





دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

عنوان:

مدلسازی ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد در محیط نرم‌افزاری اجزاء
محدود و بررسی عملکرد آن بصورت موتور سرعت پایین

دانشجو: محمد یوسفی صفت پیشخانی

اساتید راهنما:

۱- جناب آقای دکتر احمد دارابی

۲- جناب آقای دکتر محسن اصیلی

پایان‌نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

زمستان ۹۲

ب

تقدیم به:

یگانه منجی عالم بشریت که در عبودیت الهی بهترین بوده و جهان در آرزوی مدینه فاضله شدن، همچنان چشم به راه اوست.

پدر و مادرم

آنهایی که سختی لحظه به لحظه زندگی را با جان خریدند تا من با کمال آرامش به آنچه که دوست دارم، برسم. پدری و مادری که مظهر صداقت، انسانیت، صبر، سادگی و بندگی هستند. از ایزد منان عاجزانه طلب سلامتی و تندرستی را برای این دو گوهر نایاب زندگی خویش تمنا دارم.

تشکر و قدردانی

در ابتدا از ایزد منان بدلیل اینکه دو نعمت سلامتی و آزادی که در سایه بندگی به بنده ارزانی داشته، کمال تشکر و سپاس را دارم.

پس از آن بر خود لازم می‌دانم که از اساتید راهنمای گرامی خویش جناب آقای دکتر احمد دارابی و جناب آقای دکتر محسن اصیلی که هر یک به نحوی مرا در انجام این پروژه یاری رسانیده‌اند، تشکر نمایم. اساتیدی که جدای از علم به بنده چیزهای زیادی آموخته تا بتوانم در زندگی خویش نیز آنرا به کار گیرم. مسیر انجام این پروژه سرشار از فراز و نشیب بود. اما راهنمایی‌های این دو استاد ارجمند، ناهمواری راه را برایم هموار کرده و مرا به مقصد رسانیدند.

چکیده

می‌دانیم که هر واحد نیروگاهی دارای یک موتور کوچک بنام ¹TG است که وظیفه آن جلوگیری از اعوجاج شفت واحد با چرخاندن آن با سرعت آهسته به مدت معلوم می‌باشد. اکنون فرض کنید که این موتور دچار آسیب شده و بنا به دلایل مهمی از جمله دلیل اقتصادی نتوان یک نمونه مشابه برای واحد مهیا کرد. در نتیجه باید به فکر راهکاری دیگر برای چرخاندن واحد با سرعت آهسته بود. این پایان‌نامه پس از معرفی این مشکل، سعی بر رفع آن دارد. بدین صورت که ابتدا واحد در محیط نرم‌افزاری اجزاء محدود شبیه‌سازی شده و اندوکتانس‌های عملیاتی ماشین بدست آمده و سپس نتایج بدست آمده معتبرسازی خواهند شد. پس از آن پیشنهاد شده است که وظیفه مهم TG بر عهده مبدل‌های توان قرار داده شود. بدین منظور در فصل ششم مختصری در مورد دو مبدل توان به نام‌های اینورترها و سیکلوکانورترها صحبت شده است. در نهایت در فصل هفتم عملکرد موتور در فرکانس‌ها و ولتاژهای مختلف مورد بررسی قرار گرفته و نتایج جالب توجهی بدست آمده است.

کلمات کلیدی: نیروگاه برق، ژنراتور سنکرون، TG، مبدل‌های الکترونیک-قدرت، درایو، تعادل روتور.

¹ Turning Gear

مقالات ارائه شده به مجلات:

- 1- Evaluation the Replacement of the Turning Gear To Keep Rotor Balance
(Accepted). International Science Congress Association
- 2- Evaluation of the Replacement of the Turning Gear to keep rotor balance before
(after) the turbine running up (down). Under Review in Iranian Journal of Electrical
and Electronic Engineering.

فهرست عناوین

۱	فصل اول
۱-۱	مقدمه
۲	فصل دوم
۵	مقدمه
۶	۱-۲ وظایف مهم TG
۶	۳-۲ گردآوری کلیه ابعاد و مشخصات نامی ماشین
۹	۱-۳-۲ مشخصات نامی پلاک ماشین
۹	۲-۳-۲ مشخصات استاتور
۱۰	۳-۳-۲ مشخصات روتور
۱۱	فصل سوم
۱۳	مقدمه
۱۴	۲-۳ ساختار فیزیکی ماشین سنکرون
۱۴	۱-۲-۳ ساختار روتور و استاتور
۱۴	۲-۲-۳ سیم‌بندی ماشین
۱۵	۳-۳ معادلات ریاضی حاکم بر ماشین سنکرون
۱۶	فصل چهارم
۲۳	مقدمه
۲۴	۲-۴ مدل‌سازی ماشین در محیط Maxwell
۲۴	۱-۲-۴ پیش‌زمینه
۲۵	۲-۲-۴ رسم ماشین در محیط دوبعدی
۲۷	۳-۲-۴ انتخاب مواد
۲۸	

۲۹.....	۴-۲-۴ مرزبندی‌ها
۲۹.....	۴-۲-۵ منابع
۲۹.....	۴-۲-۵-۱ منابع رشته‌ای یا جامد
۲۹.....	۴-۲-۶ سیم‌پیچی تحریک
۳۰.....	۴-۲-۷ سیم‌پیچی آرمیچر
۳۰.....	۴-۳ محاسبه اندوکتانس‌ها
۳۰.....	۴-۳-۱ تحریک سیم‌پیچی روتور
۳۳.....	۴-۳-۲ تحریک سیم‌پیچی استاتور
۳۷.....	۵ فصل پنجم
۳۸.....	۵-۱ مقدمه
۳۸.....	۵-۲ شبیه‌سازی حالت موتور ماشین سنکرون
۳۹.....	۵-۲-۱ موتور سنکرون
۴۱.....	۵-۲-۱-۱ سیستم تحریک
۴۲.....	۵-۲-۱-۲ روتور و بار مکانیکی
۴۳.....	۵-۲-۱-۳ منبع تغذیه
۴۶.....	۶ فصل ششم
۴۷.....	۶-۱ مقدمه
۴۷.....	۶-۲ اینورترها
۴۸.....	۶-۲-۱ دسته‌بندی اینورترها به لحاظ عملکرد
۴۸.....	۶-۲-۲ کاربرد اینورترها در صنعت
۴۹.....	۶-۲-۳ روش‌های کلیدزنی در اینورترها
۵۱.....	۶-۲-۴ اینورترهای منبع ولتاژ تکفاز
۵۱.....	۶-۲-۴-۱ اینورتر تکفاز نیم‌پل

۵۳	۲-۴-۲-۶ اینورتر تکفاز تمام پیل
۵۵	۵-۲-۶ اینورتر منبع ولتاژ سه فاز
۵۶	۱-۵-۲-۶ حالت های مختلف کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ
۵۸	۳-۶ سیکلوکانورترها
۵۹	۱-۳-۶ انواع سیکلوکانورتر به لحاظ تکنیک کنترل
۵۹	۲-۳-۶ سیکلوکانورترهای تکفاز به تکفاز
۶۲	۳-۳-۶ سیکلوکانورتر سه فاز به تکفاز
۶۴	۴-۳-۶ سیکلوکانورتر سه فاز به سه فاز
۶۵	۵-۳-۶ مزایا و معایب
۶۷	۴-۶ مقایسه اینورترها و سیکلوکانورترها
۷۰	۷ فصل هفتم
۷۱	۱-۷ مقدمه
۷۱	۲-۷ ارزیابی عملکرد موتور در فرکانس ۱ هرتز
۷۲	۱-۲-۷ بررسی عملکرد موتور در حالت گذرا
۷۴	۲-۲-۷ ارزیابی عملکرد دائمی موتور
۷۷	۱-۲-۲-۷ ارزیابی مقدار تحریک در عملکرد موتور
۸۰	۲-۲-۲-۷ عملکرد موتور در فرکانس های مختلف تغذیه
۸۴	۳-۷ ارزیابی عملکرد موتور در تحریک اتصال کوتاه
۹۰	۸ فصل هشتم
۹۱	۱-۸ نتایج
۹۱	۲-۸ پیشنهادات

فهرست اشکال

- شکل (۱-۲): نمای دوبعدی از یک TG [3] ۷
- شکل (۲-۲): نمای ساده از دو چرخ دنده [5] ۷
- شکل (۱-۳): مدارهای استاتور و روتور ماشین سنکرون ۱۶
- شکل (۲-۳): مدار معادل محور طولی ماشین سنکرون بر اساس تئوری پارک ۲۲
- شکل (۳-۳): مدار معادل محور عرضی ماشین سنکرون بر اساس تئوری پارک ۲۲
- شکل (۴-۳): مدار معادل محور صفر ماشین سنکرون بر اساس تئوری پارک ۲۲
- شکل (۱-۴): ساختار روتور و استاتور ژنراتور الین نیروگاه مشهد ۲۵
- شکل (۲-۴): (a) - مش بندی و (b) - توزیع شار ماشین در جریان نامی ۲۶
- شکل (۳-۴): دو محور مختصات ممکن برای رسم مدل در محیط دوبعدی [23] ۲۷
- شکل (۴-۴): منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE برای L_{fa} ۳۳
- شکل (۵-۴): منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE برای L_{aa} ۳۴
- شکل (۶-۴): منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE برای L_{ab} ۳۵
- شکل (۱-۵): بلوک دیاگرام سیستم قدرت شامل موتور سنکرون ۳۹
- شکل (۲-۵): شبیه سازی ژنراتور سنکرون ۴۱
- شکل (۳-۵): مدار سیم پیچ تحریک ۴۱
- شکل (۴-۵): شبیه سازی مدار تحریک ۴۲
- شکل (۵-۵): شبیه سازی روتور و بار مکانیکی ۴۳
- شکل (۶-۵): شبیه سازی منبع تغذیه موتور سنکرون ۴۴
- شکل (۷-۵): شبیه سازی ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد در محیط MS ۴۴

- شکل (۱-۶): مدار اینورتر تکفاز نیم‌پل [29] ۵۱
- شکل (۲-۶): شکل موج ولتاژ خروجی در اینورتر تکفاز نیم‌پل ۵۲
- شکل (۳-۶): شبیه‌سازی اینورتر تکفاز نیم‌پل به همراه پالس دهی مناسب ۵۳
- شکل (۴-۶): مدار اینورتر تکفاز تمام‌پل [29] ۵۳
- شکل (۵-۶): شکل موج ولتاژ خروجی برای اینورتر تکفاز تمام‌پل ۵۴
- شکل (۶-۶): شبیه‌سازی اینورتر تکفاز نیم‌پل به همراه پالس دهی مناسب ۵۵
- شکل (۷-۶): مدار اینورتر سه‌فاز تغذیه شده با منبع ولتاژ [29] ۵۵
- شکل (۸-۶): توپولوژی‌های ۸ گانه حالت‌های مجاز کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز ۵۶
- شکل (۹-۶): شبیه‌سازی اینورتر سه‌فاز به همراه پالس دهی مناسب ۵۷
- شکل (۱۰-۶): ساختار سیکلوکانورتر تکفاز [32] ۶۰
- شکل (۱۱-۶): ولتاژ دو سر بار مقاومتی در یک سیکلوکانورتر تکفاز [32] ۶۱
- شکل (۱۲-۶): سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز نیم‌پل [32] ۶۳
- شکل (۱۳-۶): سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز تمام‌پل [32] ۶۳
- شکل (۱۴-۶): سیکلوکانورتر سه‌فاز به سه‌فاز نیم‌پل [28] ۶۵
- شکل (۱۵-۶): سیکلوکانورتر سه‌فاز به سه‌فاز تمام‌پل [28] ۶۵
- شکل (۱-۷): سرعت موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه ۷۳
- شکل (۲-۷): جریان تحریک موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه ۷۳
- شکل (۳-۷): جریان آرمیچر موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه ۷۳
- شکل (۴-۷): توان اکتیو ورودی موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه ۷۳
- شکل (۵-۷): توان راکتیو ورودی موتور در دو سطح ولتاژ تغذیه مختلف ۷۴
- شکل (۶-۷): دیاگرام V شکل موتور در بی‌باری و در فرکانس ۱ هرتز ۷۶

- شکل (۷-۷): a- دیاگرام توان اکتیو ورودی b- دیاگرام توان راکتیو موتور در بی‌باری، تحریک نامی و فرکانس ۱ هرتز ۷۷
- شکل (۸-۷): دیاگرام ۷ شکل موتور در فرکانس ۱ هرتز و سطوح مختلف تحریک ۷۸
- شکل (۹-۷): a- دیاگرام توان اکتیو موتور b- دیاگرام توان راکتیو موتور در فرکانس ۱ هرتز و سطوح مختلف تحریک ۷۹
- شکل (۱۰-۷): دیاگرام ۷ شکل موتور در تحریک نامی و فرکانس‌های مختلف تغذیه ۸۱
- شکل (۱۱-۷): دیاگرام a- توان اکتیو ورودی موتور b- توان راکتیو ورودی موتور در تحریک نامی و فرکانس‌های مختلف تغذیه ۸۱
- شکل (۱۲-۷): کاهش ولتاژ تغذیه هر فاز موتور از مقدار $120/76$ ولت خط در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک ۱۸۰ آمپر ۸۲
- شکل (۱۳-۷): سرعت موتور در حین کاهش ولتاژ تغذیه در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک ۱۸۰ آمپر ۸۲
- شکل (۱۴-۷): جریان موثر هر فاز موتور در حین کاهش ولتاژ تغذیه در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک ۱۸۰ آمپر ۸۲
- شکل (۱۵-۷): (a) جریان موثر هر فاز آرمیچر (b) سرعت موتور در تحریک اتصال کوتاه شده ۸۵
- شکل (۱۶-۷): (a) توان اکتیو موتور در تحریک اتصال کوتاه شده (b) توان راکتیو موتور در تحریک اتصال کوتاه شده ۸۶
- شکل (۱۷-۷): ضریب توان موتور در تحریک اتصال کوتاه شده ۸۶
- شکل (۱۸-۷): نحوه اتصال بانک خازنی به موتور در تحریک اتصال کوتاه شده ۸۶
- شکل (۱۹-۷): جریان موتور قبل و بعد از بانک خازنی مورد استفاده در تحریک اتصال کوتاه شده ۸۷
- شکل (۲۰-۷): توان اکتیو، راکتیو و ضریب توان موتور در حضور بانک خازنی ۸۸

فهرست جداول

- جدول (۱-۲): مشخصات نامی درج شده در پلاک ژنراتور واحد الین [7] ۱۰
- جدول (۲-۲): مشخصات ابعادی هسته استاتور [7] ۱۰
- جدول (۳-۲): مشخصات ابعادی روتور [7] ۱۱

- جدول (۱-۴): مواد بکار برده شده در مدل دوبعدی ماشین ۲۸
- جدول (۲-۴): نتایج بدست آمده از مدل FE با تحریک سیم‌پیچی روتور ۳۱
- جدول (۳-۴): پارامترهای منحنی اندوکتانس L_{fa} ۳۳
- جدول (۴-۴): پارامترهای منحنی اندوکتانس L_{aa} ۳۵
- جدول (۵-۴): پارامترهای منحنی اندوکتانس L_{ab} ۳۵
- جدول (۱-۶): حالت‌های مختلف کلیدزنی اینورتر تکفاز تمام‌پل ۵۴
- جدول (۲-۶): حالت‌های مختلف کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز ۵۷

فهرست علائم و نشانه‌ها

گشتاور الکترومغناطیسی	T_e
توان اکتیو ورودی	P
توان راکتیو ورودی	Q
جریان آرمیچر	I
جریان سیم‌پیچ تحریک	i_f
ولتاژ سیم‌پیچ تحریک	V_f
اندوکتانس خودی فاز a	L_{aa}
اندوکتانس متقابل فاز a و b	L_{ab}
اندوکتانس متقابل فاز a و سیم‌پیچ تحریک	L_{af}
اندوکتانس خودی سیم‌پیچ تحریک	L_{ff}
شار پیوندی فاز a استاتور	ψ_a
شار پیوندی فاز b استاتور	ψ_b
شار پیوندی فاز c استاتور	ψ_c
شار پیوندی سیم‌پیچ تحریک	ψ_f
لختی موتور	J
سرعت زاویه‌ای روتور	ω
مقاومت فاز a استاتور	R_a
مقاومت فاز b استاتور	R_b
مقاومت فاز c استاتور	R_c
مقاومت سیم‌پیچ تحریک	R_f

۱ فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه:

ژنراتورهای سنکرون منبع اصلی تامین انرژی الکتریکی در سیستم‌های قدرت به شمار می‌آیند. مسئله پایداری سیستم‌های قدرت به عنوان یکی از شاخص‌های بهره‌برداری امن، به طور عمده وابسته به حفظ حالت همگامی بین ماشین‌های به هم پیوسته سیستم می‌باشد. این پایداری به عملکرد سیستم قدرت در برابر اغتشاشاتی مانند اتصال کوتاه، تغییرات لحظه‌ای بار، قطع خطوط انتقال، تغییرات شدید تولید و... بستگی دارد. از این رو درک مشخصه‌ها و مدلسازی دقیق رفتار ژنراتورهای سنکرون اهمیت قابل توجهی در مطالعه سیستم‌های قدرت دارد.

بروز اغتشاشات در سیستم قدرت عموماً اجتناب‌ناپذیر است. بنابراین بهبود پایداری دینامیکی سیستم جهت کاهش خروج‌های ناخواسته، افزایش قابلیت اطمینان سیستم و بهره‌برداری بهینه از ظرفیت‌های موجود شبکه از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. حالات مختلف بهره‌برداری از سیستم‌های قدرت به هم پیوسته تحت تأثیر پدیده‌های برنامه‌ریزی شده‌ای همانند توزیع اقتصادی بار، تغییر توپولوژی سیستم، تعمیرات نگهداری و... و نیز پدیده‌های ناخواسته‌ای همانند صاعقه، قطع و وصل بارها، قطع خطوط انتقال، خروج واحدهای تولیدی و... دائماً در حال تغییر می‌باشد. این تغییر دائمی در حالت سیستم قدرت سبب بروز حالات گذرا و دینامیک در خطوط انتقال، ترانسفورماتورها و ژنراتورها می‌گردد. در نتیجه برای تعیین حاشیه بهره‌برداری پایدار و امن، همچنین میزان قابلیت اطمینان سیستم، لازم است دینامیک سیستم قدرت مدل شود. به منظور مطالعه دینامیک سیستم‌های قدرت، مدلسازی مناسب تمامی اجزای آن لازم است. یکی از مهم‌ترین این اجزاء، ژنراتورهای سنکرون می‌باشند که از محدوده عملکرد دینامیکی وسیعی برخوردار بوده و لازم است در بررسی‌های دینامیکی از دقیق‌ترین مدل‌های آن استفاده شود.

تاکنون روش‌های مختلفی جهت مدلسازی و تعیین پارامترهای ژنراتور سنکرون مورد استفاده قرار گرفته است که به تدریج با پیشرفت علم و تکنولوژی کامل‌تر شده و توانسته‌اند با دقت بالاتری رفتار ژنراتور سنکرون را مدلسازی نمایند. اساس روش‌های مطالعه رفتار ژنراتورهای سنکرون در اواخر قرن نوزدهم میلادی ریشه دارد. مفاهیم کلیدی تبدیل متغیرهای استاتور به قالب مرجع استاتور با سرعت سنکرون، توسط بلوندل^۱ و پارک^۲ مطرح شدند که تا امروز نیز اساس مطالعات ماشین‌های سنکرون می‌باشند. برخی از این مفاهیم مطرح شده، از آن زمان تا سه دهه اخیر دست نخورده باقی مانده بودند. اگرچه گسترش مدل‌های ارائه شده برای ماشین‌های سنکرون و استفاده از مدل‌های پیچیده‌تر از نظر تئوری ممکن بوده است، اما به دلیل وجود برخی از محدودیت‌ها همانند محدودیت ظرفیت محاسباتی کامپیوترها، عملاً گسترش مدل ژنراتورهای سنکرون محقق نشده است. با ظهور کامپیوترهای دیجیتال، در این زمینه نیز تحولی اساسی شکل گرفت و مطالعات مبسوط‌تری جهت مدلسازی و تعیین پارامترهای ژنراتور سنکرون صورت پذیرفت.

در این پایان‌نامه سعی بر آن است تا به بررسی عملکرد صحیح ژنراتور سنکرون پرداخته شود. هر نیروگاه از چند ژنراتور سنکرون بنام واحدهای نیروگاهی تشکیل شده است. همه این واحدها از اجزای مختلفی تشکیل شده‌اند که وظیفه برخی از آنها در راستای تولید انرژی الکتریکی و وظیفه برخی دیگر در راستای حفاظت از ژنراتور سنکرون که به مراتب مهم‌تر است، می‌باشد. یکی از عناصر حفاظتی ژنراتور سنکرون TG^۳ نام دارد که وظیفه چرخاندن واحد با دور بسیار آرام را به منظور جلوگیری از خم شدن شفت ژنراتور عهده‌دار می‌باشد. موتور مربوط به سیستم TG عموماً از نوع القایی سه‌فاز بوده و وظیفه چرخاندن واحد را در زمان خروج از شبکه به منظور خنک‌سازی آهسته شفت بر عهده دارد. اکنون

¹ Blondel

² Park

³ Turning Gear

شرایطی را در نظر بگیرید که بدلیل عدم عملکرد درست عناصر دیگر حفاظتی، ژنراتور دور گرفته و آنقدر سرعتش بالا برود که شفت بسیار داغ شده و بشکند. این حادثه برای ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد رخ داده و منجر به آسیب رسیدن به TG شده است. شدت آسیب تا حدی بوده است که واحد برای چندین سال عملاً بلا استفاده قرار گرفت. در سال‌های اخیر مدیریت نیروگاه تصمیم به بازسازی قسمت‌های آسیب دیده واحد گرفته است. در نتیجه علاوه بر بازسازی روتور و استاتور آسیب دیده، باید فکری هم برای TG آن کرد. مدیریت نیروگاه پیشنهاد کرده است تا بجای استفاده از یک موتور دیگر بعنوان جایگزین، از یک درایو استفاده شود. بعبارت دیگر پیشنهاد می‌شود تا ژنراتور در مود موتوری و با استفاده از یک درایو نسبتاً ساده با سرعت آهسته به گردش درآید. باید این نکته را متذکر شد که برخی از واحدهای جدیدتر از یک درایو برای چرخاندن شفت واحد با سرعت آهسته استفاده می‌کنند. اما این کاربرد در هیچ مجله یا سند مکتوبی ذکر نشده است. پس چیزی از ارزش این پایان‌نامه کسر نخواهد شد.

در این پایان‌نامه سخن از جایگزینی TG با یک درایو ساده است. بدلیل نبود امکانات آزمایشگاهی، مجبور به شبیه‌سازی ماشین و عملکرد آن در محیط¹ MS هستیم. بدین منظور در فصل چهارم به مدلسازی ماشین در محیط اجزاء محدود² AM پرداخته و کلیه پارامترهای لازم جهت شبیه‌سازی آن در محیط MS بدست می‌آیند. سپس در فصل پنجم به شبیه‌سازی ژنراتور سنکرون در محیط MS پرداخته می‌شود. در فصل ششم مروری اجمالی بر مبدل‌های توان و چگونگی عملکرد آنها شده است. و در نهایت در فصل هفتم که بگونه‌ای هدف اصلی از این پایان‌نامه نیز هست، عملکرد ماشین در فرکانس‌های پایین و در تغذیه با ولتاژ سینوسی سه‌فاز متعادل مورد بررسی قرار می‌گیرد.

¹ Matlab Simulink

² Ansoft Maxwell

۲ فصل دوم

ارزیابی عملکرد TG و گردآوری ابعاد ژنراتور

واحد الین نیروگاه مشهد

۱-۲ مقدمه

تمام واحدهای نیروگاهی چه کوچک و چه بزرگ دارای موتوری به نام TG¹ هستند که یکی از وظایف آن چرخاندن واحد با سرعت آهسته به مدت مشخص در مواقعی که واحد برای تعمیرات و نگهداری از مدار خارج می‌شود، است. مدت زمان عملکرد TG از ۱۲ ساعت برای واحدهای کوچک‌تر شروع شده و تا ۳۶ ساعت برای واحدهای بزرگ‌تر ادامه دارد. وقتی واحد به شبکه وصل است، شفت آن بدلیل سرعت بالایی که دارد بسیار داغ بوده و اگر واحد از مدار خارج و شفت آن در حال سکون خنک شود، بدلیل وزن بالایی که دارد خم شده و آسیب جبران ناپذیری به آن واحد وارد می‌شود. در چنین مواقعی TG به کمک واحد آمده و با چرخاندن آن با سرعت آهسته تا مدتی که دمای شفت به زیر دمای مشخصی برسد، روتور را در حالت تعادل نگه می‌دارد [1, 2].

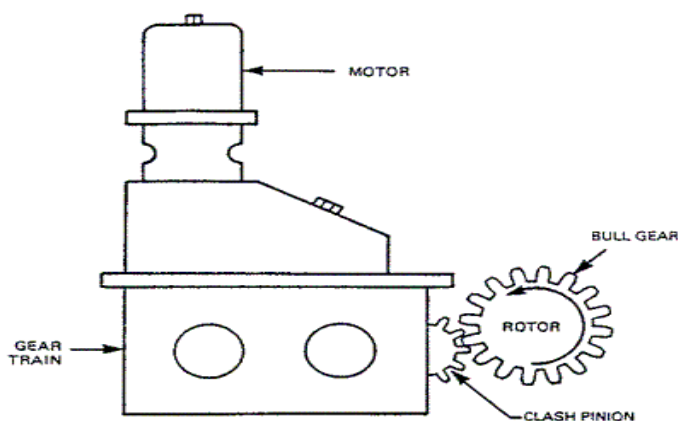
تقریباً در تمام نیروگاه‌های کوچک و قدیمی، بدلیل قدیمی بودن واحدها، لازم است تا در بازه‌های زمانی کوتاه، واحد برای تعمیرات و نگهداری از شبکه توزیع خارج شود. در نتیجه در این نوع واحدها TG بیشتر درگیر است. حال واحدی را در نظر بگیرید که بنا به دلایلی TG آن خراب شده و نتوان آنرا تعمیر و یا بدلیل اقتصادی تعویض کرد. در نتیجه می‌توان گفت که عملاً از واحد نمی‌توان استفاده کرد. پس باید ابتکاری به خرج داده و به طریقی دیگر واحد را با سرعت آهسته به گردش در آورد.

