comparison of Electrical Machines*,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 1, pp. 92-97, 1998.
- [18] M. Aydin, S. Huang and T. A. Lipo, “*Optimum Design and 3D Finite Element Analysis of Non-slotted and Slotted Internal Rotor Type Axial Flux PM Disc Machines*”, *Electric Machines and Drives Conference*, IEMDC 2001.
- [19] S. Huang, M. Aydin, and T. A. Lipo, “*Torque Quality Assessment and Sizing Optimization for Surface Mounted Permanent Magnet Machines*”, *Industry Applications Conference*, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE.
- [20] Huang, S., Aydin, M., Lipo, T.A., 2001, “*TORUS Concept Machines: Pre-Prototyping Design Assessment for Two Major Topologies*”, In *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference*, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Vol. 3, p. 1619-1625.
- [21] Campbell, P, “*The magnetic circuit of an axial field D.C. electrical machine*”, IEEE Transactions on Magnetics; Volume 11, Issue 5, Sep 1975, pp.:1541 – 1543.
- [22] Caricchi, F.; Crescimbin, F.; Fedeli E.; Noia, G, “*Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled-Axial-Flux PM Motor Prototype for Evs*”, *Industry Applications Conference*, Thirty-First IAS Annual Meeting, Oct. 1994, pp.:254 – 261.
- [23] E. Spooner and B. J. Chalmers, “*Torus: A Slotless, toroidal-stator, permanent-magnet generator*,” *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 139, pt. B, no. 6, pp. 497–506, Nov. 1992.
- [24] F. Libert, “*Design, Optimization and Comparison of Permanent Magnet Motors for a Low-Speed Direct-Driven Mixer*”, Licentiate Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm 2004.
- [25] JMAG Designer 10.5 Online Help, [2011].
- [26] Parker, R. J, “*Advances in Permanent Magnetism*”, Wiley-Interscience, New York, 1994.

- [27] Wu, W.; Spooner, E.; Chalmers, B. J, “*Design of slotless TORUS generators with reduced voltage regulation*”, IEE Proceedings, Electric Power Applications, Volume 142, Issue 5, Sept. 1995, pp. 337 – 343.
- [۲۸] سید محسن حسینی، مجتبی آقا میر سلیم و مهران میرزایی، “ساختاری جدید برای مولد دیسکی آهنربا دائم شار محوری” کنفرانس بین‌المللی مهندسی برق - ICEE 2006.
- [29] El-Hasan, T. S.; Luk, P. C. K.; Bhinder, F. S.; Ebaid, M. S, “*Modular design of high speed permanent magnet axial flux generators*”, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 36, Issue 5, Sept 2000, pp.:3558 – 3561.
- [30] Chiara Boccaletti, Pietro Di Felice, Lorenzo Petrucci, Ezio Santini, “*A Mathematical Model of Axial Flux Disc Machines*”, 978-1-4244-2291-3/09/25.00 ©2009 IEEE.
- [31] Hanselman, D.C. and Peake, W.H, “*eddy-current effects in slot bound conductors*”, IEE Proceeding, Electric Power Applications, Volume 142, Issue 2, March 1995, pp.: 131-136.
- [۳۲] ماشین‌های الکتریکی تئوری، عملکرد و کاربردها، تالیف: پروفیسور بیم بهارا، ترجمه: دکتر سلطانی، دکتر لسانی، انتشارات قائم، چاپ پنجم ۱۳۸۷.
- [33] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, “*Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 12, NO. 3, MAY 1997.
- [34] SALIH BARIS OZTURK, “*DIRECT TORQUE CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS WITH NON-SINUSOIDAL BACK-EMF*”, PhD Thesis, Texas A&M University, 2008.
- [35] Yu-wu Zhu and Yun-Hyun Cho, “*Thrust Ripples Suppression of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor*”, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 43, NO. 6, JUNE 2007.
- [36] R.W. De Doncker D.W. Novotny, “*The Universal Field Oriented Controller*”, 88CH2565-0/88/0000-0450S01.O O 0 1988 IEEE.
- [37] Bin Wu, “*High-Power Converters and AC Drives*,” IEEE PESC2005 Tutorial, to be published by IEEE Press / Wiley November 2005, ISBN: 0-4717-3171-4.
- [38] POLOVODICE, “*Modern devices with high dynamic turn-on and turn-off parameters*,” IGCT Thyristors.
- [39] INFINEON, “FZ3600R12KE3,” IGBT-Modules Datasheet.
- [40] <http://www.newigbt.com/e-product.php?id=85>.

Abstract

In the diesel electric submarines (DES), the submerged time and the capability of noiseless operation in different speeds is of special importance. To attain this purpose, it is appropriate to design the propulsion motor efficiently and select the proper supplying technique for the system using the battery banks in the various loads and speeds. To this end, in this paper a specific control structure is introduced and analyzed so as to drive a multilayer AFPM used in the submarine propulsion system along with the capability of supplying the motor layers optionally in the various loads and speeds. The possibility and manner of selecting the different layer combinations in a multilayer motor and supplying them is performed regarding the montage algorithm and the amount of angular shift among the different layers. The motor considered is a four layer AFPM with the rated power of tow megawatts, rotating the variable load of the propeller used in a small DES. Despite the ability of assembling and supplying a four layer motor with three, six, nine or twelve phases, it is demonstrated that the best selection to satisfy such an application is to supply it with a twelve-phase system. Afterwards, a novel algorithm for automatic switching of layers is proposed to attain the maximum efficiency in various speeds and simulate the motor transient dynamics together with the supply system in MATLAB. Finally, the matters related to the motor transient operation during switching of layers and the steady state characteristics in various speeds are studied.

Keywords: Low Speed Axial Flux Permanent Magnet Machine, Design Algorithm, Analysis Modeling, Finite Element Method, Dynamic Performance Modeling, Drive System.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Thesis Title:

**Choose of Frequency and Number of Phases for Low Speed
Axial Flux Permanent Magnet Machine Design**

By: Mohsen Nikkhoo

Supervisor: Ahmad Darabi

A thesis submitted to the Graduate Studies Office
in partial fulfillment of the requirements for
the degree of Master Science
in Electrical Engineering

September 2013