در این فصل ابتدا به شرح مختصری از وظایف TG پرداخته می‌شود. سپس برخی از ابعاد ژنراتور جهت مدلسازی در نرم‌افزار اجزاء محدود آورده شده‌اند.

۲-۲ وظایف مهم TG

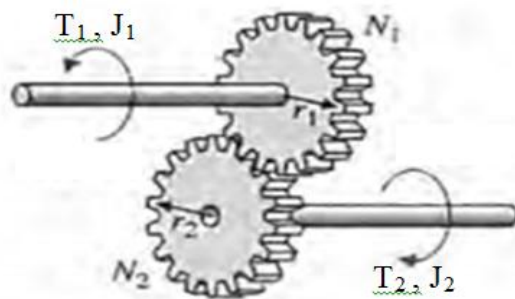
شکل (۱-۲) شمایی از یک TG به همراه موتور مربوطه را نشان می‌دهد.

¹ Turning Gear



شکل (۱-۲): نمای دوبعدی از یک TG [3]

همانطور که در شکل (۱-۲) هم دیده می‌شود، TG از یک موتور الکتریکی به همراه یک چرخ دنده بزرگ تشکیل شده است که گشتاور تولید شده توسط موتور از طریق این چرخ دنده به شفت توربین انتقال می‌یابد. موتور مورد استفاده در این سیستم معمولاً از نوع القایی سه‌فاز است [4]. شکل (۲-۲) نمایی ساده از دو چرخ دنده را نشان می‌دهد.



شکل (۲-۲): نمای ساده از دو چرخ دنده [5]

انتقال گشتاور بین این دو چرخ دنده از طریق روابط (۱-۲) و (۲-۲) بدست می‌آید:

$$T_1 = J_1 \frac{d\omega_1}{dt} + B_1 \omega_1 \quad (1-2)$$

$$T_2 = \frac{N_2}{N_1} T_1 = \frac{N_2}{N_1} (J_1 \frac{d\omega_1}{dt} + B_1 \omega_1) = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 (J_1 \frac{d\omega_2}{dt} + B_1 \omega_2) \quad (2-2)$$

دو وظیفه مهم TG یکی در زمان شروع به کار توربین و دیگری در زمان خاموش شدن توربین است. استفاده از TG در زمان شروع به کار توربین دو هدف را به دنبال دارد:

۱- صاف کردن انحراف شفت قبل از شروع به کار توربین.

هر نوع تلاشی برای شروع به کار توربین با یک شفت بیش از اندازه خم شده منجر به شکست می‌شود. زیرا نوسانات بالا بزودی یا بعداً منجر به تریپ خوردن توربین خواهند شد. همچنین ژنراتور بدلیل نوسان و اصطکاک بالا در معرض افزایش آسیب‌پذیری قرار می‌گیرد.

۲- گرم کردن تمام روتور به یک میزان.

اگر روتور بصورت ساکن گرم شود، بعلت لایه‌بندی هوای درون ماشین، خم شدن روتور گسترش پیدا خواهد کرد. این باعث خواهد شد تا عمل شروع به کار توربین با شکست مواجه شود.

برای دستیابی به دو هدف ذکر شده در بالا، ابتدا TG شفت واحد را به اندازه کافی می‌چرخاند و وقتی که توربین شروع به دور گرفتن می‌کند، TG به طور خودکار برداشته می‌شود. به هر حال موتور TG به گردش خودش ادامه می‌دهد تا سرعت توربین به یک محدوده مشخص برسد که در آن صورت موتور TG به طور اتوماتیک خاموش می‌شود. این کار یک اقدام احتیاطی به حساب می‌آید که اگر عمل سرعت گرفتن توربین موفقیت آمیز نباشد، TG برای خاموش شدن توربین در دسترس باشد [6].

استفاده از TG در زمان خاموش شدن توربین تنها یک هدف را به دنبال دارد و آن چیزی جز جلوگیری از خم شدن بیش از حد روتور توربین نیست. در طی فرایند کم شدن سرعت توربین، موتور TG باید بطور اتوماتیک روشن شود. در هنگام خاموش شدن توربین، TG در سرعتی از توربین به توربین وصل می‌شود که در همان سرعت در هنگام شروع به کار توربین از توربین جدا می‌شد. TG تا زمانی که دمای شفت به یک محدوده مشخص برسد، توربین را به گردش در می‌آورد و سپس جدا می‌شود [6].

پس از شناخت مختصری از عملکرد TG و وظایف آن، برای مدلسازی عملکرد ژنراتور در مورد موتوری نیاز به شبیه‌سازی آن در محیط MS داریم. برای نیل به این هدف ابتدا باید ابعاد ماشین مورد مطالعه، گردآوری شده و سپس در نرم‌افزار اجزاء محدود ماکسول مدل شود.

۲-۳ گردآوری کلیه ابعاد و مشخصات نامی ماشین

۲-۳-۱ مشخصات نامی پلاک ماشین

ژنراتور مورد مطالعه یکی از دو واحد الین نیروگاه مشهد است. این واحد بخار در سال ۱۹۶۷ میلادی از شرکت توربو ژنراتورسازی الین واقع در کشور اتریش خریداری شده و سپس در نیروگاه مشهد نصب و راه‌اندازی شد. این واحد حدود ۱۰ سال در شبکه سراسری برق ایران مورد بهره‌برداری قرار گرفت و پس از آن به دلیل اقدامات پایین حفاظتی، شفت ژنراتور آنقدر دور گرفت تا از سرعت مجاز خود تجاوز کرد. در نتیجه شفت ژنراتور شکسته و آسیب جدی به خود واحد و محیط اطراف وارد آورد. این واحد تا سال‌های اخیر بلا استفاده بود تا اینکه مدیریت نیروگاه به فکر بازسازی بخش‌های آسیب دیده آن افتاد. از جمله بخش‌های آسیب دیده عبارتند از روتور، بخش‌هایی از استاتور و TG.

برای شبیه‌سازی این ژنراتور و بررسی رفتار آن در محیط MS^۱ در ابتدا ماشین باید در محیط نرم‌افزاری اجزای محدود مدل شود. برای مدلسازی این ماشین در محیط نرم‌افزاری اجزاء محدود، نیاز به تمامی ابعاد ماشین از جمله مشخصات نامی مندرج بر روی پلاک آن داریم. مشخصات نامی مندرج بر روی پلاک این ژنراتور در جدول (۲-۱) آورده شده است.

^۱ Matlab Simulink

فصل دوم: ارزیابی عملکرد TG و گردآوری ابعاد ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد

جدول (۱-۲): مشخصات نامی درج شده در پلاک ژنراتور واحد الین [7]

واحد	مقدار	کمیت
مگا ولت آمپر	۱۵/۷	توان ظاهری خروجی
ولت	۶۳۰۰	ولتاژ خروجی
آمپر	۱۴۴۰	جریان خروجی
هرتز	۵۰	فرکانس
-	۰/۹	ضریب توان
ولت	۱۶۰	ولتاژ تحریک
آمپر	۳۶۳	جریان تحریک
دور در دقیقه	۳۰۰۰	سرعت
دور در دقیقه	۳۶۰۰	سرعت گریز از مرکز

۲-۳-۲ مشخصات استاتور

مشخصات استاتور ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد در جدول (۲-۲) آورده شده است. اطلاعات مربوط به سیم‌بندی ماشین که مهم‌ترین و دشوارترین کار در مرحله طراحی ماشین است، در دسترس نبوده و ما را مجبور به طراحی آن می‌کند.

جدول (۲-۲): مشخصات ابعادی هسته استاتور [7]

واحد	مقدار	کمیت
سانتی‌متر	۷۶	قطر داخلی هسته استاتور
سانتی‌متر	۱۵۰	قطر خارجی هسته استاتور
سانتی‌متر	۱۷۷/۵	طول هسته استاتور
سانتی‌متر	۱۱	عمق هر شیار
سانتی‌متر	۲/۲	پهنای هر شیار
-	۲	تعداد قطب
-	۴۸	تعداد شیار
-	ستاره	نوع اتصال

۳-۳-۲ مشخصات روتور

روتور این ماشین دارای دو قطب بوده و از نوع قطب صاف است. تمامی ابعاد مکانیکی این روتور در جدول (۳-۲) داده شده است. طول روتور هم‌اندازه با طول استاتور در نظر گرفته می‌شود. از طرفی اطلاعات مربوط به سیم‌بندی این روتور در اختیار نبوده و در نتیجه ما را مجبور به طراحی سیم‌بندی روتور خواهد کرد.

جدول (۳-۲): مشخصات ابعادی روتور [7]

واحد	مقدار	کمیت
سانتی‌متر	۷۰/۸	قطر روتور
سانتی‌متر	۱۷۷/۵	طول روتور
سانتی‌متر	۱۶/۴	عمق شیار
سانتی‌متر	۳/۰۶	پهنای دهنه ی شیار
سانتی‌متر	۱/۲	پهنای ته شیار
-	۲	تعداد قطب
-	۲۰	تعداد شیار

بد نیست که بدانید سیستم تحریک این ژنراتور از نوع ژنراتور جریان مستقیم است. در این نوع از سیستم‌های تحریک، از ژنراتورهای جریان مستقیم به عنوان منبع توان تحریک استفاده می‌کنند که از طریق جاروبک‌ها، جریان مورد نیاز تحریک را فراهم می‌کنند. تحریک کننده ممکن است بوسیله موتور و یا محور ژنراتور چرخانده شود و یا اینکه از نوع خود تحریک یا تحریک مستقل باشد. در حالت تحریک مستقل، تحریک آن از طریق یک تحریک کمکی تأمین می‌شود. البته این نوع از سیستم‌ها قدیمی هستند و جای خود را به سیستم‌های جریان متناوب و استاتیکی داده‌اند.

پس از گردآوری تمام اطلاعات موجود، هر نوع اطلاعات مورد نیاز در طراحی که موجود نیست، باید طراحی شود. از جمله اطلاعات مهم در طراحی ماشین، اطلاعات مربوط به سیم‌پیچی‌های استاتور و

تحریک ماشین می‌باشد. پس از طراحی درست سیم‌بندی ماشین که دشوارترین کار در مرحله طراحی ماشین محسوب می‌شود، نوبت به ترسیم ماشین در نرم‌افزار اجزاء محدود رسیده است. قبل از آن باید بدانیم که چه اطلاعاتی برای مدلسازی ماشین در نرم‌افزار MS نیاز است. در نتیجه فصل بعد به تعیین مدار معادل ماشین سنکرون اختصاص یافته است.

۳ فصل سوم

مدار معادل ماشین سنکرون

۱-۳ مقدمه

شبیه‌سازی رفتار ژنراتورهای سنکرون برای انجام مطالعات گوناگون دینامیکی در سیستم‌های قدرت، مستلزم انتخاب یک مدل مناسب جهت مدلسازی ماشین می‌باشد. مدل ارائه شده برای هر سیستم شامل یک ساختار و تعدادی پارامتر است که جهت پیشگویی رفتار آن سیستم در حالت‌های مورد نظر بکار گرفته می‌شود. مدل مورد استفاده برای یک سیستم باید به سادگی قابل فهم بوده، بکارگیری آن آسان باشد و در عین حال بتواند رفتار سیستم را با دقت و صحت قابل قبولی برای یک محدوده مشخص پیشگویی نماید. عبارت دیگر رفتار پیش‌بینی شده سیستم بواسطه شبیه‌سازی بر اساس مدل ارائه شده، باید تا حد قابل قبولی به رفتار واقعی سیستم نزدیک باشد. هر چند این دو خاصیت از مدل، یعنی سادگی و واقعی بودن همواره در تضاد با یکدیگر هستند، اما می‌توان جهت رسیدن به پاسخ دلخواه مصالحه‌های منطقی مابین این دو خاصیت برقرار کرد. مدل دو محوری پارک از معمول‌ترین و پذیرفته‌ترین مدل‌های ماشین سنکرون می‌باشد. در این فصل اصول مدلسازی ماشین سنکرون بر اساس تئوری دو محوری پارک به اختصار بیان می‌شود.

۲-۳ ساختار فیزیکی ماشین سنکرون

۱-۲-۳ ساختار روتور و استاتور

ماشین‌های سنکرون سه‌فاز، بزرگترین و متداول‌ترین ماشین‌های الکتریکی‌اند که با سرعت سنکرون می‌چرخند. اگرچه ساخت ماشین‌های سنکرون سه‌فاز پرهزینه است. اما بازده بالای این ماشین‌ها در قدرت‌های زیاد، بزرگ‌ترین مزیت آن‌ها می‌باشد. استاتور ماشین‌های سنکرون معمولاً متشکل از یک هسته موق فرومغناطیس با شیارهایی جهت قرارگیری سیم‌پیچی‌های سه‌فاز گسترده می‌باشد. روتور ماشین نیز می‌تواند بصورت قطب برجسته یا قطب صاف ساخته شود. ماشین‌های قطب برجسته اغلب به

عنوان ژنراتورهای آبی جهت تطبیق سرعت پایین توربین‌های آبی با سرعت سنکرون استفاده می‌شوند. این نوع ژنراتور با تعداد قطب کم در دیزل ژنراتورها نیز کاربرد دارد. قطب‌های روتور این نوع ماشین به صورت جداگانه ساخته شده و سپس بر روی یک استوانه سوار می‌شوند. ساختار روتور گرد یا قطب صاف نیز برای کاربردهای سرعت بالا مناسب است. ماشین‌های سنکرون با روتور گرد با دو یا چهار قطب به عنوان ژنراتورهای واحدهای بخاری جهت تطبیق با سرعت بالای توربین بکار می‌روند. معمولاً در این ماشین‌ها نسبت قطر به طول روتور به منظور محدود کردن تنش‌های مکانیکی ناشی از نیروهای گریز از مرکز کوچک انتخاب می‌شود.

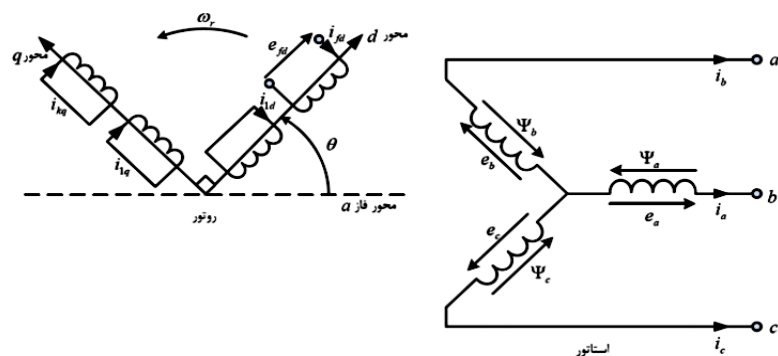
۲-۲-۳ سیم‌بندی ماشین

ماشین سنکرون سه‌فاز معمولاً متشکل از یک سیم‌پیچی سه‌فاز به عنوان آرمیچر و یک سیم‌پیچی تحریک می‌باشد که بنام سیم‌پیچی میدان نیز معروف است. سیم‌پیچی آرمیچر معمولاً در ولتاژی بسیار بالاتر از ولتاژ تحریک کار می‌کند و از این رو نیازمند فضایی بیشتر برای عایق‌بندی مناسب است. همچنین با توجه به اینکه جریان‌های گذرای شدیدی از این سیم‌پیچی‌ها عبور می‌کنند، باید قدرت مکانیکی کافی داشته باشند. بنابراین معمول است که سیم‌پیچی آرمیچر را بر روی استاتور ماشین قرار می‌دهند. از نظر فضایی، سیم‌پیچی‌های سه‌فاز ۱۲۰ درجه با یکدیگر اختلاف مکان دارند و این موضوع سبب می‌شود که با چرخش یکنواخت روتور و به تبع آن چرخش یکنواخت میدان تحریک، در این سیم‌پیچی‌ها ولتاژهایی القا شود که از نظر زمانی ۱۲۰ درجه اختلاف فاز داشته باشند. سیم‌پیچی تحریک یا میدان معمولاً بر روی روتور قرار داده می‌شود. در ماشین‌های قطب برجسته معمولاً میله‌های مسی یا برنجی در زیر سطح قطب-ها جای می‌گیرند. این میله‌ها در دو انتها بوسیله حلقه‌هایی به یکدیگر متصل شده تا یک قفس سنجابی شبیه آنچه در یک موتور القایی وجود دارد، ساخته شود. مجموعه این میله‌ها و حلقه‌ها به عنوان سیم-پیچی میراکننده می‌باشند. روتور ژنراتورهای قطب صاف بصورت استوانه‌ای است که از فولاد یکپارچه

ساخته می‌شود. سیم‌پیچی‌های میدان در این گونه روتورها بصورت یکنواخت در شکاف‌های بدنه روتور توزیع شده‌اند که معمولاً به کمک گوه‌هایی در جای خود محکم می‌شوند. اغلب در چنین ماشین‌هایی سیم‌پیچی میراکننده وجود ندارد. زیرا که روتور یکپارچه فلزی اجازه عبور جریان‌های گردابی را فراهم می‌آورد که تاثیری مشابه جریان‌های سیم‌پیچی‌های میراکننده دارد. برخی از سازندگان تاثیر میرایی بیشتر و قابلیت عبور جریان منفی را با استفاده از گوه‌های فلزی مستقر در شکاف‌های سیم‌پیچی تحریک (که در انتها به یکدیگر متصل شده‌اند) یا با استفاده از میله‌های مسی مستقل در زیر گوه‌های نگهدارنده فراهم می‌آورند.

۳-۳ معادلات ریاضی حاکم بر ماشین سنکرون

مدلسازی و تحلیل ماشین‌های سنکرون همواره یک کار بسیار دشوار بوده و هست. تئوری و چگونگی عملکرد این نوع ماشین‌ها در منابع معتبری از جمله [8-11] آورده شده است [12]. در این قسمت مدل ریاضی ماشین سنکرون بر اساس تئوری دو محوری پارک بصورت خلاصه تشریح می‌شود. شکل (۳-۱) سیم‌پیچی‌های در نظر گرفته شده برای استاتور و روتور ماشین را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۱): مدارهای استاتور و روتور ماشین سنکرون [11]

مدار استاتور شامل یک سیم‌پیچی سه‌فاز است و روتور نیز یک سیم‌پیچی تحریک و یک سیم‌پیچی میراکننده بر روی محور d و دو سیم‌پیچی میراکننده بر روی محور q دارد. تعداد سیم‌پیچی‌های

میراکننده در نظر گرفته شده به عوامل متعددی از جمله نوع ژنراتور، دقت مورد نیاز مدل و... بستگی دارد. مدل نشان داده شده در شکل (۱-۳) بر اساس استاندارد IEEE 1110 می‌باشد [13]. در شکل فوق a ، b و c سیم‌پیچی‌های سه‌فاز استاتور، f_d سیم‌پیچی تحریک، l_d سیم‌پیچی میراکننده محور d ، l_q و $2q$ سیم‌پیچی‌های میراکننده محور q ، ω_r سرعت زاویه‌ای روتور برحسب رادیان بر ثانیه و θ زاویه بین محور مغناطیسی روتور و محور مرجع (محور مغناطیسی فاز a) است. در بدست آوردن معادلات ماشین سنکرون برای ساده‌سازی فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود [12]:

۱- شکاف‌های موجود بر روی سطح داخلی استاتور تاثیر قابل توجهی بر اندوکتانس‌های روتور در حال حرکت ندارند.

۲- پسماند مغناطیسی آهن استاتور و روتور قابل صرف نظر کردن است.

۳- اثرات اشباع مغناطیسی نادیده گرفته شده است.

۴- سیم‌پیچی‌های استاتور بصورت سینوسی در امتداد فاصله هوایی توزیع شده‌اند.

با فرض حالت ژنراتوری، معادلات ولتاژ مربوط به سیم‌بندی‌های استاتور و روتور را می‌توان بصورت روابط (۱-۳) نوشت.

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{d}{dt} \psi_s - R_s I_s \\ V_r &= \frac{d}{dt} \psi_r - R_r I_r \end{aligned} \quad (1-3)$$

که در آن:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_s &= [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \\
 \mathbf{V}_r &= [v_f \quad v_{\lambda d} \quad v_{\lambda q} \quad v_{\lambda q}]^T \\
 \mathbf{I}_s &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \\
 \mathbf{I}_r &= [i_f \quad i_{\lambda d} \quad i_{\lambda q} \quad i_{\lambda q}]^T \\
 \boldsymbol{\Psi}_s &= [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T \\
 \boldsymbol{\Psi}_r &= [\psi_f \quad \psi_{\lambda d} \quad \psi_{\lambda q} \quad \psi_{\lambda q}]^T \\
 \mathbf{R}_s &= \begin{bmatrix} r_a & \cdot & \cdot \\ \cdot & r_b & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_c \end{bmatrix} \\
 \mathbf{R}_r &= \begin{bmatrix} r_f & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & r_{\lambda d} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_{\lambda q} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & r_{\lambda q} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{۲-۳}$$

معادلات شاردهای استاتور و روتور را می‌توان به شکل زیر بیان کرد:

$$\begin{aligned}
 \boldsymbol{\Psi}_s &= \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r \\
 \boldsymbol{\Psi}_r &= \mathbf{L}_{sr}^T \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r
 \end{aligned} \tag{۳-۳}$$

که در آن ماتریس اندوکتانس استاتور و روتور با روابط (۴-۳) بیان می‌شوند.

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2} L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2} L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2} L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \pi) \\ -\frac{1}{2} L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2} L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_0 - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{۴-۳}$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{lf} + L_f & L_{fvd} & \cdot & \cdot \\ L_{vdf} & L_{ld} + L_{vd} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & L_{lvq} + L_{vq} & L_{lvq} \\ \cdot & \cdot & L_{rvq} & L_{rvq} + L_{rq} \end{bmatrix}$$

$$L_{sr} = L_{rs}^T = \begin{bmatrix} L_{sf} \sin \theta_r & L_{svd} \sin \theta_r & L_{svq} \cos \theta_r & L_{svq} \cos \theta_r \\ L_{sf} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{svd} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{svq} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{svq} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sf} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{svd} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{svq} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{svq} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

جزئیات بیشتر در مورد این اندوکتانس‌ها در مرجع [11] آمده است و از تکرار آن خودداری می‌شود. با استفاده از این دسته معادلات می‌توان بطور کامل ماشین سنکرون را بررسی نمود. اما این معادلات دارای عباراتی هستند که با θ_r تغییر می‌کنند. با توجه به اینکه θ_r نیز تابعی از زمان می‌باشد، این موضوع سبب پیچیده‌تر شدن تحلیل ماشین‌های سنکرون می‌شود. می‌توان با تبدیل مناسبی، متغیرهای استاتور را به شکل ساده‌تری درآورد. این تبدیل به نام تبدیل پارک معروف است و جزئیات آن در مرجع [10] آمده است. معادله (۵-۳) رابطه اساسی این تبدیل را نشان می‌دهد.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

در این رابطه S می‌تواند هر یک از متغیرهای ولتاژ، جریان یا شار دور ماشین باشد. عکس تبدیل پارک نیز بصورت رابطه (۶-۳) بیان می‌شود.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

با انتخاب دو محور طولی d و عرضی q که 90° درجه اختلاف فاز دارند، شارهای تولید شده توسط جریان‌ها بر روی یک محور هیچ پیوندی با شارهای محور دیگر نخواهند داشت. بنابراین دو دسته متغیر متعامد بدست خواهند آمد که این موضوع باعث ساده‌سازی بسیاری خواهد شد. زیرا می‌توان مدار معادل ماشین را بصورت دو مدار مستقل از یکدیگر در نظر گرفت. بنابراین با اعمال این تبدیل، معادلات حاکم بر ماشین سنکرون و متغیرهای متناظر بسیار ساده خواهند شد. در واقع این تبدیل را می‌توان به ابزاری برای ارجاع کمیت‌های استاتور به سمت روتور تشبیه کرد. مشابه این تبدیل در ارجاع متغیرهای ثانویه ترانسفورماتور به طرف اولیه آن جهت ساده‌سازی معادلات انجام می‌شود. بدلائیل زیر بررسی معادلات ماشین سنکرون بر حسب متغیرهای $dq0$ به میزان چشمگیری نسبت به کمیت‌های فاز آسان‌تر است:

۱- ماتریس اندوکتانس نهایی دارای مقادیری ثابت است.

۲- در حالت متعادل، کمیت‌های مؤلفه صفر ظاهر نمی‌شوند.

۳- در شرایط بهره‌برداری عادی و حالت ماندگار، تمامی جریان‌ها و شارهای سیم‌پیچی‌های استاتور و روتور دارای مقدار ثابتی خواهند بود.

۴- پارامترهای محورهای d و q را می‌توان از طریق آزمایش در پایانه‌های ماشین بدست آورد.

معادلات نهایی ولتاژ در دستگاه مرجع روتور به شکل روابط (۳-۷) است. جزئیات بدست آمدن این معادلات در مراجع و کتب مختلفی از جمله [11] تشریح شده و در اینجا از تکرار مجدد آن خودداری می‌شود. با داشتن این روابط، رفتار الکتریکی ماشین شبیه‌سازی می‌شود.

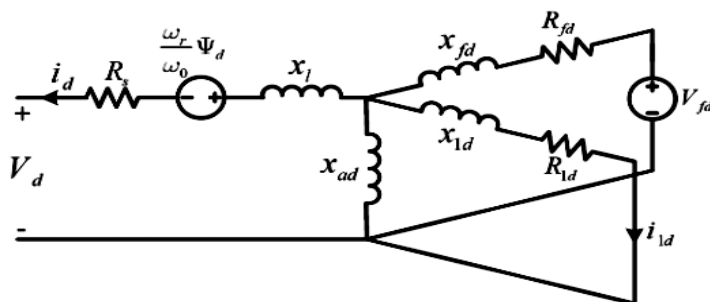
$$\begin{aligned}
 V_d &= \frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \psi_d - \frac{\omega_r}{\omega_0} \psi_q - r_a i_d \\
 V_q &= \frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \psi_q + \frac{\omega_r}{\omega_0} \psi_d - r_a i_q \\
 e_{fd} &= \frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \psi_{fd} - r_{fd} i_{fd} \\
 0 &= \frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \psi_{1d} - r_{1d} i_{1d} \\
 0 &= \frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \psi_{1q} - r_{1q} i_{1q} \\
 0 &= \frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} \psi_{2q} - r_{2q} i_{2q}
 \end{aligned} \tag{۷-۳}$$

همچنین معادلات شار محورهای طولی، عرضی و خنثی مطابق روابط (۸-۳) می‌باشند.

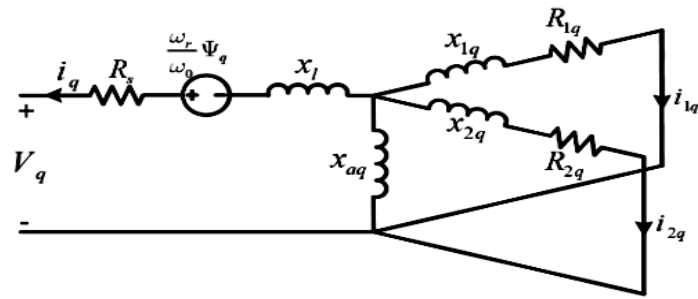
$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_{fd} \\ \psi_{1d} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\omega_0} \begin{bmatrix} X_l + X_{ad} & X_{ad} & X_{ad} \\ X_{ad} & X_{lf} + X_{ad} & X_{ad} \\ X_{ad} & X_{ad} & X_{1ld} + X_{ad} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ i_{fd} \\ i_{1d} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_{1q} \\ \psi_{2q} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\omega_0} \begin{bmatrix} X_l + X_{aq} & X_{aq} & X_{aq} \\ X_{aq} & X_{1lq} + X_{aq} & X_{aq} \\ X_{aq} & X_{aq} & X_{12q} + X_{aq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ i_{fd} \\ i_{1d} \end{bmatrix} \\
 \psi_0 &= -\frac{1}{\omega_0} X_0 i_0
 \end{aligned} \tag{۸-۳}$$

بر اساس روابط ولتاژ و شار ارائه شده، می‌توان مدارهای معادل محورهای طولی و عرضی ماشین

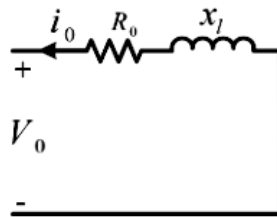
سنکرون را بدست آورد که در شکل‌های (۲-۳) تا (۴-۳) نشان داده شده‌اند.



شکل (۲-۳): مدار معادل محور طولی ماشین سنکرون بر اساس تئوری پارک [11]



شکل (۳-۳): مدار معادل محور عرضی ماشین سنکرون بر اساس تئوری پارک [11]



شکل (۳-۴): مدار معادل محور صفر ماشین سنکرون بر اساس تئوری پارک [11]

مدار معادل بدست آمده برای حالت ژنراتوری بود. حالت موتوری نیز بطور مشابه بدست خواهد

آمد. در فصل بعد به چگونگی بدست آمدن اندوکتانس‌های ماشین سنکرون و پارامترهای مورد نیاز برای

رسم مدار معادل آن پرداخته خواهد شد.

۴ فصل چهارم

طراحی و مدلسازی ماشین سنکرون

در محیط Ansoft Maxwell

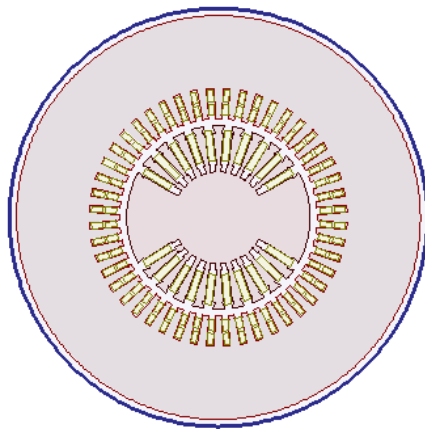
۴-۱ مقدمه

مدلسازی دو محوری ماشین نیازمند تعیین پارامترهای دینامیکی یا پارامترهای مدار معادل است. اما مدلسازی ماشین در فریم اصلی abc به کمک اندوکتانس‌های فضایی سیم‌پیچ‌ها امکان‌پذیر است. این اندوکتانس‌ها می‌توانند با انجام آزمایش واقعی بر روی ماشین بدست آیند که مستلزم صرف زمان و هزینه بوده و خطای آزمایش نیز اجتناب ناپذیر است. از سوی دیگر امروزه استفاده از روش‌های اجزای محدود برای تحلیل انواع سیستم‌های مهندسی و بویژه سیستم‌های الکترومغناطیسی به سرعت در حال گسترش است. مراجع معتبر، مقالات و پایان‌نامه‌های متعددی به بررسی مدلسازی و چگونگی عملکرد ماشین‌ها با استفاده از روش اجزای محدود پرداخته‌اند. از جمله این مراجع که بطور کامل به مدلسازی انواع ماشین‌ها به روش اجزای محدود پرداخته‌اند، می‌توان به مراجع [14-18] اشاره کرد. همچنین روش اجزاء محدود یک روش بسیار قدرتمند در چگونگی بدست آوردن پارامترهای مدار معادل ماشین که در فصل قبل ذکر شد، می‌باشد. نرم افزارهای ویژه‌ای برای تحلیل اجزای محدود انواع سیستم‌ها بوجود آمده که تعدادی از آن‌ها مختص تحلیل ماشین‌های الکتریکی می‌باشند. در این فصل با استفاده از یک نرم‌افزار تخصصی به نام Ansoft Maxwell، مدل بسیار دقیقی از ماشین سنکرون مورد مطالعه، ارائه شده است. مواد بکار رفته سیم‌پیچی‌ها و هسته‌های آهنی با مشخصات الکتریکی و مغناطیسی تقریباً واقعی در مدل لحاظ گردیده است. زیرا رفتار مدل اجزای محدود شدیداً به رفتار غیر خطی این مواد وابسته است. با چرخش روتور در مقادیر کوچک، اندوکتانس‌های وابسته به موقعیت روتور تعیین می‌شوند.

۴-۲ مدلسازی ماشین در محیط Maxwell

ماشین مورد مطالعه یک آلترناتور دو قطبی ۱۵/۷ مگاوات آمپری ساخت شرکت Elin واقع در کشور اتریش است که اکثر جزئیات ساختاری آن توسط سازنده به نیروگاه مشهد ارائه شده و در دسترس می‌باشد. با توجه به این اطلاعات که در فصل دوم داده شد و با تکمیل اطلاعات ماشین مورد نظر با

طراحی درست سیم‌پیچی‌های آن که دشوارترین کار در مرحله طراحی ماشین محسوب می‌شود، مدل دو بعدی ماشین پیاده سازی شده و در شکل (۱-۴) نشان داده شده است. این فصل به چگونگی ایجاد مدل دوبعدی ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد توسط نرم‌افزار اجزاء محدود ماکسول می‌پردازد.



شکل (۱-۴): ساختار روتور و استاتور ژنراتور الین نیروگاه مشهد

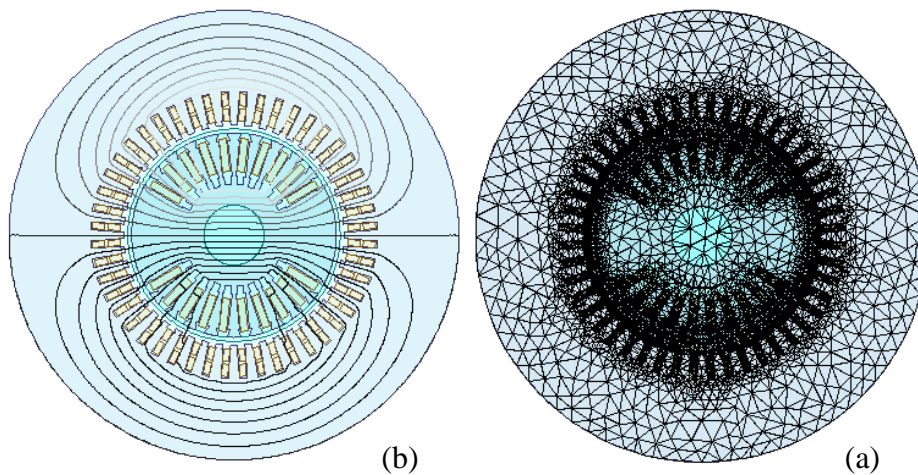
همچنانکه در مرجع [19] نیز ذکر شده است، ترسیم مدل دوبعدی ماشین مورد نظر در محیط اجزاء محدود نیاز به داشتن دانش عمیق تئوری FEM ندارد. همچنین این نرم‌افزار به کاربر اجازه تحلیل مسائلی را می‌دهد که حل آن با دست کار بسیار دشواری است. در نتیجه در اینجا فرض می‌شود که خواننده مقدمه استفاده از نرم‌افزار FEM را که در مراجع [20-22] آورده شده است، می‌داند و فقط علاقمند به ترسیم ماشین در محیط گذرایی است.

۴-۲-۱ پیش‌زمینه

اولین گام در هر مدل‌سازی، انتخاب نوع حل‌کننده می‌باشد. همانطور که پیش‌تر نیز صحبت شد، نوح حل‌کننده گذرایی^۱ انتخاب می‌شود. پس از آن مقطع عرضی ماشین رسم می‌شود. شکل (۱-۴) این مقطع را نشان می‌دهد. سپس مواد، مرزبندی الکترومغناطیسی و منابع تحریک کننده تعریف می‌شوند.

^۱ Transient Solver

همچنین مش بندی ماشین نیز بر طبق شکل (۲-۴) ایجاد می گردد. همچنانکه مشاهده می شود، مقطع عرضی ماشین به تعداد زیادی مثلث با اندازه های مختلف تقسیم می شود. این مثلث ها عناصر محدود می باشند و با یکدیگر مش را تشکیل می دهند. مؤلفه های مغناطیسی معادلات ماکسول در رئوس این مثلث ها حل می شوند. سپس میدان بین این رئوس محاسبه شده و با استفاده از جواب های بدست آمده، اطلاعات متغیر با زمان از جمله جریان ها، ولتاژها، گشتاور، تلفات و غیره بدست می آیند [23].



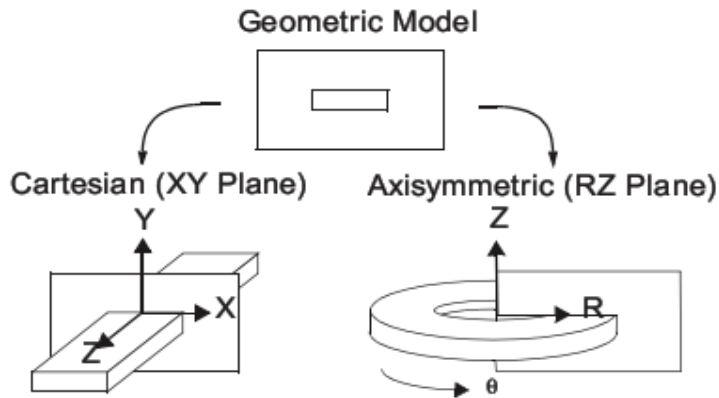
شکل (۲-۴): (a) - مش بندی و (b) - توزیع شار ماشین در جریان نامی

تحلیل اجزای محدود این مدل، مقدار شار مغناطیسی در هر نقطه از ماشین را مشخص خواهد کرد. علاوه بر این مقدار اندوکتانس خودی و متقابل تمام سیم پیچی ها با توجه به شار پیوندی هر سیم پیچی قابل محاسبه است. شکل (۲-۴) چگونگی مش بندی ماشین و نیز توزیع شار آن را در جریان های نامی روتور و استاتور نشان می دهد. روش اجزای محدود در واقع یک روش عددی محسوب می شود و نتایج آن وابسته به چگونگی مش بندی سیستم است. ماشین بگونه ای مش بندی می شود که مش ها در دندانه های استاتور و روتور بسیار کوچک باشند. تنها در این حالت است که جواب های بدست آمده قابل استناد خواهند بود. از طرفی برای بدست آوردن نتایج دقیق از شبیه سازی FEM در یک دوره زمانی معقول و منطقی، استفاده از مش بهینه بسیار سخت می باشد. همچنین داشتن تعداد مش بسیار کم منجر به نتایج

نادرست شبیه‌سازی و همچنین داشتن تعداد زیادی مش باعث هدر رفتن زمان، پول و منابع محاسبه-کننده مثل کامپیوتر خواهد شد. در نتیجه با در نظر گرفتن این نکته که در محیط Transient مش‌بندی اتوماتیک صورت نمی‌گیرد، در نتیجه مش‌بندی درست باید بصورت دستی انجام پذیرد.

۲-۲-۴ رسم ماشین در محیط دوبعدی

مدل می‌تواند در دو سیستم مختصات کارتیزین و یا سیستم استوانه‌ای همچنانکه در شکل (۳-۴) نشان داده شده است، رسم شود [23]. صفحه استوانه‌ای حول محور Z متقارن است. برای مدل‌سازی ماشین، صفحه کارتیزین انتخاب می‌شود. این انتخاب یک انتخاب رایج در مدل‌سازی ماشین‌های دوار است. در هنگام مدل‌سازی ماشین در محیط 2D چند فرض زیر لحاظ شده‌اند:



شکل (۳-۴): دو محور مختصات ممکن برای رسم مدل در محیط دوبعدی [23]

۱- جریان‌ها تنها در مسیر Z جاری می‌شوند.

۲- میدان‌های مغناطیسی با صفحه xy موازی هستند.

۳- طول محوری استاتور و روتور مساوی هستند.

۴- اثرات انتهایی نادیده گرفته می‌شوند.

۴-۲-۳ انتخاب مواد

جدول زیر مواد مختلف تعریف شده در مدل دوبعدی را نشان می‌دهد.

جدول (۴-۱): مواد بکار برده شده در مدل دوبعدی ماشین

Object	Material
بدنه	Steel 1008
استاتور	DW540_50
روتور	DW540_50
شفت	Steel 1008
باند	خلاً
سیم پیچ استاتور	مس
سیم پیچ روتور	مس

فولاد DW540_50 یک فولاد معمولی است که به لیست مواد اضافه شده است. توصیه می‌شود که حداقل ۲۰ نقطه برای منحنی B-H در نرم‌افزار ماکسول وارد شود. این نقاط باید قسمت اشباع را نیز شامل شوند. فولاد DW540_50 تعریف شده دارای هدایت صفر است. زیرا این فولاد عایق کاری شده است و در محور z عایق است. این یک عمل معمول در محیط دوبعدی FEM به حساب می‌آید. زیرا عمقی نداریم (محیط دوبعدی است!). اگر فولاد DW540_50 یک هدایت محدود داشته باشد، جریان‌های گردابی بزرگ در استاتور القاء خواهند شد. بنابراین با این فرض در نظر گرفته شده، جریان‌های گردابی در استاتور نادیده گرفته می‌شوند.

۴-۲-۴ مرزبندی‌ها

همه مرزهای بیرونی طوری تعریف می‌شوند که از نوع مرزبندی نئومن باشند. یک مرز نئومن میدان مغناطیسی را مجبور می‌کند تا مماس با سطوح شکل باشند [24]. مرز خارجی ماشین مدل شده از نوع balloon است. این یعنی اینکه قسمت خارجی ماشین مدل شده بینهایت است و می‌دانیم که در

بینهایت، شار صفر است.

۴-۲-۵ منابع

در محیط حل کننده گذرایی، انواع مختلف منابع موجود است. منابع ولتاژ و جریان با سیم پیچی رشته‌ای و یا حالت جامد و همچنین اتصالات خارجی. مستندسازی این منابع گسترده بوده و باید درست انتخاب شوند [24-26].

۴-۲-۵-۱ منابع رشته‌ای یا جامد

منابع ولتاژ، جریان و منابع خارجی می‌توانند یا رشته‌ای باشند و یا جامد. در یک منبع رشته‌ای چگالی جریان انتخاب می‌شود [24]. بنابراین هیچ اثر پوستی و یا گردابی به حساب نخواهد آمد. این فرض که اثرات گردابی در هادی‌ها نادیده گرفته می‌شود، معمولاً به منظور کاهش زمان شبیه‌سازی انجام می‌شود. در نتیجه همه منابع در این مدل از نوع رشته‌ای انتخاب می‌شوند.

۴-۲-۶ سیم پیچی تحریک

سیم پیچی تحریک با انتخاب هادیهای میدان و تعیین یک منبع ولتاژ رشته‌ای ایده‌آل ایجاد می‌گردد. هادیهای یک سمت شفت دارای پلاریته مثبت و هادیهای سمت دیگر شفت دارای پلاریته منفی خواهند داشت. تعداد کل دورها برابر با ۴۰۰ خواهد بود. زیرا در کل روتور دارای ۲۰ شیار است که در هر شیار ۴۰ هادی قرار دارد. مقاومت ترمینال روتور برابر با ۰/۴۲ اهم در نظر گرفته شده است. با قرار دادن جریان اولیه در حالت دائمی مورد نظر، می‌توان در زمان اجرای برنامه صرفه جویی کرد.

۴-۲-۷ سیم پیچی آرمیچر

سیم بندی آرمیچر دولایه بوده و تعداد دورهای هر فاز برابر با ۱۶ است. بعبارت دیگر تعداد دور استاتور برابر با ۱۶ می‌باشد. تعداد رشته‌های هر دور نیز برابر با ۳۰ انتخاب می‌شود.

۴-۳ محاسبه اندوکتانس‌ها

هدف از توسعه مدل اجزای محدود ماشین، تعیین اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچی‌های روتور و استاتور بر حسب زاویه چرخش روتور است. بدین منظور هر یک از سیم‌پیچی‌ها بصورت جداگانه با جریان نامی آن تحریک شده در حالیکه جریان سایر سیم‌پیچی‌ها برابر با صفر است. بنابراین اندوکتانس‌های خودی و متقابل سیم‌پیچی‌ها، از تقسیم شار پیوندی آن‌ها بر جریان بدست می‌آید. با چرخش کامل روتور به اندازه ۳۶۰ درجه در اندازه‌های کوچک ۵ درجه و تعیین اندوکتانس‌های خودی و متقابل در هر مرحله، ۷۲ نقطه از منحنی اندوکتانس بر حسب زاویه روتور بدست می‌آید. معادله کامل اندوکتانس‌های فضایی و هارمونیک‌های موثر آن، از برازش منحنی بر نقاط بدست آمده از مدل اجزای محدود تعیین می‌شود.

۴-۳-۱ تحریک سیم‌پیچی روتور

در این مرحله جریان سیم‌پیچی‌های استاتور صفر شده و سیم‌پیچ روتور با جریان مستقیم ۳۶۳ آمپر تحریک می‌شود. با تعیین شار پیوندی سیم‌پیچی روتور و فاز a استاتور و تقسیم آن‌ها بر جریان روتور می‌توان اندوکتانس خودی روتور و اندوکتانس متقابل روتور و فاز a استاتور را بدست آورد. با چرخش روتور به اندازه ۵ درجه، این اندازه‌گیری تکرار شده و اندوکتانس‌های مذکور مجدداً بدست می‌آیند. بدیهی است که چرخش روتور باعث تغییر توزیع شار درون ماشین و تغییر اندوکتانس متقابل روتور و استاتور خواهد شد. نهایتاً پس از ۳۶۰ درجه چرخش روتور، نتایج نشان داده شده در جدول (۴-۲) بدست خواهند آمد.

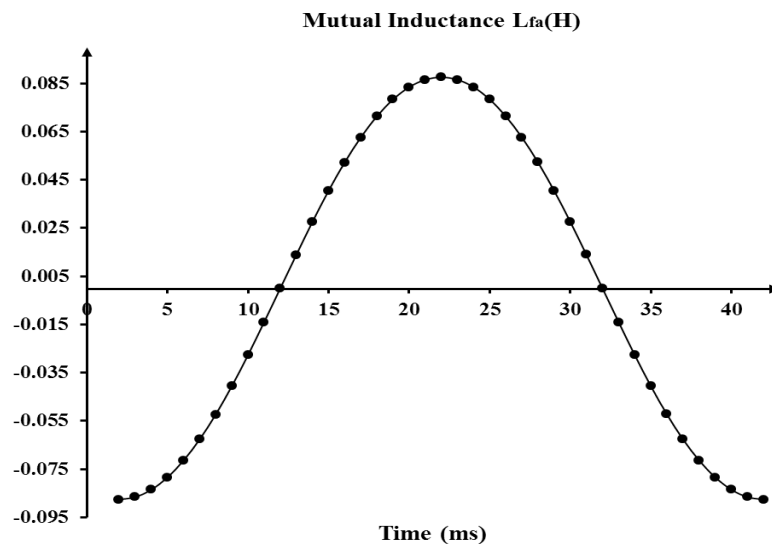
جدول (۴-۲): نتایج بدست آمده از مدل FE با تحریک سیم پیچی روتور

Time [ms]	Flux Linkage (Field) [Wb]	Flux Linkage (PhaseA) [Wb]
0	493.9379184	-21.9174313
0.5	493.941343	-21.66706151
1	493.9414345	-20.89977237
1.5	493.9450553	-19.62019325
2	493.9500456	-17.86984797
2.5	493.9485354	-15.67909824
3	493.9476661	-13.08564611
3.5	493.9446277	-10.14375322
4	493.9446049	-6.917866672
4.5	493.947139	-3.501496234
5	493.9464897	-0.0068079
5.5	493.9476688	3.488705839
6	493.9474467	6.908269089
6.5	493.9464801	10.13603271
7	493.9463683	13.07866124
7.5	493.9427266	15.67306414
8	493.9404832	17.86391138
8.5	493.9355354	19.61480314
9	493.9342805	20.8955171
9.5	493.9373299	21.66419278
10	493.9382929	21.91745194
10.5	493.9413519	21.66706182
11	493.9414371	20.8997725
11.5	493.9450553	19.62019325
12	493.9500456	17.86984797
12.5	493.9485354	15.67909824
13	493.9476661	13.08564611
13.5	493.9446277	10.14375322
14	493.9446049	6.917866672
14.5	493.947139	3.501496234
15	493.9464897	0.006807899
15.5	493.9476688	-3.488705839
16	493.9474467	-6.908269089
16.5	493.9464801	-10.13603271
17	493.9463683	-13.07866124
17.5	493.9427266	-15.67306414
18	493.9404832	-17.86391138
18.5	493.9355354	-19.61480314
19	493.9342805	-20.8955171
19.5	493.9373299	-21.66419278
20	493.9382929	-21.91745194

همانگونه که انتظار می‌رود، شار پیوندی سیم‌پیچی روتور تقریباً ثابت بوده و لذا اندوکتانس خودی آن با دقت ۴ رقم اعشار بصورت $1/3607$ هانری تعیین می‌شود. اما شار سیم‌پیچی فاز a استاتور با چرخش روتور تغییر می‌کند. این تغییرات با یک تابع سینوسی بطور دقیق قابل بیان نیست و شامل تعدادی هارمونیک می‌باشد. فرض می‌شود که اندوکتانس متقابل فاز a و سیم‌پیچ تحریک روتور با رابطه (۱-۴) بیان شود.

$$L_{fa}(\theta) = L_{fa1} \cos[(\theta - \lambda)] + L_{fa3} \cos[3 \times (\theta - \lambda)] + L_{fa5} \cos[5 \times (\theta - \lambda)] + L_{fa7} \cos[7 \times (\theta - \lambda)] \quad (1-4)$$

که در آن θ زاویه چرخش روتور و λ زاویه بین محور مغناطیسی روتور و محور مغناطیسی فاز a استاتور در $\theta = 0$ است. مقدار λ و نیز دامنه موج اصلی و هارمونیک‌های موثر اندوکتانس L_{fa} از برازش رابطه بالا بر نتایج جدول (۲-۴) تعیین می‌شوند. شکل زیر منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE را نشان می‌دهد. پارامترهای بدست آمده برای این انطباق در جدول (۳-۴) آمده است.



شکل (۴-۴): منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE برای L_{fa}

جدول (۳-۴): پارامترهای منحنی اندوکتانس L_{fa}

λ	L_{fa1}	L_{fa3}	L_{fa5}	L_{fa7}
۳/۵۳۴۲۹۱۷۳۵	۰/۰۸۷۹۷۳۲۳۸	۰/۰۰۰۳۱۵۴	-۱/۵e-۵	-۱/۶۴۸e-۵

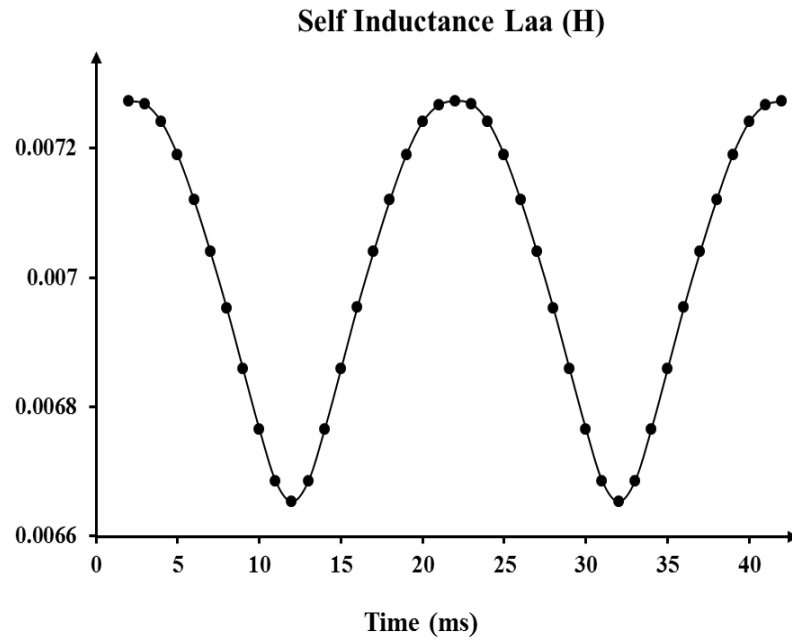
۲-۳-۴ تحریک سیم پیچی استاتور

مشابه آنچه برای سیم پیچی روتور انجام شد، با تحریک یک فاز استاتور و صفر بودن جریان سایر سیم پیچی ها، می توان اندوکتانس های خودی و متقابل سیم پیچی های استاتور را بدست آورد. در این مرحله فاز a استاتور با یک جریان مستقیم به اندازه مقدار موثر جریان نامی آن (۱۴۴۰ آمپر) تحریک شده در حالیکه جریان سایر فازها و سیم پیچی روتور صفر است. با اندازه گیری شارهای پیوندی فاز a و b استاتور و تقسیم آن ها بر جریان فاز a، می توان اندوکتانس خودی و متقابل فازهای استاتور را محاسبه کرد. با چرخش روتور و تغییر توزیع شار درون ماشین، این اندوکتانس ها تغییر خواهند کرد. در این مورد نیز تغییرات اندوکتانس کاملاً سینوسی نبوده و شامل تعدادی هارمونیک است. ولی چون ماشین مورد نظر قطب صاف است، این هارمونیک ها بسیار کوچک خواهند بود. جدول (۴-۴) نتایج حاصله را برای ۳۶۰ درجه چرخش روتور نشان می دهد. با تعریف اندوکتانس های L_{aa} و L_{ab} بصورت زیر:

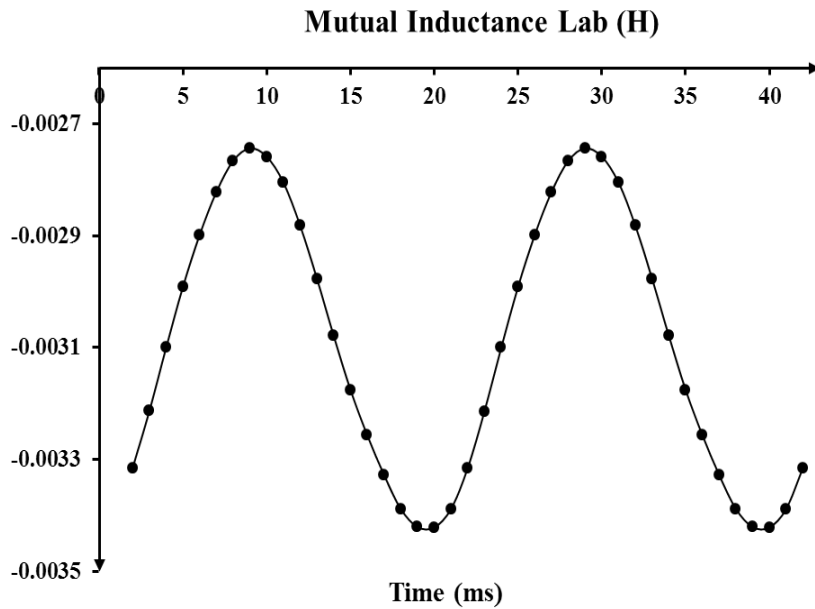
$$L_{aa}(\theta) = L_{aa0} + L_{aa2} \cos[2(\theta - \lambda)] \quad (۲-۴)$$

$$L_{ab}(\theta) = L_{ab0} + L_{ab2} \cos[2(\theta - \lambda)] \quad (۳-۴)$$

شکل های (۴-۴) و (۵-۴) نیز منحنی های انطباق یافته این معادلات بر نقاط بدست آمده از FE را نشان می دهند. پارامترهای مجهول در معادلات (۲-۴) و (۳-۴) از برازش این معادلات بر نقاط بدست آمده از مدل FE تعیین می شوند. این پارامترها در جداول (۴-۴) و (۵-۴) نشان داده شده اند.



شکل (۴-۵): منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE برای L_{aa}



شکل (۴-۶): منحنی انطباق یافته و نقاط بدست آمده از مدل FE برای L_{ab}

جدول (۴-۴): پارامترهای منحنی اندوکتانس L_{aa}

λ	L_{aa0}	L_{aa2}
۳/۵۳۴۲۹۱۷۳۵	۰/۰۰۷۲۶۸۴	۰/۰۰۰۱۱۵۹

جدول (۴-۵): پارامترهای منحنی اندوکتانس L_{ab}

λ	L_{ab0}	L_{ab2}
۳/۵۳۴۲۹۱۷۳۵	-۰/۰۰۳۲۶۵۲	-۰/۰۰۰۱۶۹۸۴۶

بدین ترتیب اندوکتانس‌های L_{ff} ، L_{fa} ، L_{aa} و L_{ab} با تمامی هارمونیک‌های موثر آن‌ها بدست می‌آیند. اما نکته مهمی که در این مدل نادیده گرفته شده است، انحراف قطب‌های روتور می‌باشد. معمولاً روتور به گونه‌ای ساخته می‌شود که ابتدا و انتهای قطب‌های آن به اندازه یک گام شیار انحراف دارند. این انحراف باعث یکنواختی رلوکتانس مسیر مغناطیسی در حین چرخش روتور و کاهش پدیده دندان‌به‌دندان شدن می‌شود. برای در نظر گرفتن این اثر به مدل سه‌بعدی اجزای محدود ماشین نیاز است. اما چنانچه در هر موقعیت روتور، اندوکتانس ابتدا و وسط قطب‌های آن بطور جداگانه محاسبه شده و میانگین آن بعنوان اندوکتانس آن موقعیت فرض شود، می‌توان اثر انحراف قطب‌ها را بطور تقریبی در مدل دوبعدی اجزای محدود در نظر گرفت. بدین منظور به ازای هر زاویه روتور اندوکتانس مورد نظر محاسبه شده، سپس با چرخش روتور به اندازه نصف گام شیار (۵ درجه)، این اندوکتانس مجدداً تعیین می‌شود. میانگین این دو مقدار بعنوان مقدار اندوکتانس در زاویه مذکور فرض خواهد شد. با در نظر گرفتن این اثر و جزئیات دیگری همچون فاکتور سیم‌پیچی و ... به نتایج دقیق‌تری خواهیم رسید [27]. اما برای انجام این پایان‌نامه، همین نتایج کفایت می‌کند.

سایر اندوکتانس‌های فضایی ماشین را نیز می‌توان با جابجایی مناسب زاویه θ بدست آورد که در ضمیمه بیان شده است. بنابراین ماتریس اندوکتانس فضایی ماشین مشخص می‌شود. این ماتریس اساس

مدل ماشین در فریم اصلی abc را تشکیل می‌دهد که در فصل بعد به آن می‌پردازیم.

۵ فصل پنجم

شبیه‌سازی ماشین سنکرون

در محیط Matlab Simulink

۵-۱ مقدمه

در این فصل به مدلسازی و شبیه‌سازی ماشین سنکرون می‌پردازیم. از آنجاییکه ماتریس اندوکتانس بدست آمده در فصل قبل در فریم اصلی abc می‌باشد، مدلسازی ماشین هم در فریم اصلی انجام شده است. آزمایش‌های مختلف در تعیین پارمترهای دینامیکی ماشین سنکرون، در مودهای مختلف موتوری یا ژنراتوری ماشین انجام می‌شود. از سوی دیگر، تفاوت‌های اساسی در مودهای کاری موتوری و ژنراتوری ماشین سنکرون، لزوم مدلسازی جداگانه این حالات را ایجاب می‌کند. علاوه بر این، سیستم الکتریکی و مکانیکی متصل شده به ماشین در مودهای ژنراتوری و موتوری متفاوت است. بنابراین، ماشین سنکرون و سیستم قدرت متصل شده به آن در مودهای موتوری و در فریم اصلی، بطور جداگانه با استفاده از ماتریس اندوکتانس‌های فضایی، در محیط MS شبیه‌سازی می‌شود. این نرم‌افزار قابلیت زیادی در شبیه‌سازی سیستم‌های توصیف شده با معادلات حالت دارد. علاوه بر این وجود مدل‌های آماده برای برخی المان‌های سیستم قدرت و امکان برنامه‌نویسی و افزودن مدل‌های جدید، بر کارایی این نرم‌افزار در شبیه‌سازی سیستم‌های قدرت افزوده است. المان‌های سیستم قدرت شامل ماشین سنکرون، سیستم تحریک، توربین، بار مکانیکی و بار الکتریکی می‌باشد که این فصل به مدلسازی و شبیه‌سازی هر یک از این المان‌ها پرداخته است.

۵-۲ شبیه‌سازی حالت موتوری ماشین سنکرون

آزمایش‌هایی نظیر اتصال کوتاه سه‌فاز، قطع بار دینامیکی، افول جریان مستقیم و برخی روش‌های شناسایی سیستم در حالت ژنراتوری انجام می‌شوند. اما بسیاری دیگر از آزمایش‌های ماشین برای تعیین پارمترهای دینامیکی آن در حالت موتوری انجام می‌شود. آزمایش‌هایی نظیر لغزش، موتور رلوکتانسی و پاسخ فرکانسی حالت ایستا نمونه‌هایی از این آزمایش‌ها است. با وجود آنکه معادلات ولتاژ ماشین در حالات موتوری و ژنراتوری یکسان است، اما تفاوت‌هایی در شبیه‌سازی این معادلات وجود دارند. علاوه بر

$$[\lambda] = [L(\theta)]i \quad (1-5)$$

$$[e] = \frac{d[\lambda]}{dt} \quad (2-5)$$

$$[e_{abc}] = [V_{abc}] - [R][i_{abc}] \quad (3-5)$$

که در آن λ بردار شارهای ارتباطی، i بردار جریان‌ها، V بردار ولتاژهای ترمینال ماشین و e بردار ولتاژهای القایی در سیم‌پیچی‌های سه‌فاز و تحریک است.

$$\lambda = [\lambda_f \quad \lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c]^T \quad (4-5)$$

$$i = [i_f \quad i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (5-5)$$

$$V = [v_f \quad v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad (6-5)$$

$$e = [e_f \quad e_a \quad e_b \quad e_c]^T \quad (7-5)$$

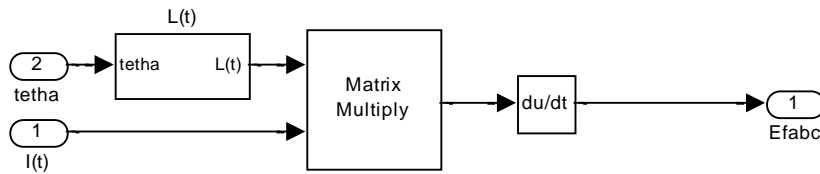
$L(\theta)$ ماتریس اندوکتانس‌های وابسته به موقعیت روتور ماشین است که بصورت زیر فرض می‌شود.

$$L(\theta) = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ L_{af} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bf} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cf} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (8-5)$$

ماتریس R ، ماتریس قطری مقاومت اهمی سیم‌پیچی‌های استاتور بصورت زیر است.

$$R = \begin{bmatrix} R_f & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & R_a & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & R_b & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & R_c \end{bmatrix} \quad (9-5)$$

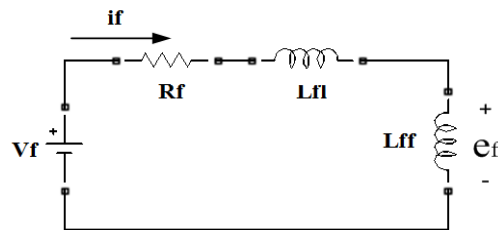
کلیه مقادیر فوق در ضمیمه آمده است. شکل (۲-۵) طرح شبیه‌سازی شده ژنراتور را نشان می‌دهد. البته در این شکل، مقاومت‌های استاتور نشان داده نشده و این مقاومت‌ها در خارج از ژنراتور و به همراه مقاومت خط انتقال و بار الکتریکی لحاظ شده‌اند.



شکل (۲-۵): شبیه‌سازی ژنراتور سنکرون

۱-۱-۲-۵ سیستم تحریک

ماشین شبیه‌سازی شده در این پایان‌نامه دارای سیستم تحریک کننده از نوع موتور جریان مستقیم با جاروبک است که سیم‌پیچی میدان را تغذیه می‌کند. سیم‌پیچی میدان شامل اندوکتانس‌های مغناطیس‌کنندگی و نشتی است و می‌توان مدار آن را مطابق شکل (۳-۵) فرض کرد.



شکل (۳-۵): مدار سیم‌پیچ تحریک

در این مدار جریان تحریک از روابط زیر بدست می‌آید.

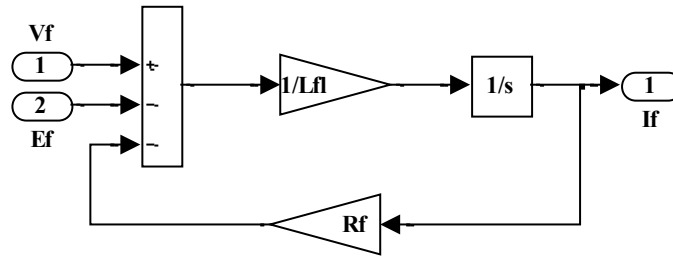
$$V_f = R_f i_f + L_{fi} \frac{di_f}{dt} + e_f \quad (۱۰-۵)$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_{fi}} (V_f - R_f i_f - e_f) \quad (۱۱-۵)$$

$$i_f = \frac{1}{L_{fi}} \int (V_f - R_f i_f - e_f) \quad (۱۲-۵)$$

رابطه (۱۲-۵) جریان سیستم تحریک را نشان می‌دهد و لذا شکل شبیه‌سازی شده سیستم تحریک در

محیط MS بصورت زیر خواهد بود.



شکل (۴-۵): شبیه‌سازی مدار تحریک

در این شکل، e_f از معادلات ولتاژ ژنراتور (همانگونه که در فصل قبل توضیح داده شد) بدست می‌آید و V_f مقداری ثابت فرض می‌شود.

۵-۲-۱-۲-۵ روتور و بار مکانیکی

در واقع روتور ماشین سنکرون محل تقابل گشتاورهای الکتریکی و مکانیکی است و بدلیل آنکه معمولاً تعادل دقیقی بین این گشتاورها وجود ندارد، نوسانات کوچک و بزرگ در سرعت روتور دور از انتظار نیست. ارتباط بین این نوسانات و گشتاورهای الکتریکی و مکانیکی را می‌توان در رابطه زیر خلاصه کرد.

$$T_e - T_m = 2H \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (۵-۱۳)$$

در این رابطه T_m گشتاور مکانیکی است که به مشخصه بار بستگی دارد. بار مکانیکی در این سیستم بصورت یک بار گشتاور ثابت فرض شده و لذا با یک عدد ثابت که نشان‌دهنده میزان گشتاور مکانیکی می‌باشد، مدل شده است و T_e گشتاور الکتریکی تولید شده در اثر جریان‌های استاتور است که به روتور ماشین اعمال می‌شود. H ثابت لختی بوده و بصورت $J = 2H$ با ثابت اینرسی روتور مرتبط است. ω سرعت زاویه‌ای روتور و D ضریب اصطکاک یا اصطلاحاً ثابت میرایی بار است. این ضریب بصورت تغییر بار به ازای یک درصد تغییر در فرکانس بیان می‌شود. توسط رابطه زیر می‌توان دینامیک روتور را توصیف

نمود.

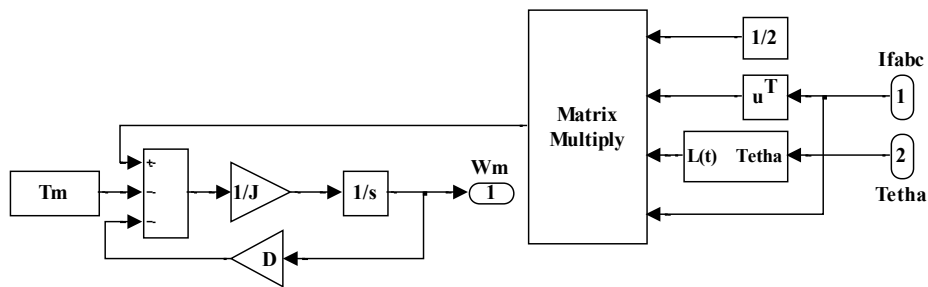
$$T_e - T_m = \omega(Js + D) \quad (14-5)$$

$$\omega = \frac{T_e - T_m}{Js + D} \quad (15-5)$$

که در آن T_e از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^r \frac{d(L(\theta))}{d\theta} [i] \quad (16-5)$$

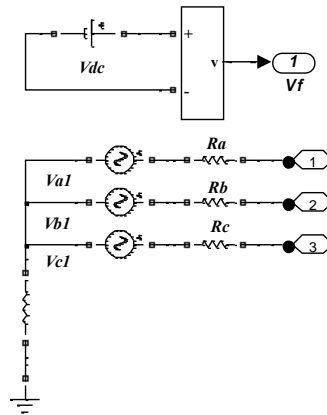
شکل (۵-۵) مدل شبیه‌سازی شده روتور و بار مکانیکی را در سیمولینک نشان می‌دهد.



شکل (۵-۵): شبیه‌سازی روتور و بار مکانیکی

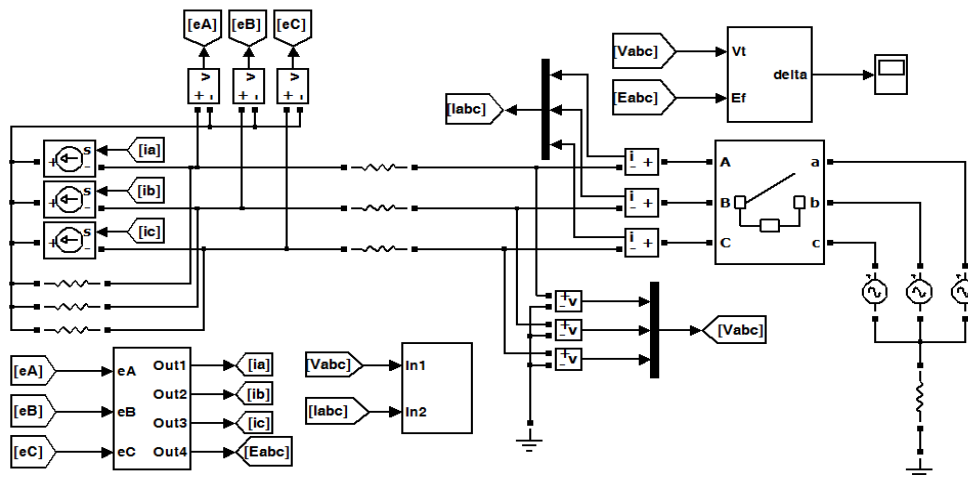
۵-۲-۱-۳ منبع تغذیه

منبع تغذیه استاتور از سه منبع متناوب تکفاز مجزا با امپدانس‌های داخلی ناچیز، تشکیل شده است. اندازه این ولتاژها یکسان بوده و ۱۲۰ درجه با یکدیگر اختلاف فاز دارند. از یک منبع تغذیه dc هم برای تغذیه روتور استفاده شده است. شکل زیر مدل منبع تغذیه را در سیمولینک نشان می‌دهد.



شکل (۵-۶): شبیه‌سازی منبع تغذیه موتور سنکرون

از آنجائیکه منبع تغذیه سه‌فاز استاتور از نوع اجزای مداری سیمولینک است، اما ورودی‌ها و خروجی‌های موتور سنکرون از جنس سیگنال می‌باشند، ابتدا ولتاژهای این منبع به سیگنال تبدیل شده و سپس به مدل ماشین اعمال می‌شوند. جریان‌های محاسبه شده نیز توسط منابع وابسته به جریان مداری تبدیل شده و به منبع تغذیه اعمال می‌شوند. با فرض آنکه سیم‌پیچی‌های استاتور دارای اتصال ستاره بوده و نقطه صفر ستاره، با مقاومت بسیار بزرگ R_g زمین شده باشد، مدل شبیه‌سازی شده موتور سنکرون مطابق شکل (۵-۷) می‌باشد.



شکل (۵-۷): شبیه‌سازی ژنراتور واحد البین نیروگاه مشهد در محیط MS

پس از اینکه موتور سنکرون بطور کامل در محیط MS شبیه‌سازی شد، اکنون نوبت به بحث اصلی این پایان‌نامه که در رابطه با راه‌اندازی موتور سنکرون در سرعت پایین است، رسیده است. بدین منظور استفاده از یک درایو با سیستم کنترلی حلقه بسته پیشنهاد می‌شود. تبدیلی که در سیستم درایو مورد استفاده قرار می‌گیرد یا اینورتر و یا سیکلوکانورتر می‌باشد. در نتیجه در فصل ۶ مروری اجمالی بر مبدل‌های قدرت شده است. تنها نکته‌ای که می‌ماند نحوه کنترل سوئیچ‌زنی درایو است که در این پایان‌نامه بحث نخواهد شد. در نهایت در فصل ۷ موتور با ولتاژ و فرکانس ثابت تغذیه شده و نتایج مورد بحث و بررسی قرار خواهند گرفت.

۶ فصل ششم

مروری اجمالی بر مبدل‌های توان

۶-۱ مقدمه

در کاربردهای صنعتی، دو نوع انرژی الکتریکی مورد استفاده قرار می‌گیرد. جریان مستقیم و جریان متناوب. معمولاً برق متناوب با ولتاژ و فرکانس ثابت تکفاز و سه‌فاز در دسترس است. به هر حال در کاربردهای مختلف، اشکال مختلف برق با دامنه یا فرکانس‌های مختلف مورد نیاز است. چهار نوع مختلف تبدیل توان ac و dc وجود دارد. این تبدیلات توسط مدارهایی با نام مبدل‌های توان صورت می‌گیرد. مبدل‌ها به چهار گروه زیر تقسیم می‌شوند [28]:

- ۱- یکسوسازها: این مبدل‌ها برق تکفاز یا سه‌فاز ac را به برق dc تبدیل می‌کنند.
- ۲- چاپرها: این مبدل‌ها برق dc را به برق dc با سطح ولتاژ متفاوت تبدیل می‌کنند.
- ۳- اینورترها: برق dc را به برق ac تکفاز یا سه‌فاز با دامنه و فرکانس متفاوت تبدیل می‌کنند.
- ۴- سیکلوکانورترها یا مبدل‌های فرکانس: برق ac تکفاز یا سه‌فاز را به برق ac سه‌فاز و تکفاز با فرکانس و دامنه متفاوت تبدیل می‌کنند.

۶-۲ اینورترها

مبدل‌های جریان مستقیم به متناوب با نام اینورتر شناخته می‌شوند. وظیفه یک اینورتر تبدیل یک ولتاژ ورودی مستقیم به یک ولتاژ خروجی متناوب و متقارن با دامنه و فرکانس مورد نظر است. ولتاژ خروجی می‌تواند در فرکانس ثابت یا متغیر، مقداری ثابت یا متغیر داشته باشد. ولتاژ خروجی را می‌توان با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم و ثابت نگه داشتن بهره اینورتر بدست آورد. از طرفی اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده و قابل کنترل نباشد، می‌توان با تغییر بهره اینورتر یک ولتاژ متغیر را در خروجی بدست آورد. این عمل معمولاً بوسیله کنترل مدولاسیون پهنای پالس در داخل اینورتر صورت می‌گیرد. بهره اینورتر را می‌توان برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد [28].

شکل موج‌های ولتاژ خروجی در اینورترهای ایده‌آل باید سینوسی باشد، با این حال در اینورترهای عملی این شکل موج‌ها غیر سینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیک‌های مشخص می‌باشد. در کاربردهای توان متوسط و توان پایین، ولتاژهای مربعی و یا تقریباً مربعی ممکن است قابل قبول باشد ولی در کاربردهای توان بالا به موج‌های سینوسی با اعوجاج بسیار کم نیاز است. با در اختیار داشتن قطعات نیمه هادی قدرت سریع، می‌توان با استفاده از روش‌های کلید زنی، هارمونیک‌های ولتاژ خروجی را به نحو چشمگیری کاهش داد.

۶-۲-۱ دسته‌بندی اینورترها به لحاظ عملکرد

اینورترها را می‌توان به دو دسته کلی تقسیم کرد:

۱- اینورترهای تکفاز

۲- اینورترهای سه‌فاز

هر دسته می‌تواند بسته به نوع کاربرد از عناصر روشن کننده و خاموش کننده کنترل شده (مثل BJT ها، MOSFET ها، IGBT ها، MCT ها، SIT ها و GTO ها) و یا ترისტورهای با کموتاسیون اجباری استفاده کرد. این اینورترها معمولاً از سیگنال‌های کنترل PWM برای تولید ولتاژ خروجی متناوب استفاده می‌کنند. اگر ولتاژ ورودی اینورتر ثابت باشد، اینورتر به نام اینورتر تغذیه شونده با ولتاژ و در صورتیکه جریان ورودی ثابت نگه داشته شود، به نام اینورتر تغذیه شونده با جریان خوانده می‌شود و اگر ولتاژ قابل کنترل باشد، اینورتر با اتصال dc متغیر نامیده می‌شود [28].

۶-۲-۲ کاربرد اینورترها در صنعت

اینورترها بطور گسترده‌ای در صنعت بکار می‌روند (مثل گرداننده‌های موتورهای ac با دور

متغیر، گرم کننده القایی، منابع تغذیه کمکی و منابع تغذیه بدون وقفه). ورودی اینورتر ممکن است یک باتری، سلول ذغالی، سلول خورشیدی و یا هر منبع مستقیم دیگری باشد. خروجی اینورترهای تکفاز معمولاً برابر با:

۱- ۱۲۰ ولت در فرکانس ۶۰ هرتز

۲- ۲۲۰ ولت در فرکانس ۵۰ هرتز

۳- ۱۱۵ ولت در فرکانس ۴۰۰ هرتز

در سیستم‌های سه‌فاز توان بالا خروجی‌های معمول عبارتند از:

۱- ۲۲۰/۳۸۰ ولت در فرکانس ۵۰ هرتز

۲- ۱۲۰/۲۰۸ ولت در فرکانس ۶۰ هرتز

۳- ۱۱۵/۲۰۰ ولت در فرکانس ۴۰۰ هرتز

۳-۲-۶ روش‌های کلیدزنی در اینورترها

در بسیاری از کاربردهای صنعتی اغلب لازم است که ولتاژ خروجی اینورترها برای : ۱- غلبه بر تغییرات ولتاژ dc ورودی ۲- برای تنظیم ولتاژ اینورترها و ۳- برای برآورده کردن احتیاجات دائمی کنترل ولتاژ/فرکانس، کنترل شود. روش‌های مختلفی برای تغییر دادن بهره اینورتر وجود دارد. دو روش کنترل که مختص اینورترهای سه‌فاز است و مدار کنترلی آن بسیار ساده‌تر از باقی روش‌های کنترل است، عبارتند از:

۱- کنترل ۱۸۰ درجه

۲- کنترل ۱۲۰ درجه

روش‌های دیگر کلیدزنی که مختص همه اینورترهای تکفاز و سه‌فاز است، عبارتند از:

۱- مدولاسیون پهناي پالس منفرد

۲- مدولاسیون پهناي پالس چندگانه

۳- مدولاسیون پهناي پالس سینوسی

۴- مدولاسیون پهناي پالس سینوسی بهبود یافته

۵- کنترل جابجایی فاز

از بین ۵ روش ذکر شده در بالا، روش سوم بیش‌ترین کاربرد را دارد. ولی این روش‌ها دارای یک ایرادهایی از جمله ولتاژ خروجی اصلی کم می‌باشند. در نتیجه روش‌های دیگری که کارایی بهتری را ارائه می‌کنند، عبارتند از:

۱- مدولاسیون ذوزنقه‌ای

۲- مدولاسیون پلکانی

۳- مدولاسیون پله‌ای

۴- مدولاسیون تزریق هارمونیک

۵- مدولاسیون دلتا

فلسفه کاربرد تمام این روش‌ها این است که تا جایی که ممکن است باعث کاهش هارمونیک‌های

خروجی و تغییر دامنه موج اصلی در خروجی شوند.

۴-۲-۶ اینورترهای منبع ولتاژ تکفاز

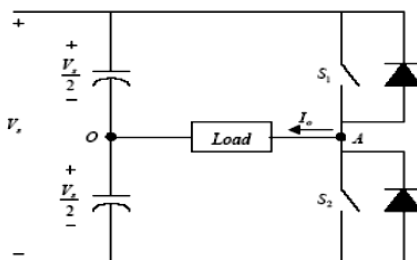
اینورترهای تکفاز به دو دسته تقسیم‌بندی می‌شوند:

۱- اینورترهای تکفاز نیم‌پل

۲- اینورترهای تکفاز تمام‌پل

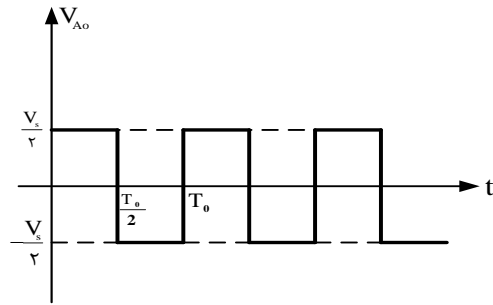
۱-۴-۲-۶ اینورتر تکفاز نیم‌پل

طرز کار اینورترهای تکفاز نیم‌پل را می‌توان با کمک شکل (۱-۶) شرح داد. مدار اینورتر شامل دو چاپر است. مدار منطقی را باید طوری طراحی کرد که دو ترانزیستور با هم روشن نشوند. روش‌های متعدد کلیدزنی در اینورترهای تکفاز و سه‌فاز وجود دارد که در بخش قبل ذکر شدند. در این بخش تنها دو روش کلیدزنی مطرح می‌شود. در اینورتر مذکور به دو سوئیچ نیاز است و همانطور که گفته شد، دو سوئیچ نباید در یک زمان روشن باشند. در یک نیم‌سیکل سوئیچ S1 روشن و سوئیچ S2 خاموش می‌گردد تا ولتاژ $\frac{V_s}{2}$ در دو سر بار ایجاد گردد. در نیم سیکل بعدی سوئیچ S2 روشن و سوئیچ S1 خاموش است تا ولتاژ $-\frac{V_s}{2}$ در دو سر بار ایجاد گردد.



شکل (۱-۶): مدار اینورتر تکفاز نیم‌پل [29]

شکل موج ولتاژ خروجی برای این روش در شکل (۲-۶) نشان داده شده است.



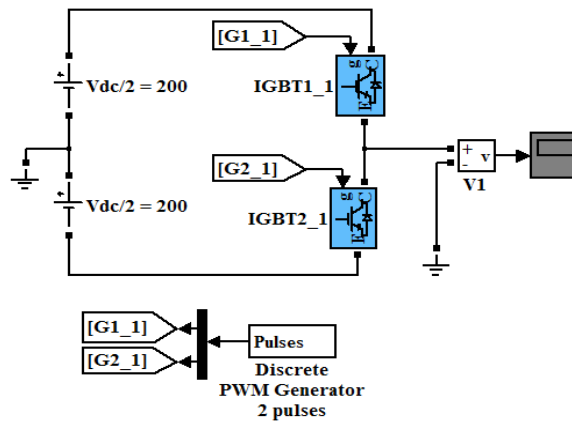
شکل (۲-۶): شکل موج ولتاژ خروجی در اینورتر تکفاز نیم‌پل

روش کلیدزنی ذکر شده دارای هارمونیک‌های بالایی بوده و برای کاربردهای توان پایین مورد استفاده قرار می‌گیرد. روش دوم کلیدزنی، مدولاسیون پهنای پالس بوده که شکل موج ولتاژ خروجی از مقایسه یک شکل موج مرجع خروجی با موج مثلثی حامل بدست می‌آید. روش کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس برای اینورتر تکفاز نیم‌پل در رابطه (۴-۶) داده شده است.

$$\begin{cases} V_{or} > CS \Rightarrow V_o = \frac{V_s}{2} \\ V_{or} < CS \Rightarrow V_o = -\frac{V_s}{2} \end{cases} \quad (۴-۶)$$

در این رابطه CS^1 موج مثلثی حامل، V_o ولتاژ خروجی، V_{or} ولتاژ مرجع خروجی و V_s ولتاژ dc ورودی اینورتر است. البته باید این نکته را نیز متذکر شد که حتی انتخاب فرکانس موج مثلثی حامل و همچنین یک‌جهته یا دوجته بودن آن در هارمونیک‌های شکل موج ولتاژ خروجی تاثیر بسزایی دارد. شکل (۳-۶) حاکی از دوطرفه بودن شکل موج مثلثی حامل است. فرکانس شکل موج مثلثی باید ضریبی صحیح از فرکانس شکل موج خروجی دلخواه باشد. انتخاب فرکانس شکل موج مثلثی نیز بسیار حائز اهمیت بوده و برای هدف این پایان‌نامه نیازی نیست تا خیلی بزرگ انتخاب شود.

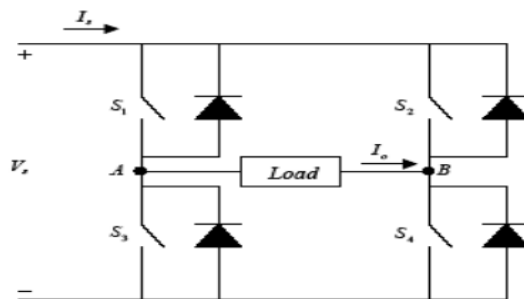
¹ Carrier Signal



شکل (۳-۶): شبیه‌سازی اینورتر تکفاز نیم‌پل به همراه پالس دهی مناسب

۶-۲-۴-۲ اینورتر تکفاز تمام‌پل

در شکل (۴-۶) یک اینورتر پل تکفاز که شامل چهار چارپا است، نشان داده شده است. وقتی که ترانزیستورهای S_1 و S_4 بطور همزمان روشن می‌شوند، ولتاژ ورودی V_s روی بار ظاهر می‌شود. اگر ترانزیستورهای S_2 و S_3 روشن شوند، ولتاژ روی بار معکوس شده و برابر $-V_s$ می‌شود. همچنین کلیدهای S_1 و S_3 و نیز S_2 و S_4 برای جلوگیری از اتصال کوتاه دو سر منبع ولتاژ، نباید بطور همزمان روشن باشند. در حالت کلی حالت‌های مختلف کلیدزنی اینورتر تکفاز تمام‌پل را برای ایجاد سطوح مختلف ولتاژ در جدول (۱-۶) آورده شده است.

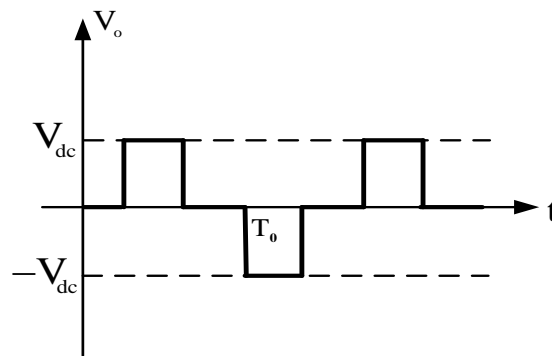


شکل (۴-۶): مدار اینورتر تکفاز تمام‌پل [29]

جدول (۶-۱): حالت‌های مختلف کلیدزنی اینورتر تکفاز تمام‌پل

ولتاژ بار V_{AB}	کلیدهای روشن شده
V_s	S1,S4
$-V_s$	S2,S3
0	S1,S2 or S3,S4

شکل (۶-۶) ولتاژ خروجی یک اینورتر تکفاز تمام‌پل را نشان می‌دهد.



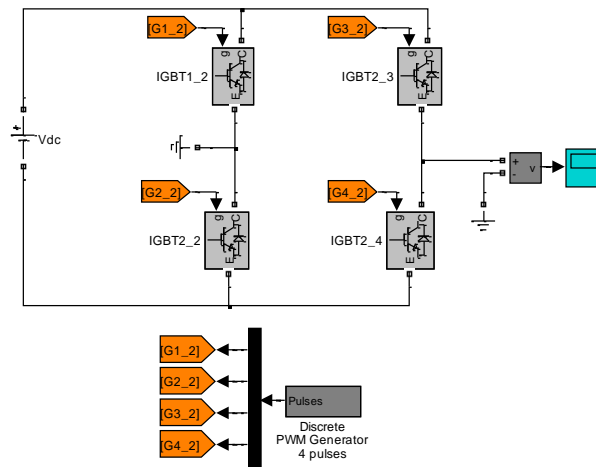
شکل (۶-۵): شکل موج ولتاژ خروجی برای اینورتر تکفاز تمام‌پل

بطور مشابه می‌توان اینورتر تکفاز تمام‌پل را به روش مدولاسیون پهنای پالس کلیدزنی کرد. شکل

(۶-۸) مدار شبیه‌سازی اینورتر تکفاز تمام‌پل را محیط MS نشان می‌دهد. نتیجه‌ای که می‌توان گرفت

بدین شرح است که در اینورترهای تکفاز تمام‌پل، به ازای یک فرکانس کلیدزنی ثابت، هارمونیک‌های

شکل موج جریان بار کمتر از اینورتر تکفاز نیم‌پل تولید می‌کند.

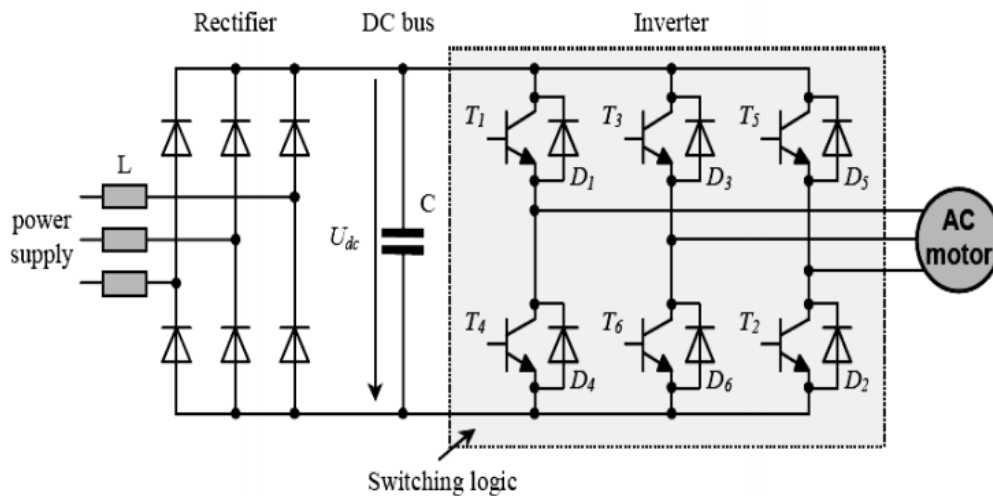


شکل (۶-۶): شبیه‌سازی اینورتر تک‌فاز نیم‌پل به همراه پالس دهی مناسب

۶-۲-۵ اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز

شکل (۶-۸) ساختار کلی یک اینورتر منبع ولتاژ نمونه‌ای را نشان می‌دهد که تبدیل قدرت ac به

ac را در دو مرحله انجام می‌دهد: تبدیل ولتاژ ac به dc و سپس تبدیل ac به فرکانس دلخواه.



شکل (۶-۷): مدار اینورتر سه‌فاز تغذیه شده با منبع ولتاژ [29]

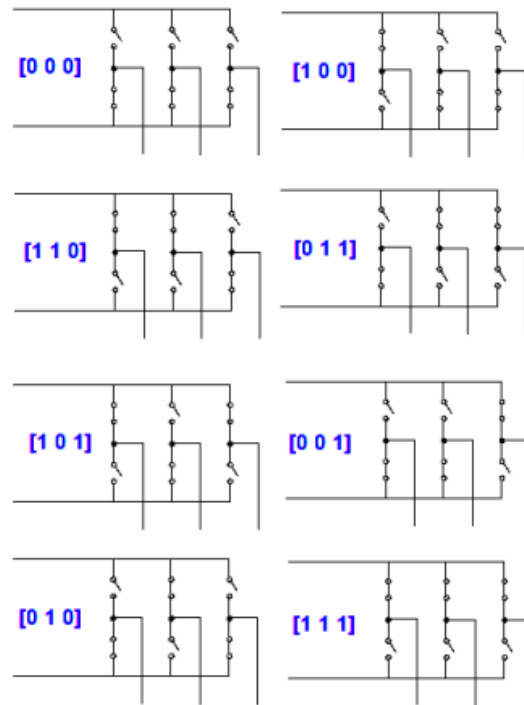
همانطور که در شکل (۶-۸) مشاهده می‌گردد، ولتاژ منبع تغذیه توسط یکسوکننده‌ها که معمولاً

پل دیودی می‌باشند، یکسو می‌گردد. سپس ولتاژ یکسو شده توسط خازن C در لینک dc، فیلتر می‌گردد.

لازم به ذکر است که خازن لینک dc دارای مقدار قابل توجهی است (۲ تا ۲۰ میلی فاراد) و بنابراین یک فاکتور اساسی در هزینه می‌باشد. همچنین اینورتر می‌تواند توسط یک منبع ولتاژ dc ثابت تغذیه گردد. با توجه به شکل (۶-۸)، ولتاژ سینوسی ac در یک اینورتر PWM سه‌فاز با فرکانس و اندازه خواسته شده برای تغذیه موتور توسط کلیدزنی شش سوئیچ نیمه هادی ایجاد می‌گردد.

۱-۵-۲-۶ حالت‌های مختلف کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ

شکل (۶-۹)، ۸ حالت مجاز کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ نشان داده شده در شکل (۶-۸) را نشان می‌دهد که ۶ حالت آن فعال (ولتاژ به دو سر بار اعمال می‌گردد) و ۲ حالت آن صفر و یا خنثی (۳ کلید بالا و پایین هر فاز وصل باشند) می‌باشند [30,31].



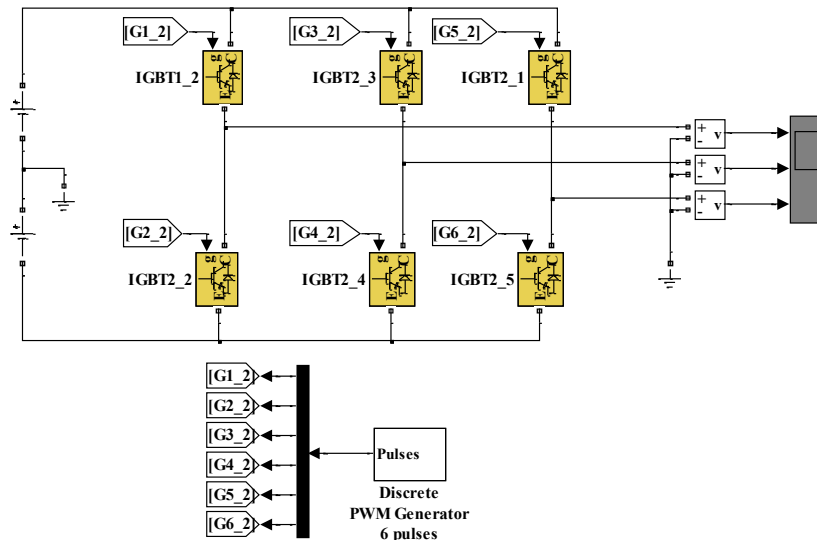
شکل (۶-۸): توپولوژی‌های ۸ گانه حالت‌های مجاز کلیدزنی اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز

حالت‌های ۸ گانه اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز در جدول (۶-۲) آمده است.

جدول (۶-۲): حالت‌های مختلف کلیدزنی اینورتر سه‌فاز ولتاژ سه‌فاز

حالت	S1	S4	S3	S6	S5	S2
100	1	0	0	1	0	1
110	1	0	1	0	0	1
010	0	1	1	0	0	1
011	0	1	1	0	1	0
001	0	1	0	1	1	0
101	1	0	0	1	1	0
000	0	1	0	1	0	1
111	1	0	1	0	1	0

دو حالت ۰۰۰ و ۱۱۱ ولتاژ خروجی را صفر خواهند کرد. شکل (۶-۹) مدل شبیه‌سازی شده یک اینورتر سه‌فاز با کلیدزنی به روش مدولاسیون پهنای پالس را در محیط MS نشان می‌دهد.



شکل (۶-۹): شبیه‌سازی اینورتر سه‌فاز به همراه پالس دهی مناسب

در ادامه به یک مبدل دیگر به نام سیکلوکانورتر که توان ac به ac را بطور مستقیم انجام می‌دهد،

پرداخته خواهد شد. شبیه‌سازی آن‌ها نیز مشابه بوده و از آوردن آن‌ها اجتناب می‌شود.

۳-۶ سیکلکانورترها

در این بخش بطور مختصر در مورد سیکلکانورترها صحبت خواهد شد. بطور مرسوم تبدیل توان ac به ac با استفاده از سوئیچ‌های نیمه هادی به دو روش متفاوت صورت می‌گیرد:

۱- در دو مرحله که ابتدا برق ac به برق dc تبدیل شده و سپس برق dc به برق ac تبدیل می‌شود.

۲- در یک مرحله که برق ac به برق ac تبدیل شده که به آن‌ها سیکلکانورتر گفته می‌شود.

اولین بار مبدل فرکانس در کشور آلمان بکار گرفته شد که در آن فرکانس ۵۰ هرتز به فرکانس ۲۴ هرتز در ریل راه آهن استفاده شد. پس از آن در ایالات متحده از یک سیکلکانورتر برای کنترل سرعت یک موتور سنکرون ۴۰۰ اسب بخار استفاده شد که دارای ۱۸ تریستور بود. از سیکلکانورتر بطور وسیعی در هواپیماها استفاده می‌شود جایکه فرکانس مولد با صرف نظر از تغییرات سرعت موتور، ثابت نگه داشته می‌شود. همچنین سیکلکانورترها در کاربردهای توان بالا برای راه‌اندازی موتورهای القایی و سنکرون نیز مورد استفاده قرار می‌گیرند. آن‌ها معمولاً کنترل فاز بوده و بطور مرسوم از تریستورها بدلیل سهولت در کموتاسیون فاز استفاده می‌کنند. اشکال جدیدتر سیکلکانورترها مانند مبدل‌های ماتریسی ac به ac و مبدل‌های فرکانس بالای ac به ac (hfac-ac) هستند که از سوئیچ‌های بدون کنترل استفاده می‌کنند [32]. این مبدل‌ها به هر حال هنوز محبوب نیستند. برخی از کاربردهای دیگر سیکلکانورترها عبارتند از:

۱- درایو کارخانه سیمان

۲- درایو نیروی محرکه کشتی

۳- کارخانه تولید ورق آهن و فولاد

۴- درایو شریوس

۵- درایو کارخانه سنگ معدن

سیکلوکانورتر می‌تواند ولتاژ متغیر- فرکانس متغیر را در خروجی ایجاد کند. از آنجاییکه منبع ولتاژ متغیر- فرکانس متغیر در کنترل سرعت موتور ac استفاده می‌شود، سیکلوکانورتر اجازه عبور توان را در هر دو جهت می‌دهد. محدودیت اساسی سیکلوکانورتر این است که کنترل فاز منجر به ضریب توان پایین می‌شود. بنابراین بحث اساسی در یک سیکلوکانورتر اصلاح ضریب قدرت آن هم در قسمت بار و هم در قسمت منبع می‌باشد. در محدوده فرکانسی صفر تا یک سوم فرکانس نامی خط، شکل موج‌های ولتاژ خروجی هارمونیک خیلی کمی دارند. بنابراین سیکلوکانورتر اعوجاج هارمونیک کمی در خروجی دارد. کموتاسیون طبیعی و کیفیت بالای شکل موج‌های خروجی از ویژگی‌های بارز سیکلوکانورتر است.

۶-۳-۱ انواع سیکلوکانورتر به لحاظ تکنیک کنترل

سیکلوکانورترها را می‌توان بر اساس چگونگی کنترل زاویه آتش تریستورها به دو دسته تقسیم بندی کرد.

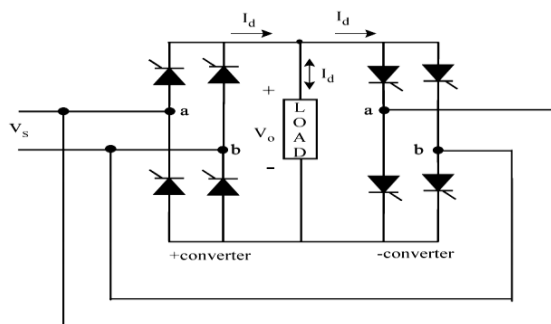
۱- سیکلوکانورتر کنترل شده با فاز

۲- سیکلوکانورتر پوش

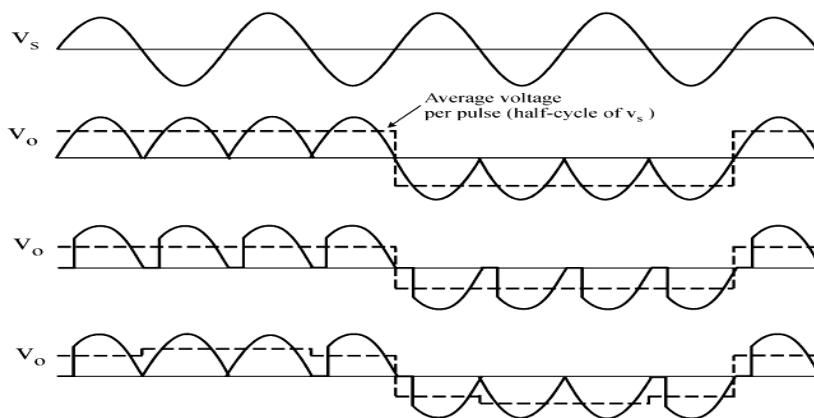
۶-۳-۲ سیکلوکانورترهای تکفاز به تکفاز

برای فهم عملکرد اصول سیکلوکانورترها، در ابتدا باید سیکلوکانورتر تکفاز به تکفاز بررسی شود. این مبدل از دو یکسوساز تمام موج تریستوری که بصورت پشت به پشت به یکدیگر متصل شده‌اند، تشکیل شده است. اگرچه زاویه تاخیر آن‌ها بگونه‌ای است که ولتاژ خروجی یک مبدل برابر و مخالف مبدل دیگر است. اگر مبدل p تنها کار کند، مقدار متوسط ولتاژ خروجی مثبت و اگر مبدل N در حال کار باشد،

ولتاژ خروجی منفی خواهد بود. ساختار و شکل موج‌های عملکرد این مبدل برای یک بار مقاومتی به ترتیب در شکل‌های (۱۱-۶) و (۱۲-۶) نشان داده شده است. در شکل (۲۱-۶) فرض شده است که فرکانس خروجی یک چهارم فرکانس ورودی باشد. برای دو سیکل اول ولتاژ ورودی مبدل مثبت هدایت می‌کند. این مبدل ولتاژ ورودی را یکسو می‌کند. بنابراین بار چهار نیم سیکل مثبت را می‌بیند. در دو سیکل بعدی مبدل منفی بار را تغذیه می‌کند. در بار مقاومتی به یاد داشته باشید که زمانیکه یک مبدل دارد عمل می‌کند، مبدل دیگر خاموش است. بنابراین هیچ جریان گردش بین دو مبدل وجود ندارد.



شکل (۶-۱۰): ساختار سیکلوکانورتر تکفاز [32]



شکل (۶-۱۱): ولتاژ دو سر بار مقاومتی در یک سیکلوکانورتر تکفاز [32]

در شکل (۶-۱۱)، موج اول، شکل موج ورودی را نشان می‌دهد. موج دوم و سوم به ترتیب شکل موج‌های خروجی را به ازای زاویه آتش صفر درجه و ۶۰ درجه نشان می‌دهند و شکل آخر هم به ازای

زاویه آتش متغیر بدست آمده است. در ادامه روش کلید زنی در شکل آخر (۵-۳) که مربوط به زاویه آتش متغیر برای مبدل تکفاز به تکفاز است، بررسی می‌شود.

چون مبدل تکفاز تمام پل یک مبدل دو پالسه است، در نتیجه ولتاژ dc خروجی از رابطه (۶-۵) بدست می‌آید:

$$V_d = \sqrt{2} V_s \left(\frac{\gamma}{\pi} \sin \frac{\pi}{\gamma} \right) \cos \alpha \quad (۵-۶)$$

این مقدار باید با مقدار متوسط شکل موج مرجع در هر نیم‌سیکل ورودی برابر باشد. به عنوان مثال اگر فرکانس خروجی برابر با $\frac{1}{4}$ فرکانس ورودی باشد، باید متوسط شکل موج خروجی را در ۸ نیم‌سیکل از ورودی حساب کرد. در ادامه روند محاسبه زاویه آتش مبدل p آورده شده است:

$$V_{odc} = \frac{4}{\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{4}{\pi} V_m \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \quad (۶-۶)$$

$$V_{odc} = \frac{4}{\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} V_m \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_m \quad (۷-۶)$$

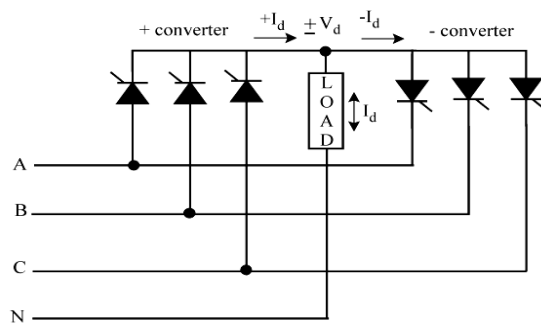
$$V_{odc} = \frac{4}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{4}} V_m \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_m \quad (۸-۶)$$

$$V_{odc} = \frac{4}{\pi} \int_{\frac{5\pi}{4}}^{\frac{7\pi}{4}} V_m \sin \theta d\theta = \frac{4}{\pi} V_m \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \quad (۹-۶)$$

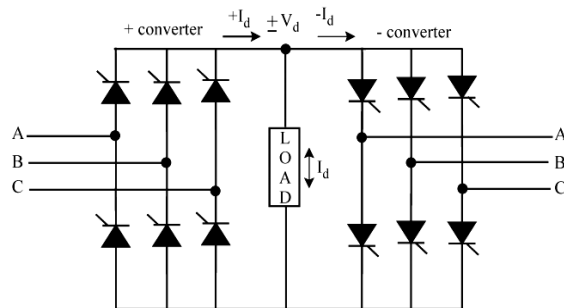
حال برای بدست آوردن زاویه آتش مبدل p در ۴ نیم‌سیکل از ولتاژ ورودی، باید روابط (۶-۶) تا (۹-۶) مساوی با رابطه (۵-۶) قرار داده شود. با فرض $V_m = V_s$ ، در نتیجه زوایای آتش به ترتیب $۶۵/۵۳^\circ$ ، ۰° و $۶۵/۵۳^\circ$ درجه به دست خواهند آمد. شبیه‌سازی سیکلوکانورتر در محیط MS همانند اینورترهاست و از آوردن شکل‌ها خودداری می‌شود.

۳-۳-۶ سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز

سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز در مقایسه با سیکلوکانورتر تکفاز به تکفاز هارمونیک کمتری دارد. دو نوع سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز وجود دارد. سیکلوکانورتر نیم‌پل که فقط از ۶ ترایستور ساخته شده است و سیکلوکانورتر تمام‌پل که از ۱۲ ترایستور ساخته می‌شود. شکل‌های (۶-۱۳) و (۶-۱۴) به ترتیب ساختار سیکلوکانورتر نیم‌پل و تمام‌پل را نشان می‌دهند.



شکل (۶-۱۲): سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز نیم‌پل [32]



شکل (۶-۱۳): سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز تمام‌پل [32]

اکنون روش کلیدزنی زاویه آتش متغیر در سیکلوکانورتر سه‌فاز به تکفاز نیم‌پل مورد بررسی قرار می‌گیرد. چون شکل موج خروجی یک مبدل سه‌فاز نیم‌موج از نوع سه‌پالسه است، پس مقدار متوسط از طریق رابطه (۶-۱۰) قابل دستیابی است [32].

$$V_d = \sqrt{2} V_s \times \frac{m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos \alpha \xrightarrow{m=3} V_d = \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} V_s \cos \alpha \quad (10-6)$$

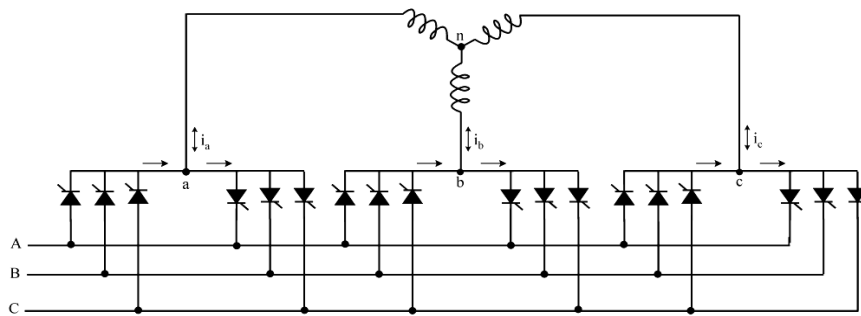
اکنون باید مقدار متوسط شکل موج ولتاژ خروجی مرجع را بدست آوریم. چون کلیدزنی تریستورها در بازه ۱۲۰ درجه از شکل موج ولتاژ ورودی اتفاق می‌افتد، پس متوسط گیری از شکل موج مرجع باید در بازه ۱۲۰ درجه از موج ورودی محاسبه گردد. با فرض اینکه فرکانس خروجی برابر با $\frac{1}{4}$ فرکانس ورودی باشد، مقدار متوسط شکل موج خروجی در ۱۵۰ درجه ابتدایی از رابطه (۱۱-۶) قابل محاسبه است.

$$V_{\text{odcv}} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{24}}^{\frac{5\pi}{24}} V_m \sin \theta d\theta \quad (10-5)$$

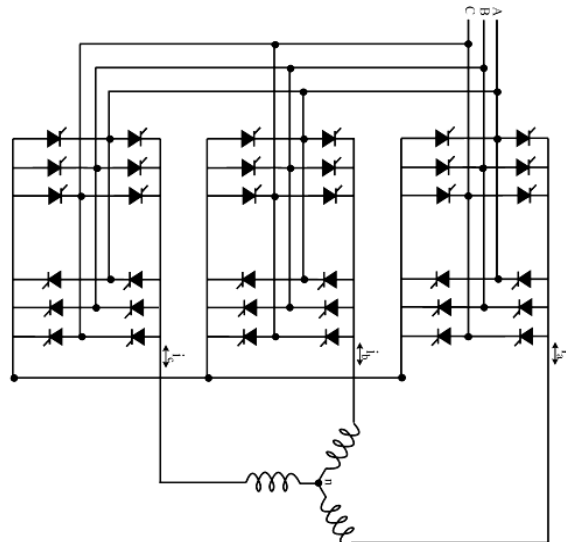
اگر نسبت فرکانس خروجی به فرکانس ورودی برابر با $\frac{1}{4}$ انتخاب شود، آنگاه این بدان معناست که نیم سیکل از خروجی برابر با 4π رادیان برای ورودی است، پس به تعداد $\frac{4\pi}{2\pi/3}$ در یک نیم سیکل از خروجی باید کلیدزنی صورت گیرد. یعنی به ازای فرکانس خروجی برابر با $\frac{1}{4}$ فرکانس ورودی، ۶ دفعه کلیدزنی در یک نیم سیکل از خروجی باید صورت پذیرد. پس بازه‌های متوسط گیری از شکل موج خروجی به اندازه $\frac{\pi}{6}$ خواهد بود. ولی بازه متوسط گیری از شکل موج ورودی برای مبدل سه فاز نیم پل $\frac{2\pi}{3}$ است. و این یعنی اینکه $\frac{\pi}{6} = \frac{2\pi}{3} \times \frac{1}{4}$ است. وقتی کلید اولی زده شد، کلید دومی متعلق به فاز b خواهد بود. یعنی متوسط گیری باید از فاز b صورت گیرد. به همین ترتیب کلیدزنی سوم مربوط به فاز c است. این روال تکرار شده تا اینکه نیم سیکل از خروجی ایجاد شود. در این هنگام مبدل p دیگر کلید نخورده و نوبت به مبدل n خواهد رسید و همین روال کار برای این مبدل نیز انجام می‌پذیرد.

۴-۳-۶ سیکلکانورتور سه‌فاز به سه‌فاز

مبدل کاهنده فرکانس سه‌پالسه یا نیم‌پیل برای تغذیه یک بار سه‌فاز را جمعاً می‌توان با ۱۸ ترایستور ساخت. اتصال‌های با تعداد پالس بیش‌تر محدوده وسیع‌تری را مجاز می‌سازند. یعنی اتصال ۶ پالسه یا تمام‌پیل که از ۳۶ ترایستور ساخته شده است، به موج سینوسی نزدیک‌تر است و همچنین اتصال ۱۲ پالسه. شکل‌های (۱۵-۶) و (۱۶-۶) به ترتیب ساختار سیکلکانورتور سه‌فاز به سه‌فاز نیم‌پیل و تمام‌پیل را نشان می‌دهند.



شکل (۱۴-۶): سیکلکانورتور سه‌فاز به سه‌فاز نیم‌پیل [28]



شکل (۱۵-۶): سیکلکانورتور سه‌فاز به سه‌فاز تمام‌پیل [28]

روش کلیدزنی برای سیکلکانورتور سه‌فاز به سه‌فاز نیز مشابه با سیکلکانورتور سه‌فاز به تک‌فاز بوده

و بنابراین از ذکر آن خودداری می‌کنیم.

۶-۳-۵ مزایا و معایب

۱- مزایا

مزایایی که در ذیل به آن‌ها اشاره می‌شود، برای وقتی است که سیکلکانورتر برای کاهش فرکانس استفاده می‌شود نه بعنوان افزایش فرکانس.

۱- تبدیل فرکانس فقط از طریق یک مرحله تبدیل صورت می‌گیرد و این موجب افزایش بازده تبدیل می‌شود.

۲- بر اساس کموتاسیون خط عمل می‌کند. بنابراین این عیب کموتاسیون اجباری را که تلفات آن می‌باشد را ندارد.

۳- سیکلکانورتر می‌تواند توان را از منبع به بار و بالعکس منتقل کند و بنابراین می‌تواند برای تامین توان درایو ac سرعت متغیر استفاده شود.

۴- عملکرد چهار ربعی درایو را امکان‌پذیر می‌کند که برای درایوهایی که روشن و خاموش شدن پی در پی دارند بسیار کارآمد است.

۵- برای عملکرد و کنترل موتور القایی دو تغذیه‌ای بسیار مناسب است. استاتور می‌تواند از طریق یک اینورتر ولتاژ متغیر- فرکانس متغیر و روتور از طریق یک سیکلکانورتر کم فرکانس تغذیه شود.

۶- در درایوهای ac سرعت متغیر با توان بالا که از طریق سیکلکانورتر تغذیه شده است در مقایسه با اینورترهای با کموتاسیون اجباری پاسخ‌دهی سریع‌تری دارند.

۷- با از بین رفتن یک تریستور، خاموش کردن کامل سیستم ضروری نیست. سیکلکانورتور می‌تواند با کمی اعوجاج بکار خود ادامه دهد ولو اینکه خروجی نامتعادل باشد.

۸- سیکلکانورتور می‌تواند شکل موج سینوسی با کیفیت بالا را در فرکانس خروجی پایین تولید کند و این بدین علت است که خروجی از تعداد زیادی از بخش‌های شکل موج ورودی ساخته شده است و بطور کلی برای عملکرد سرعت پایین، فرکانس پایین مثل درایوهای کارخانه سیمان استفاده می‌شود.

۲- معایب

۱- سیکلکانورتور ضریب توان پایینی را می‌دهد.

۲- تریستورهای بیشتری در مدار آن‌ها وجود دارد که موجب پیچیدگی بیشتر می‌شود.

۳- با توجه به نیاز به ولتاژ خروجی سینوسی، فرکانس خروجی قابل دسترس به کسری از فرکانس ورودی محدود می‌شود.

۴-۶ مقایسه اینورترها و سیکلکانورتورها

در این بخش خالی از لطف نیست تا به مقایسه اینورترها و سیکلکانورتورها بپردازیم. این مقایسه در ادامه لیست شده‌اند:

۱- در اینورترها برای بدست آوردن ولتاژ خروجی از کموتاسیون اجباری استفاده می‌شود. اما سیکلکانورتورها بر اساس کنترل فاز عمل می‌کنند. در نتیجه برای بدست آوردن ولتاژ خروجی از کموتاسیون خط استفاده می‌کند.

۲- اینورتر از دو مبدل تشکیل می‌شود. یک مبدل نقش یکسوکنندگی و دیگری در نقش اینورتری

عمل می‌کند. ولی سیکلوکانورتراز یک مبدل برای تبدیل توان ac به ac استفاده می‌کند.

۳- در اینورتر، مرحله میانی بین یکسوکننده و اینورتر وجود دارد. اما در سیکلوکانورتتر مرحله میانی وجود نداشته و فقط از یک مبدل برای تبدیل استفاده شده است.

۴- برخلاف سیکلوکانورتتر، در مورد اینورتر برای بدست آوردن خروجی مناسب از طریق PWM چه فرکانس پایین و چه فرکانس بالا استفاده می‌شود. ولی در سیکلوکانورتتر معمولاً برای تبدیل فرکانس خروجی، کسری از فرکانس ورودی استفاده می‌شود که موجب پایین نگه داشتن هارمونیک در خروجی می‌شود.

۵- در اینورترها همیشه برای بدست آوردن خروجی، کموتاسیون اجباری استفاده می‌شود. چه فرکانس پایین باشد و چه فرکانس بالا، مخصوصاً در اینورترهای PWM. ولی در سیکلوکانورتترها برای بدست آوردن فرکانس خروجی بالاتر از ورودی، کموتاسیون خط استفاده می‌شود. اما این عمل باعث فرسودگی عناصر نیمه هادی و کاهش بازده خروجی می‌شود.

۶- در اینورترها در وارونسازی سه‌فاز به سه‌فاز کل عناصر نیمه‌هادی قدرت استفاده شده در هر دو مبدل ۱۲ تا ۱۴ عدد می‌باشد. اما سیکلوکانورتتر از تعداد زیادی تریتور استفاده می‌کند. برای سیکلوکانورتترهای سه‌فاز به سه‌فاز تمام‌پل از ۳۶ عدد تریتور استفاده می‌شود.

۷- در اینورترها بعلاوه روش PWM برای کلیدزنی، اعوجاج هارمونیک در همه فرکانس‌ها پایین است. اما در فرکانس‌های خروجی کم مزیتی وجود دارد یعنی با افزایش تعداد پالس‌ها در هر سیکل، اعوجاج به مقدار بیشتری کاهش می‌یابد. اما در این عمل، بازده کل کاهش می‌یابد. ولی در سیکلوکانورتترها در فرکانس کمتر از ۵ هرتز، برای ورودی ۵۰ هرتز، اعوجاج هارمونیک کل در

ولتاژ خروجی پایین است. بنابراین سیکلکانورتر برای فرکانس‌های خروجی پایین، کاربرد بیشتری دارد.

۸- در مدارهای اینورتری، استفاده از مکانیزم هرزگردی هزینه‌های بالایی را تحمیل می‌کند. اما سیکلکانورتر بطور ذاتی عمل هرزگرد را بعلت اساس کنترل فاز انجام می‌دهد.

۹- در اینورترها کنترل مقدار موثر ولتاژ خروجی از طریق مدولاسیون شاخص قابل انجام است که تغییر سینوسی ولتاژ خروجی را کنترل می‌کند. ولی در یک سیکلکانورتر، کنترل مقدار موثر ولتاژ خروجی با کنترل زاویه آتش انجام می‌شود.

۱۰- در اینورترها به دو دلیل: ۱- فرکانس خروجی بالا در اینورترهای افزایشنده فرکانس و ۲- تعداد کلیدزنی بالا در PWM، عناصر نیمه‌هادی با کلیدزنی بالا نیاز است. اما در سیکلکانورترها با توجه به اینکه اصولاً سیکلکانورتر برای فرکانس‌های خروجی کم و کموتاسیون خط استفاده می‌شود، سرعت کلیدزنی کم مناسب است.

پس از آنکه مختصری درباره دو نوع مبدل توان که برای این پایان‌نامه نیز می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد، پرداخته شد، فصل بعد را به هدف اصلی این پایان‌نامه که تغذیه ژنراتور در مود موتوری و در فرکانس پایین است، اختصاص می‌دهیم. دو مبدل ذکر شده در این فصل، هر یک به طریقی در خروجی خود ولتاژ مطلوب با فرکانس مطلوب را تولید می‌کنند. با استفاده از یک فیلتر مناسب در خروجی این دو مبدل، شکل موج خروجی مبدل، سینوسی خواهد شد. در نتیجه در فصل بعد بجای اینکه مستقیماً از این مبدل‌ها استفاده شود و موتور توسط آن‌ها تغذیه شود، از ولتاژ تغذیه سه‌فاز سینوسی استفاده شده است.

۷ فصل هفتم

راه‌اندازی ژنراتور واحد الین بصورت موتور

سرعت پایین و ارائه نتایج

۱-۷ مقدمه

برای شناخت هرچه بهتر رفتار ماشین سنکرون در ولتاژ و فرکانس نامی و همچنین در سطوح تحریک مختلف، شرکت سازنده این اطلاعات را در قالب نمودارهای عملکرد ماشین در اختیار خریدار قرار می‌دهد. اما برای آشنایی بر عملکرد ماشین در مود موتوری و در فرکانس‌های پایین که هدف از این پایان نامه نیز هست، این فصل سعی بر آن دارد تا این نمودارها را در فرکانس‌های پایین‌تر از نامی مورد ارزیابی قرار دهد. در نتیجه در ابتدا سعی شده است تا عملکرد موتور در یک فرکانس دلخواه و سطوح مختلف ولتاژ و تحریک مورد بررسی قرار گیرد. سپس، تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شده، عملکرد آن در فرکانس‌های مختلف مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در تمامی این حالات موتور با ولتاژ سه‌فاز سینوسی تغذیه می‌شود. در فصل قبل ولتاژ مربعی در خروجی اینورترها و سیکلوکانورترها مورد بررسی قرار گرفت. در نتیجه در این فصل عملکرد موتور فقط در ولتاژ تغذیه سینوسی مورد بررسی قرار خواهد گرفت.

۲-۷ ارزیابی عملکرد موتور در فرکانس ۱ هرتز

در این بخش ابتدا تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شده، عملکرد گذرایی و سپس عملکرد دائمی موتور در یک فرکانس دلخواه مثل ۱ هرتز منتها در سطوح مختلف ولتاژ تغذیه مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت. پس از آن در فرکانس ۱ هرتز، اثر مقدار جریان تحریک در عملکرد دائمی موتور مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در انتها تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شده و عملکرد موتور در فرکانس‌های مختلف ارزیابی شده و نتایج مورد بررسی قرار خواهند گرفت. برای راه‌اندازی موتور در فرکانس ۱ هرتز، دو حالت اولیه برای روتور می‌تواند در نظر گرفته شود. حالت اول مربوط به زمانی است که روتور ساکن باشد و سپس توسط ولتاژ سه‌فاز سینوسی تغذیه شود. حالت دوم مربوط به زمانی است که موتور دارای سرعت اولیه برابر با فرکانس تغذیه بوده و سپس توسط ولتاژ سه‌فاز سینوسی تغذیه شود.

۷-۲-۱ بررسی عملکرد موتور در حالت گذرا

برای ارزیابی جایگزینی TG با اینورتر، دو حالت اولیه برای روتور به ذهن می‌رسد:

۱- روتور ژنراتور ساکن است و سپس ژنراتور توسط اینورتر تغذیه می‌شود.

۲- روتور ژنراتور دارای سرعت اولیه برابر با فرکانس تغذیه اینورتر بوده و سپس با اینورتر تغذیه

می‌شود.

تفاوت اصلی و بسیار مهم بین دو روش ذکر شده در حالت گذرای ماشین است. در مورد دوم

هیچ حالت گذرای وجود نداشته و بنابراین مقادیر نامی درایو مورد نظر پایین‌تر و در نتیجه از لحاظ

اقتصادی مقرون به صرفه‌تر خواهد بود. در نتیجه، تمرکز ما بر روی مورد دوم خواهد بود.

پس از آنکه از راه‌اندازی موتور در فرکانس ۱ هرتز توسط اینورتر سه‌فاز اطمینان حاصل کردیم، از

این به بعد موتور توسط ولتاژ سینوسی سه‌فاز راه‌اندازی خواهد شد. زیرا در خروجی اینورتر یک فیلتر

مناسب استفاده می‌شود که هارمونیک‌های شکل موج خروجی اینورتر را از بین برده و شکل موج نهایی

سینوسی خالص می‌شود.

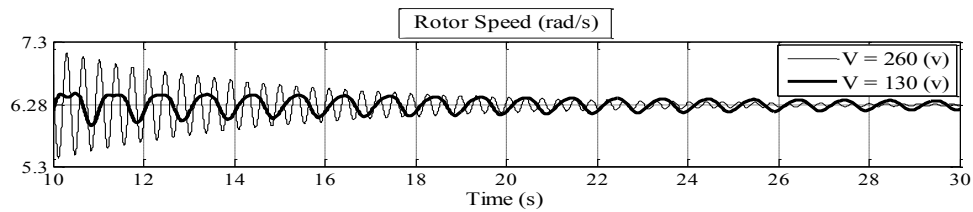
ابتدا تحریک موتور را در مقدار نامی تنظیم کرده و سپس موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح

مختلف ولتاژ تغذیه راه‌اندازی می‌شود. شکل‌های (۷-۱) و (۷-۲) به ترتیب سرعت و جریان تحریک موتور

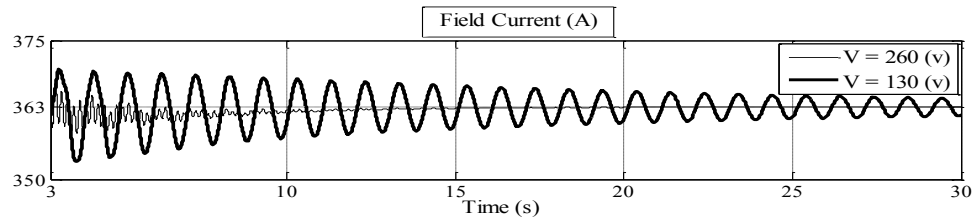
را نشان می‌دهند. همانطور که از این دو شکل نیز معلوم است، زمان گذرای موتور در ولتاژ بالاتر، کوتاه‌تر

بوده و موتور زودتر به حالت دائمی خود می‌رسد. بنابراین برای راه‌اندازی هرچه سریع‌تر موتور می‌توان از

ولتاژ تغذیه بالاتر استفاده کرده و پس از رسیدن موتور به حالت دائمی، ولتاژ را کاهش داد.



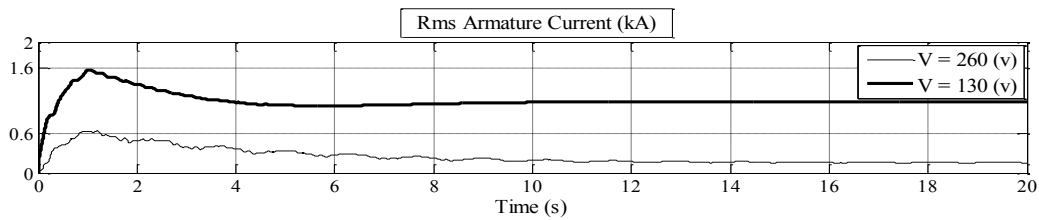
شکل (۱-۷): سرعت موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه



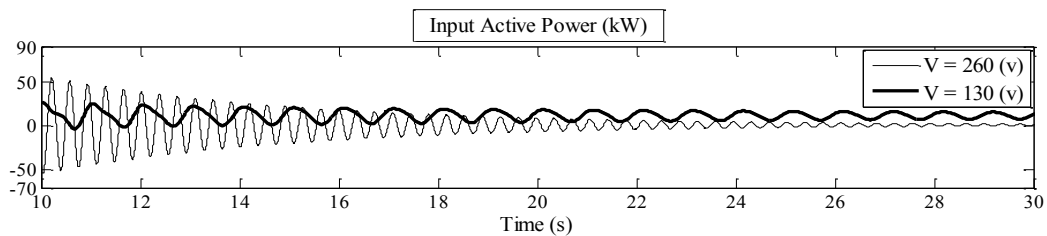
شکل (۲-۷): جریان تحریک موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه

شکل‌های (۳-۷)، (۴-۷) و (۵-۷) به ترتیب حالت گذرای جریان موتور، توان اکتیو و راکتیو

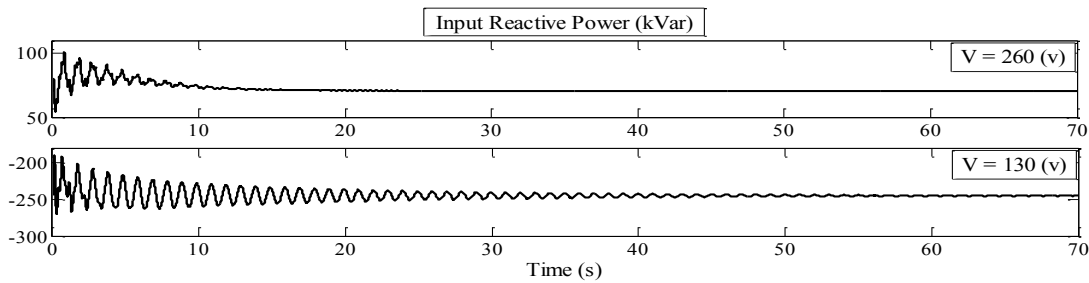
ورودی موتور را در دو سطح مختلف ولتاژ ۱۳۰ و ۲۶۰ ولت نشان می‌دهند.



شکل (۳-۷): جریان آرمیچر موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه



شکل (۴-۷): توان اکتیو ورودی موتور در فرکانس ۱ هرتز و در دو سطح مختلف ولتاژ تغذیه



شکل (۵-۷): توان راکتیو ورودی موتور در دو سطح ولتاژ تغذیه مختلف

همانطور که از شکل (۵-۷) نیز دیده می‌شود، توان راکتیو موتور در ولتاژ ۱۳۰ و ۲۶۰ ولت به ترتیب مثبت و منفی است. می‌توان نتیجه گرفت که در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک نامی، یک ولتاژ بین دو ولتاژ ذکر شده وجود دارد که باعث صفر شدن توان راکتیو موتور می‌شود. این مطلب در زیربخش ۲-۲-۷ بطور مفصل بررسی خواهد شد.

۲-۲-۷ ارزیابی عملکرد دائمی موتور

در بخش قبلی نشان داده شد که TG می‌تواند با یک اینورتر ساده جایگزین شود. در این زیر بخش عملکرد دائمی موتور در فرکانس دلخواه ۱ هرتز و ولتاژهای مختلف تغذیه مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. پس از آن مقدار ولتاژ ترمینالی که باعث می‌شود تا موتور در ضریب توان واحد کار کند، بدست می‌آید.

برای دستیابی به هدف مذکور در ابتدا بار روی شفت موتور و جریان تحریک موتور به ترتیب در مقدار صفر و نامی تنظیم می‌شوند. سپس موتور در فرکانس دلخواه ۱ هرتز اما در ولتاژهای مختلف، تغذیه می‌شود. با کاهش ولتاژ تغذیه موتور، جریان موتور نیز کاهش می‌یابد. روند کاهش ولتاژ تا جایی ادامه دارد که جریان موتور نزدیک به صفر شود. اما بدلیل وجود تلفات هسته و اصطکاک، صفر نمی‌شود. مقدار جریان در این نقطه می‌تواند محاسبه شود. چون جریان تحریک نامی برابر با ۳۶۳ آمپر است، بنابراین داریم:

$$E_f = 1.9329V_t \xrightarrow{V_t=3637.3(V)} E_f = 7030(V) \quad (1-7)$$

مقدار بدست آمده در رابطه (1-7) برای فرکانس ۵۰ هرتز است. این مقدار در فرکانس ۱ هرتز

برابر است با:

$$E_f = \frac{1}{50} \times 7030 = 140.6(V) \quad (2-7)$$

چون بار روی شفت موتور برابر با صفر بوده و تنها بار موجود همان تلفات اصطکاک است، انتظار

می‌رود که ولتاژ مربوط به می‌نیمم جریان آرمیچر که پیشتر نیز در مورد آن صحبت شد، برابر با ۱۴۰/۶

ولت باشد (این ولتاژ، ولتاژ بر فاز است). این استنباط را از روی دیاگرام برداری موتور نیز می‌توان نتیجه-

گیری کرد. بنابراین جریان مربوطه در این ولتاژ که پیش‌تر نیز در مورد آن صحبت شد، از رابطه (3-7)

بدست می‌آید.

$$I_a = \frac{V_t}{2r_a} - \sqrt{\left(\frac{V_t}{2r_a}\right)^2 - \frac{P}{r_a}} = 0.7444(A) \quad (3-7)$$

اگر در فرکانس ۱ هرتز، ولتاژ تغذیه موتور از ۱۴۰/۶ ولت (این مقدار بر فاز است) کمتر شود،

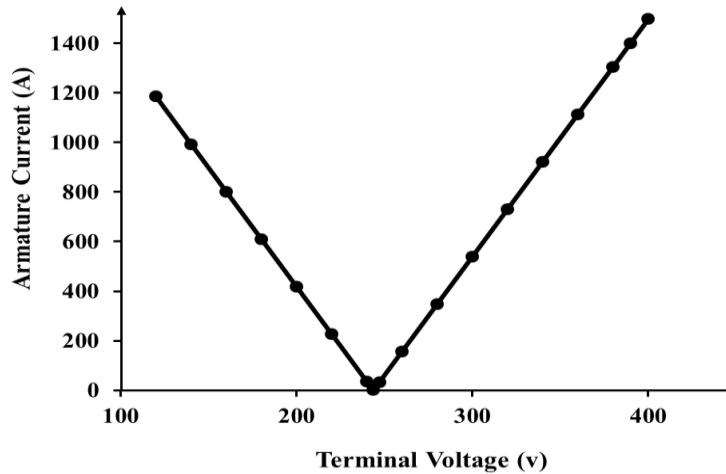
موتور همواره در ضریب توان پیشفاز کار خواهد کرد. ولتاژ تغذیه موتور تا جایی که مربوط به می‌نیمم

ولتاژ لازم برای راه‌اندازی موتور است، می‌تواند کاهش یابد. در فرکانس ۱ هرتز این مقدار در حوالی ۱۲۰

ولت خط است. دیاگرام V شکل موتور در فرکانس ۱ هرتز و در تحریک نامی در شکل (6-7) نشان داده

شده است. محور افقی در این شکل مقدار موثر ولتاژ خط را نشان می‌دهد. مقدار ولتاژ ماکسیمم از روابط

(4-7) و (5-7) قابل محاسبه است.



شکل (۶-۷): دیاگرام V شکل موتور در بی‌باری و در فرکانس ۱ هرتز

$$V_t I_a \cos \theta - r_a I_a^2 = p \quad (۴-۷)$$

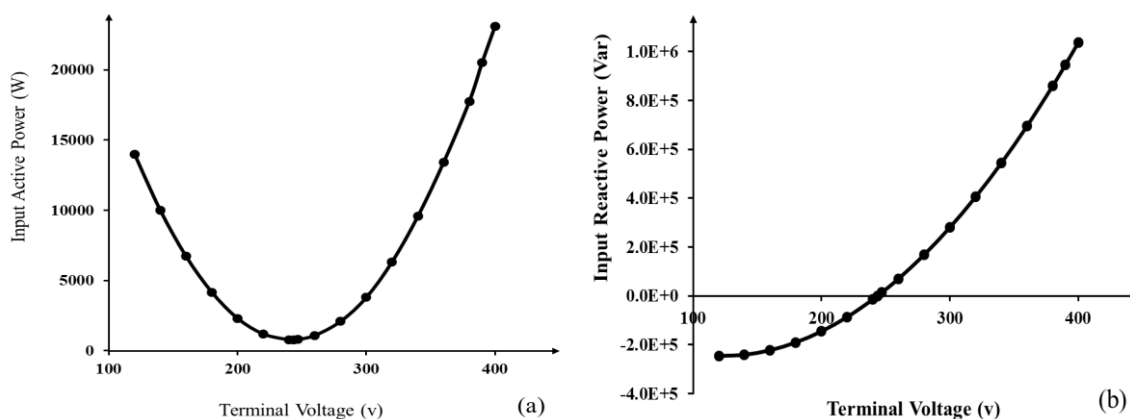
$$V_t^2 - 2V_t X_s I_a \sin \theta + (X_s I_a)^2 = E_f^2 \quad (۵-۷)$$

ولی چون موتور در بی‌باری و فرکانس ۱ هرتز کار می‌کند، طبق دیاگرام برداری موتور، مقدار ولتاژ ماکسیمم می‌تواند از رابطه (۶-۷) بدست آید.

$$V_t - X_s I_a = E_f \quad (۶-۷)$$

با کاهش ولتاژ تغذیه موتور، تلفات سیم‌پیچی آرمیچر و تلفات هسته هردو کاهش می‌یابند. بنابراین توان اکتیو ورودی موتور کاهش می‌یابد. از طرفی توان راکتیو ورودی موتور نیز کاهش می‌یابد. توان اکتیو می‌نیمم در ولتاژی که منجر به می‌نیمم شدن جریان آرمیچر می‌شود، بدست می‌آید. این مقدار ولتاژ و جریان پیش‌تر بدست آمدند. در این ولتاژ که برابر با $140/6$ ولت بود، توان راکتیو ورودی برابر با صفر می‌شود. با کاهش بیشتر در ولتاژ تغذیه، جریان آرمیچر بصورت پیشفاز افزایش خواهد یافت. بنابراین تلفات سیم‌پیچی و متعاقباً توان اکتیو ورودی موتور افزایش خواهد یافت. از طرف دیگر توان راکتیو ورودی نیز در ضریب توان پیشفاز افزایش خواهد یافت. شکل (۷-۷)، a و b به ترتیب توان اکتیو و راکتیو موتور را

در تحریک نامی و فرکانس ۱ هرتز نشان می‌دهند. همانطور که از این دو شکل دیده می‌شود، توان اکتیو می‌نیمم در ولتاژ تغذیه ۱۴۰/۶ ولت (این مقدار بر فاز است) رخ می‌دهد. در این ولتاژ، توان راکتیو موتور برابر با صفر است. همچنین بد نیست بدانید که در این ولتاژ تغذیه، توان اکتیو ورودی موتور برابر با تلفات ثابت در فرکانس ۱ هرتز خواهد بود. این تلفات برابر با ۳۱۴ وات است. بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که اگر جریان تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شده و موتور در ولتاژ ۱۴۰/۶ ولت و فرکانس ۱ هرتز با سرعت اولیه برابر با فرکانس ۱ هرتز راه‌اندازی شود، اینورتر مورد نظر کمتر از ۱ کیلو وات خواهد شد!



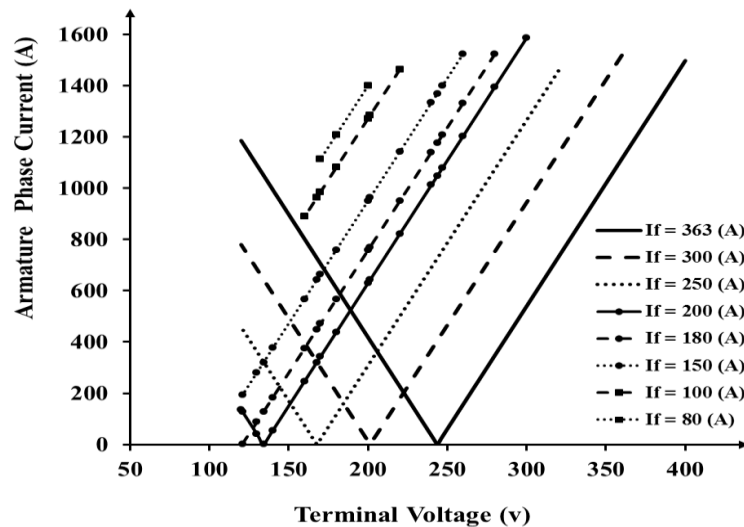
شکل (۷-۲): a- دیاگرام توان اکتیو ورودی b- دیاگرام توان راکتیو موتور در بی‌باری، تحریک نامی و فرکانس ۱ هرتز

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که در تحریک نامی و فرکانس تغذیه ۱ هرتز اگر موتور در ولتاژ ۱۴۰/۶ ولت تغذیه شود، کمترین توان مصرف خواهد شد. همچنین اینورتر مورد نظر، یک اینورتر مناسب به لحاظ قیمت خواهد بود.

۷-۲-۲-۱ ارزیابی مقدار تحریک در عملکرد موتور

در این زیر بخش به بررسی اثر مقدار تحریک موتور بر عملکرد دائمی آن در فرکانس دلخواه ۱ هرتز پرداخته می‌شود. بدین منظور ابتدا تحریک موتور در مقدار نامی قرار داده شده و موتور در بی‌باری توسط فرکانس ۱ هرتز تغذیه می‌شود. سپس تحریک موتور کاهش داده شده و روال کار تکرار می‌شود.

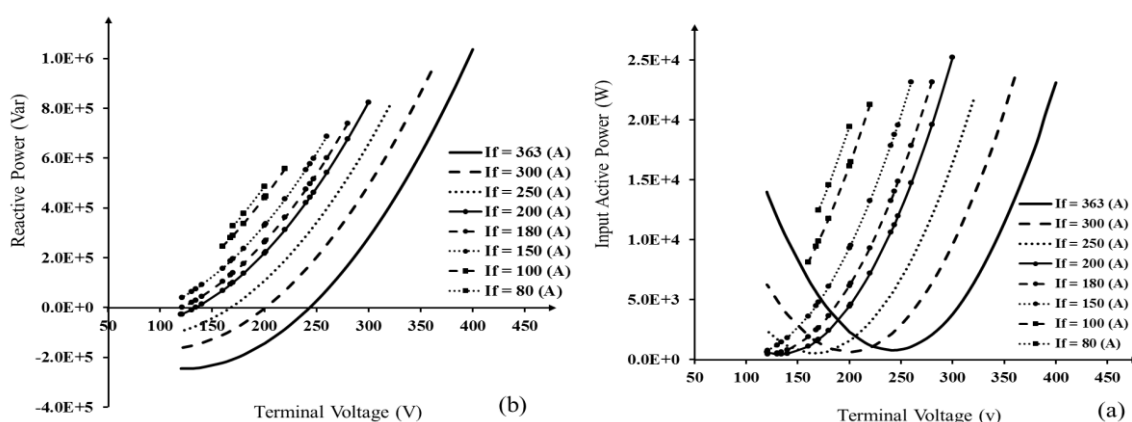
این عمل تا جایی ادامه دارد که با کاهش بیشتر تحریک، جریان آرمیچر موتور از حد حرارتی خود تجاوز کند. دیاگرام V شکل موتور در شکل (۸-۷) نشان داده شده است.



شکل (۸-۷): دیاگرام V شکل موتور در فرکانس ۱ هرتز و سطوح مختلف تحریک

بر طبق شکل (۸-۷)، می‌توان نتیجه گرفت که در یک فرکانس دلخواه با کاهش جریان تحریک موتور، مقدار ولتاژ تغذیه مربوط به ضریب توان واحد و همچنین می‌نیمم ولتاژ راه‌اندازی موتور به ترتیب کاهش و افزایش می‌یابند. روند کاهش جریان تحریک موتور تا جایی ادامه دارد که این دو ولتاژ با یکدیگر برابر شوند. چون هدف جایگزینی TG با یک درایو ساده است، اگر این درایو یک اینورتر با ولتاژ و فرکانس خروجی ثابت باشد، این مقدار از جریان تحریک (۱۸۰ آمپر) بهترین انتخاب خواهد بود. اگر جریان تحریک باز هم کاهش یابد، می‌نیمم ولتاژ مربوط به راه‌اندازی موتور از ولتاژ مربوط به عملکرد موتور در ضریب توان واحد بیشتر می‌شود و این بدان معناست که در جریان تحریک فعلی (کمتر از ۱۸۰ آمپر)، موتور به هیچ عنوان قادر به عملکرد در ضریب توان واحد نخواهد بود. بد نیست این نکته را نیز متذکر شد که در جریان تحریک فعلی (کمتر از ۱۸۰ آمپر)، وقتی موتور به حالت دائمی برسد، می‌توان ولتاژ تغذیه موتور را کاهش داد تا ضریب توان موتور افزایش یابد. اما باید خاطر نشان کرد که حتی اگر موتور به حالت

دائمی خود نیز برسد، باز هم ولتاژ تغذیه موتور را تا حد محدودی می‌توان کاهش داد. این حقیقت بدلیل لختی بالای موتور است. توان اکتیو و راکتیو موتور در شکل (۷-۹) نشان داده شده است. روند کاهش جریان تحریک تا مقدار ۸۰ آمپر ادامه دارد و پس از آن اگر جریان تحریک باز هم کاهش یابد، موتور در ولتاژی راه‌اندازی می‌شود که جریان آرمیچر از حد حرارتی خود تجاوز می‌کند. بنابراین نتایجی که می‌توان گرفت بدین شرح است که:



شکل (۷-۹): a- دیاگرام توان اکتیو موتور b- دیاگرام توان راکتیو موتور در فرکانس ۱ هرتز و سطوح مختلف تحریک

۱- اگر درایو مربوطه یک اینورتر ساده باشد، موتور در فرکانس ۱ هرتز بهترین عملکرد را در جریان تحریک ۱۸۰ آمپر خواهد داشت.

۲- اگر جریان تحریک موتور بیشتر یا مساوی ۱۸۰ آمپر باشد، موتور می‌تواند در ضریب توان واحد کار کند.

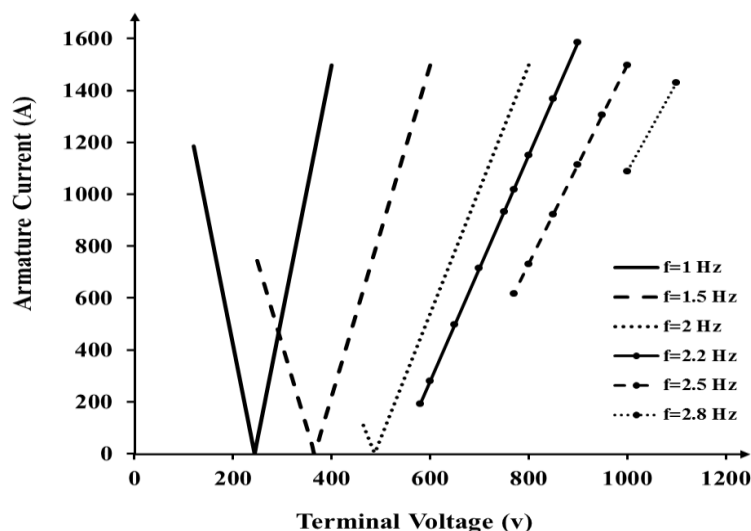
۳- وقتی موتور به حالت دائمی خود رسید، برای افزایش ضریب توان موتور می‌توان تا حدودی ولتاژ تغذیه را از می‌نیم ولتاژ تغذیه کمتر کرد. اما قبل از رسیدن موتور به حالت دائمی، بدلیل لختی بالای روتور، نمی‌توان ولتاژ تغذیه را کمتر از می‌نیم ولتاژ تغذیه مربوط به راه‌اندازی موتور انتخاب کرد.

۷-۲-۲ عملکرد موتور در فرکانس‌های مختلف تغذیه

در این بخش به بررسی عملکرد موتور در فرکانس‌های مختلف تغذیه پرداخته می‌شود. بدین ترتیب ابتدا تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شده و سپس موتور بی‌بار در فرکانس‌های مختلف تغذیه می‌شود. دلیل انتخاب تحریک موتور در مقدار نامی در ادامه توضیح داده خواهد شد.

بر طبق بخش قبل در یک فرکانس دلخواه و ثابت، اگر مقدار جریان تحریک بیش از اندازه کاهش یابد، ضریب توان موتور پسفاز خواهد شد. در نتیجه برای افزایش ضریب توان یا باید ولتاژ تغذیه موتور و یا فرکانس تغذیه را کاهش داد. بنابراین جریان تحریک ماشین در مقدار نامی تنظیم می‌شود تا موتور بتواند در فرکانس‌های بالاتری در ضریب توان واحد کار کند. بنابراین در ابتدا جریان تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شده و سپس عملکرد موتور در فرکانس‌های مختلف مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. بر این اساس دیاگرام V شکل موتور در شکل (۷-۱۰) نشان داده شده است.

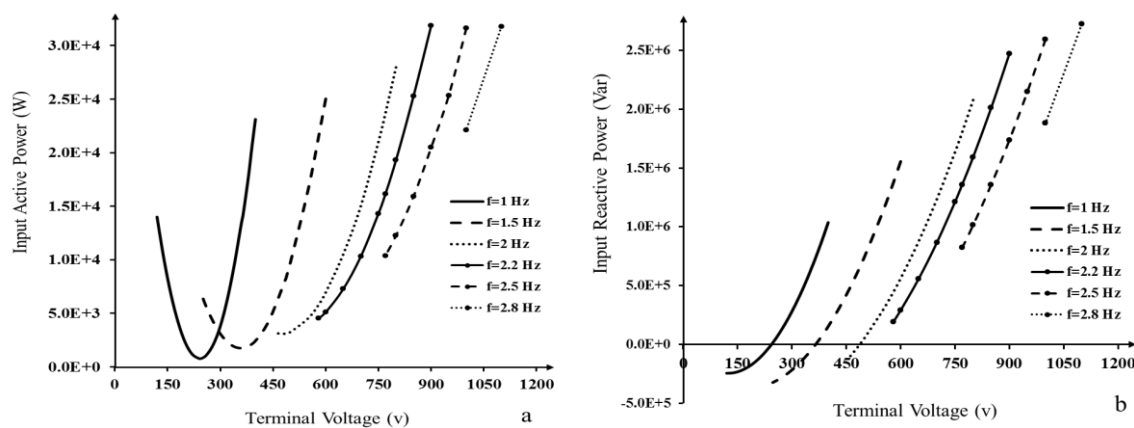
بر طبق این شکل با افزایش فرکانس تغذیه موتور، هر دو ولتاژ تغذیه مربوط به عملکرد موتور در ضریب توان واحد و می‌نیمم ولتاژ مربوط به راه‌اندازی موتور افزایش می‌یابند. روند افزایش فرکانس تغذیه موتور تا جاییکه این دو ولتاژ با یکدیگر برابر شوند، ادامه دارد. پس از آن با افزایش بیشتر در فرکانس تغذیه موتور، می‌نیمم ولتاژ مربوط به راه‌اندازی موتور از ولتاژ مربوط به عملکرد موتور در ضریب توان واحد بیشتر می‌شود. بنابراین موتور همواره در ضریب توان پسفاز کار خواهد کرد. بالاترین فرکانس تغذیه مربوط



شکل (۷-۱۰): دیاگرام V شکل موتور در تحریک نامی و فرکانس‌های مختلف تغذیه

به فرکانسی است که در آن می‌نیمم ولتاژ مربوط به تغذیه موتور ولتاژی است که منجر به افزایش جریان موتور از حد حرارتی خود خواهد شد. این نتایج در شکل (۷-۱۱) a و b، که به ترتیب مربوط به توان اکتیو ورودی و توان راکتیو ورودی موتور است، نشان داده شده است. بر طبق این شکل ما قادر به افزایش فرکانس تغذیه موتور به بالاتر از $2/8$ هرتز نیستیم.

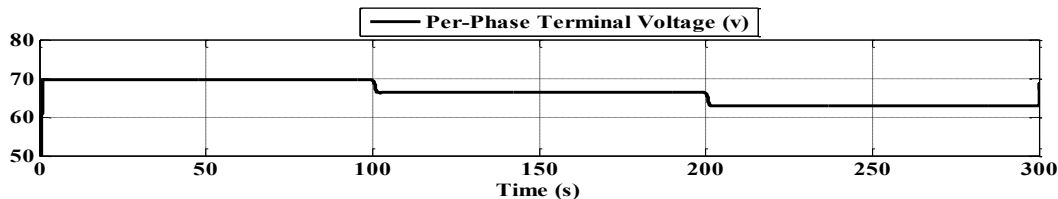
قبل از اینکه این بخش به پایان برده شود، بد نیست به این سؤال پاسخ داده شود که وقتی موتور



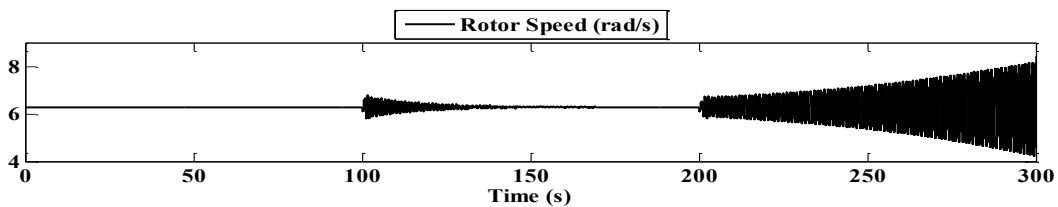
شکل (۷-۱۱): دیاگرام a- توان اکتیو ورودی موتور b- توان راکتیو ورودی موتور در تحریک نامی و فرکانس‌های مختلف تغذیه

فصل هفتم: راه‌اندازی ژنراتور واحد الین بصورت موتور سرعت پایین و ارائه نتایج

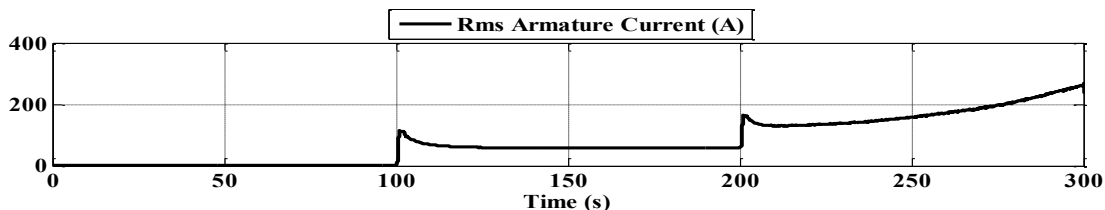
در می‌نیمم ولتاژ راه‌اندازی شد و به حالت دائمی رسید، تا چه حد می‌توان ولتاژ تغذیه را کاهش داد تا موتور همچنان در سرعت سنکرون باقی بماند؟ بدین منظور ابتدا جریان تحریک را برابر با ۱۸۰ آمپر قرار داده و سپس موتور در ولتاژ ۱۲۰/۷۶ ولت تغذیه می‌شود. پس از رسیدن موتور به حالت مانا، بر طبق شکل (۷-۱۲) ولتاژ تغذیه موتور را به ۰/۹۵ مقدار اولیه کاهش می‌دهیم. دیده می‌شود که موتور در سرعت سنکرون باقی می‌ماند. پس از رسیدن موتور به حالت مانا، دوباره ولتاژ موتور را به مقدار ۰/۹ مقدار اولیه کاهش می‌دهیم. دیده می‌شود که موتور از همگامی خارج می‌شود. شکل‌های (۷-۱۳) و (۷-۱۴) به ترتیب سرعت و جریان موثر موتور را نشان می‌دهند. بر طبق این شکل‌ها، نتیجه‌ای که می‌توان گرفت این است که ولتاژ تغذیه موتور فقط می‌تواند در حدود ۵ درصد کاهش یابد.



شکل (۷-۱۲): کاهش ولتاژ تغذیه هر فاز موتور از مقدار ۱۲۰/۷۶ ولت خط در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک ۱۸۰ آمپر



شکل (۷-۱۳): سرعت موتور در حین کاهش ولتاژ تغذیه در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک ۱۸۰ آمپر



شکل (۷-۱۴): جریان موثر هر فاز موتور در حین کاهش ولتاژ تغذیه در فرکانس ۱ هرتز و جریان تحریک ۱۸۰ آمپر

نتایجی که از بخش ۷-۲ می‌توان گرفت در ادامه بطور خلاصه بیان شده‌اند:

۱- عملکرد واحد الین نیروگاه مشهد در مود موتوری و فرکانس‌های پایین، شدنی است. همچنین توان نامی اینورتر مورد استفاده پایین و به لحاظ اقتصادی مقرون بصره خواهد بود.

۲- در جریان تحریک ۱۸۰ آمپر و ولتاژ تغذیه ۱۲۰/۷۶ ولت، توان اکتیو ورودی موتور می‌نیمم شده و موتور در ضریب توان واحد کار خواهد کرد. بنابراین در جریان تحریک ۱۸۰ آمپر اگر موتور در ولتاژ ۱۲۰/۷۶ ولت تغذیه شود، در فرکانس ۱ هرتز هم تلفات سیم‌پیچی تحریک می‌نیمم می‌شود و هم موتور در ضریب توان واحد کار خواهد کرد.

۳- در یک فرکانس دلخواه مثل ۱ هرتز، با کاهش جریان تحریک، ولتاژ تغذیه مربوط به عملکرد موتور در ضریب توان واحد و می‌نیمم ولتاژ مربوط به راه‌اندازی موتور به ترتیب کاهش و افزایش می‌یابند. روند کاهش جریان تحریک تا جاییکه این دو ولتاژ با یکدیگر برابر شوند، ادامه می‌یابد. اگر روند کاهش جریان تحریک بیشتر ادامه یابد، موتور همواره در ضریب توان واحد کار خواهد کرد. روند کاهش جریان تحریک موتور تا جایی که جریان موتور از حد حرارتی خود تجاوز نکند، ادامه دارد.

۴- اگر جریان تحریک موتور در مقدار نامی تنظیم شود، موتور در فرکانس‌های بالاتری قادر به عملکرد در ضریب توان واحد خواهد بود. در یک جریان تحریک ثابت، با افزایش فرکانس تغذیه موتور هم ولتاژ مربوط به عملکرد موتور در ضریب توان واحد و هم می‌نیمم ولتاژ مربوط به راه‌اندازی موتور افزایش می‌یابند. برای عملکرد در ضریب توان واحد، فرکانس تغذیه موتور تا جاییکه این دو ولتاژ با یکدیگر برابر شوند، ادامه می‌یابد. با افزایش بیشتر در فرکانس تغذیه، موتور همواره در ضریب توان واحد کار خواهد کرد. روند افزایش فرکانس تغذیه موتور تا جایی ادامه دارد که جریان موتور از حد حرارتی خود تجاوز نکند.

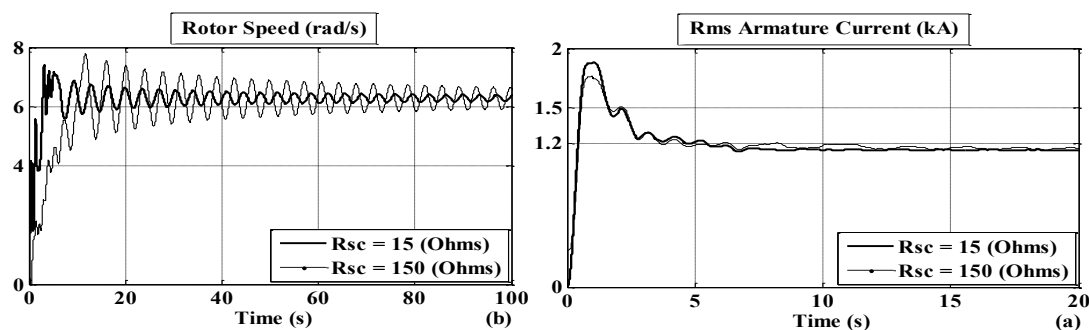
۵- برای تغذیه موتور توسط اینورتر، دو حالت را می‌توان در نظر گرفت. حالت اول اینکه موتور هنگامیکه

ساکن است با اینورتر تغذیه شود. حالت دوم مربوط به وقتی است که ژنراتور دارای سرعت اولیه است و سپس توسط موتور تغذیه می‌شود. حالت دوم دارای شرایط گذرای نبوده و بالتبع به لحاظ اقتصادی مقرون به صرفه‌تر خواهد بود.

۳-۷ ارزیابی عملکرد موتور در تحریک اتصال کوتاه

در بخش قبل عملکرد موتور در سطوح مختلف تحریک مورد ارزیابی قرار گرفت. در این بخش به ارزیابی عملکرد موتور در حالتی که تحریک آن با یک مقاومت خارجی اتصال کوتاه شده است، پرداخته می‌شود. در بخش قبل به این نتیجه رسیدیم که موتور در فرکانس تغذیه ۱ هرتز به ترتیب در ولتاژ تغذیه و جریان تحریک ۱۲۰/۷۶ ولت و ۱۸۰ آمپر دارای بهترین عملکرد خواهد بود. در نتیجه در این بخش نیز ولتاژ تغذیه موتور در تحریک اتصال کوتاه شده برابر با ۱۲۰/۷۶ ولت انتخاب و نتایج در دو مقاومت خارجی متفاوت که در مدار روتور قرار می‌گیرند، مقایسه شده و سپس بهترین مقاومت راه‌اندازی انتخاب می‌شود. سپس بهترین شرایط اتصال کوتاه با بهترین شرایط جریان تحریک که در بخش قبل مورد بررسی قرار گرفت، مقایسه شده و در حالت کلی بهترین حالت انتخاب می‌شود.

وقتی که سیم‌پیچ تحریک موتور اتصال کوتاه می‌شود، موتور سنکرون می‌تواند بصورت القایی شروع به دور گرفتن کرده و در نهایت با سرعت سنکرون بچرخد. بنابراین ابتدا روتور با یک مقاومت خارجی اتصال کوتاه شده و سپس توسط ولتاژ سینوسی ۱۲۰/۷۶ ولت و فرکانس ۱ هرتز راه‌اندازی می‌شود. شکل (۷-۱۵) سرعت موتور و جریان موثر آرمیچر را نشان می‌دهد.



شکل (۷-۱۵): (a) جریان موثر هر فاز آرمیچر (b) سرعت موتور در تحریک اتصال کوتاه شده

همانطور که این شکل نشان می‌دهد، مقدار مقاومت خارجی اتصال کوتاه در مدار روتور اثر خود را در حالت گذرای موتور نشان می‌دهد. مقدار این مقاومت را می‌توان بدست آورد. با فرض اینکه موتور سنکرون در حالتی که تحریک آن اتصال کوتاه شده است، همانند موتور القایی است، می‌توان مقاومتی را که در آن گشتاور راه‌اندازی موتور ماکسیمم می‌شود بدست آورد. این مقاومت از رابطه زیر بدست می‌آید:

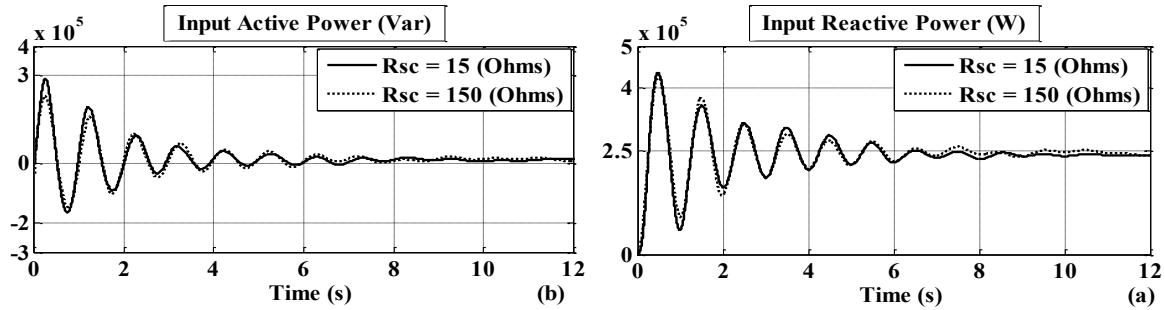
$$X_{ff} = R_{sc} \Rightarrow 2\pi f \times L_{ff} = R_{sc} \quad (7-7)$$

با جایگذاری مقادیر f و L_{ff} داریم:

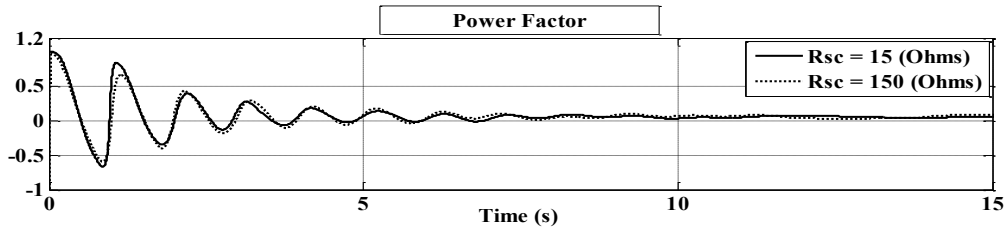
$$R_{sc} \cong 9.5\Omega \quad (8-7)$$

با افزایش بیشتر در مقدار مقاومت اتصال کوتاه مدار تحریک، موتور دیرتر به حالت دائمی خواهد رسید. این نتیجه در شکل (۷-۱۵) مشهود است. توان اکتیو و راکتیو ورودی موتور در شکل (۷-۱۶) نشان داده شده است. از معایب تحریک اتصال کوتاه می‌توان به بالا رفتن توان اکتیو و راکتیو ورودی در یک ولتاژ یکسان نسبت به حالتی که تحریک وجود دارد، اشاره کرد. این مطلب را می‌توان با نتایج بخش ۷-۲ مقایسه کرده و از صحت آن اطمینان حاصل کرد. از طرفی در تحریک اتصال کوتاه شده، موتور در ضریب توان بسیار پایین کار کرده که به هیچ وجه مطلوب نیست. ضریب توان موتور در شکل (۷-۱۷) نشان داده شده است.

فصل هفتم: راه‌اندازی ژنراتور واحد الین بصورت موتور سرعت پایین و ارائه نتایج

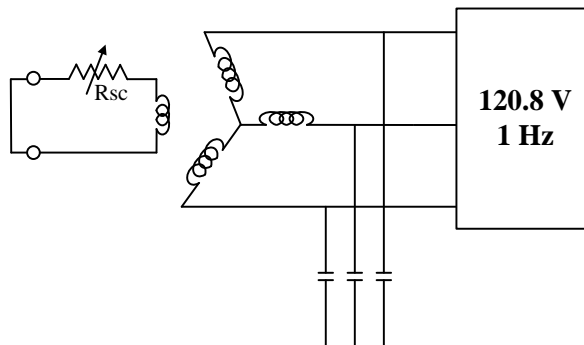


شکل (۷-۱۶): (a) توان اکتیو موتور در تحریک اتصال کوتاه شده (b) توان راکتیو موتور در تحریک اتصال کوتاه شده



شکل (۷-۱۷): ضریب توان موتور در تحریک اتصال کوتاه شده

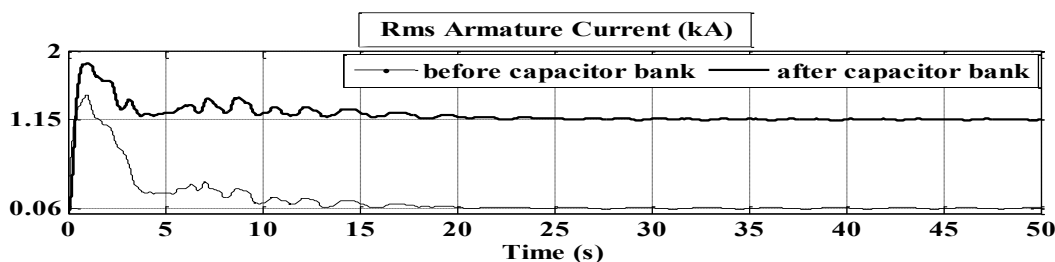
تمامی نتایج نشان دهنده آن است که موتور در مقاومت کمتر، زودتر دور می‌گیرد. اما در تحریک اتصال کوتاه شده، ظرفیت درایو مورد نیاز بسیار بالاتر می‌رود. این مشکل را می‌توان با خازن‌گذاری حل کرد. شکل (۷-۱۸) نحوه اتصال بانک خازنی به موتور را نشان می‌دهد.



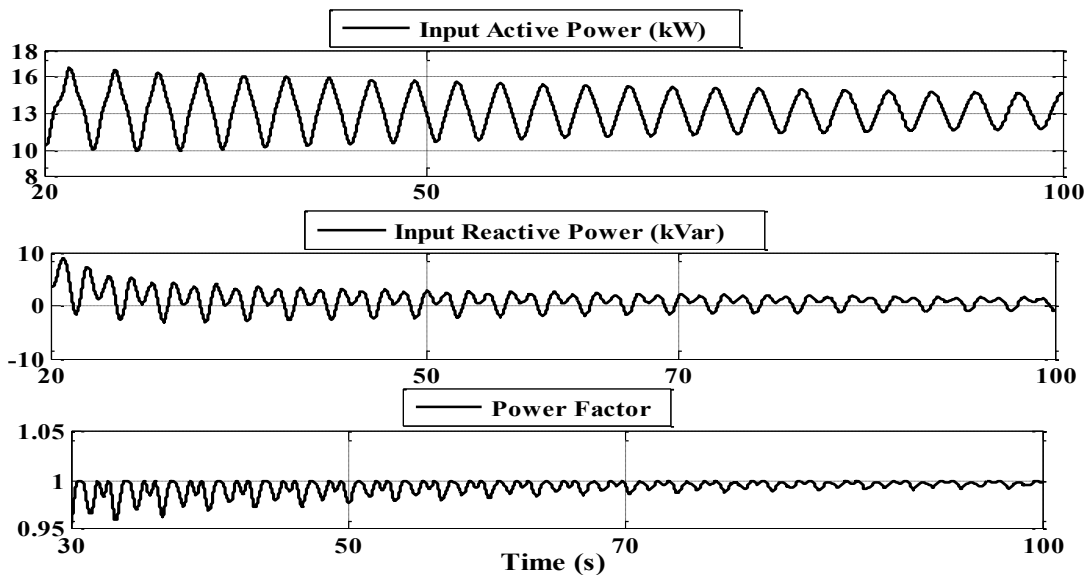
شکل (۷-۱۸): نحوه اتصال بانک خازنی به موتور در تحریک اتصال کوتاه شده

مقاومت خارجی مدار تحریک برابر با ۱۵ اهم قرار داده شده و سپس موتور در ولتاژ تغذیه 120.76 ولت خط و فرکانس ۱ هرتز منتها با حضور بانک خازنی راه‌اندازی می‌شود. همانطور که می‌دانید،

ژنراتور سنکرون را همه بعنوان وسیله‌ای برای تولید توان راکتیو می‌شناسند. اما در این کاربرد خاص که تحریک ماشین اتصال کوتاه می‌شود و در نتیجه توان راکتیوی تولید نمی‌شود، می‌توان از یک بانک خازنی برای جبران توان راکتیو استفاده کرد. این کار منجر به پایین آمدن ظرفیت اینورتر مورد نظر خواهد شد. جریانی که موتور از شبکه می‌کشد در شکل (۷-۱۹) آورده شده است. همانطور که می‌بینید، جریان موتور قبل از بانک خازنی بسیار کاهش یافته است. و این بدان معناست که ظرفیت اینورتر مورد نیاز پایین‌تر آمده است. همچنین استفاده از بانک خازنی درست باعث کاهش توان راکتیو ورودی موتور حتی تا نزدیک به مقدار صفر و افزایش ضریب توان موتور خواهد شد. این موضوع در شکل (۷-۲۰) به وضوح دیده می‌شود. در ضریب توان واحد، جریان آرمیچر نزدیک به صفر بوده و بنابراین تلفات سیم‌پیچ آرمیچر صفر می‌شود. در نتیجه توان ورودی برابر با توانی است که صرف تلفات مکانیکی ماشین خواهد شد. از طرفی چون سرعت موتور پایین است، در نتیجه تلفات مکانیکی خیلی پایین خواهد بود. پس ظرفیت اینورتر مورد نظر پایین بوده و به لحاظ اقتصادی مقرون به صرفه خواهد بود.



شکل (۷-۱۹): جریان موتور قبل و بعد از بانک خازنی مورد استفاده در تحریک اتصال کوتاه شده



شکل (۷-۲۰): توان اکتیو، راکتیو و ضریب توان موتور در حضور بانک خازنی

نتایجی که می‌توان از این بخش گرفت، بدین صورت است که:

۱- عملکرد واحد الین نیروگاه مشهد در مود موتوری و فرکانس‌های پایین و همچنین در تحریک اتصال کوتاه شده با یک مقاومت خارجی، امکان‌پذیر است.

۲- گشتاور راه‌اندازی موتور در مقاومت خارجی ۵ تا ۱۵ اهم، ماکسیمم بوده و موتور سریع‌تر شتاب می‌گیرد.

۳- در یک ولتاژ ورودی ثابت مثل ۱۲۰ ولت، با افزایش مقاومت خارجی در مدار تحریک اتصال کوتاه شده، شتاب موتور در رسیدن به سرعت سنکرون کاهش یافته و این افزایش مقاومت تا جایی ادامه دارد که موتور دیگر نتواند به سرعت سنکرون برسد. در این حالت موتور بصورت القایی خواهد چرخید.

۴- با مقایسه این بخش با بخش ۷-۲ که تحریک نیز وجود داشت، در یک فرکانس و ولتاژ تغذیه یکسان، توان مصرفی موتور در تحریک اتصال کوتاه شده بیشتر بوده و این امری بدیهی است. در نتیجه در تحریک اتصال کوتاه شده، ظرفیت اینورتر مورد نظر بالا خواهد رفت.

۵- برای کاهش توان مصرفی ورودی در تحریک اتصال کوتاه شده، می‌توان از بانک خازنی استفاده کرد. با استفاده از یک بانک خازنی مناسب، جریان موتور ثابت بوده اما توان نامی اینورتر کاهش خواهد یافت و هدف ما نیز همین است.

۸ فصل هشتم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۸-۱ نتایج

در این پایان‌نامه بنا به نیازی که برای نیروگاه مشهد دیده شد، جایگزینی TG با یک اینورتر ساده مورد ارزیابی قرار گرفت. برای نیل به این هدف کارهای زیر انجام گرفت:

- ۱- گردآوری اطلاعات ابعادی مربوط به ژنراتور آسیب دیده
- ۲- طراحی سیم‌بندی‌های استاتور و مدار روتور و مدلسازی ماشین در نرم‌افزار اجزاء محدود
- ۳- مش‌بندی ماشین مدل شده و بدست آوردن کلیه پارامترهای ماشین مورد مطالعه از جمله اندوکتانس‌های عملیاتی سیم‌پیچی استاتور و روتور.
- ۴- شبیه‌سازی ماشین در مود موتوری در نرم‌افزار MS.
- ۵- ارزیابی عملکرد موتور در فرکانس‌های پایین.

نتیجه‌ای که بدست آمد، بدین شرح است که TG می‌تواند با یک درایو جایگزین شود. در ضمن با انتخاب شرایط اولیه مناسب برای موتور، می‌توان از یک درایو با توان بسیار پایین استفاده کرد که بسیار مقرون به صرفه خواهد بود. نتایج نشان می‌دهند که اگر ژنراتور هنگامی که تحریک داشته و دارای سرعت اولیه برابر با فرکانس تغذیه درایو است، با درایو در همان فرکانس تغذیه شود، یک درایو ۱۰ کیلووات برای هدف مورد نظر کافی خواهد بود.

۸-۲ پیشنهادات

در این پایان‌نامه عملکرد ژنراتور واحد الین نیروگاه مشهد در مود موتوری و در فرکانس‌های پایین توسط اینورتر سه‌فاز با ولتاژ سه‌فاز سینوسی مورد ارزیابی قرار گرفت. پیشنهاداتی که می‌شود به قرار زیر است:

۱- ارزیابی عملکرد ژنراتور در مود موتوری و با ولتاژ مربعی که توسط اینورتر با تکنیک کلیدزنی

به روش ۱۲۰ درجه یا ۱۸۰ درجه و یا توسط سیکلکانورتر پوش تولید می‌شود است.

۲- ارزیابی مقدار فرکانس کلیدزنی اینورتر.

۳- استفاده از یک خازن راه‌انداز در مدار تحریک ماشین برای غلبه بر اندوکتانس خودی سیم‌پیچ

تحریک و در نتیجه افزایش شتاب‌گیری موتور.

۱- ماتریس اندوکتانس فضایی ماشین

ماتریس اندوکتانس فضایی ماشین مورد نظر بصورت زیر است:

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ L_{af} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bf} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cf} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$

عناصر این ماتریس بر حسب هانری مطابق زیر است. چون ماشین مورد مطالعه یک ماشین دو قطبی با قطب‌های صاف است، در نتیجه هارمونیک‌های اندوکتانس‌ها بسیار کوچک بوده و و برای مطالعه مورد نظر در این پایان‌نامه لازم نیستند. در نتیجه در این قسمت هم آورده نشده‌اند.

$$L_{ff} = 1.3607$$

$$\begin{aligned} L_{fa}(\theta) &= 0.087973238 \times \cos[(\theta - 3.534291735)] \\ &+ 0.0003154 \times \cos[3 \times (\theta - 3.534291735)] \\ &- (1.5e - 5) \times \cos[5 \times (\theta - 3.534291735)] \\ &- (1.648e - 5) \times \cos[7 \times (\theta - 3.534291735)] \end{aligned}$$

$$L_{aa}(\theta) = 0.0072684 + 0.0001159 \times \cos[2(\theta - 3.534291735)]$$

$$L_{ab}(\theta) = -0.0032652 - 0.000169846 \times \cos[2(\theta - 3.534291735)]$$

$$L_{bb}(\theta) = L_{aa}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{cc}(\theta) = L_{aa}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{bc}(\theta) = L_{ab}(\theta + \pi)$$

$$L_{ca}(\theta) = L_{ab}\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$L_{bf}(\theta) = L_{af}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{cf}(\theta) = L_{af}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

۲- مقاومت‌های روتور و استاتور

$$R_a = R_b = R_c = 0.00319994$$

$$R_f = 0.428126446$$

مراجع:

- [1] C. M. Lane, T. H. Kuo, (1961), "Cross-Compound Turbine-Generator Turning-Gear Synchronization Study I- Analysis Using Automatic Digital Computation", IEEE Journal of Power Apparatus and Systems, Vol. 80, pp. 282-290.
- [2] C. M. Lane, P. Barth, (1961), "Cross-Compound Turbine-Generator Turning-Gear Synchronization Study II- Field Test Investigation", IEEE Journal of Power Apparatus and Systems, Vol. 80, pp. 291-298.
- [3] Un-Hak Nuh, (1983), "Turbin/Generator System", Module 2, Doosan Heavy Industries and Construction Co.Ltd.
- [4] E. T. B. Gross, V. F. Bobrowicz, (1955), "Economic Selection of Auxiliary Drive Motors in Power Plants", IEEE Journal of Power Apparatus and Systems, Vol. 74, 1237-1248.
- [5] Richard C. Dorf, Robert H. Bishop, (2008), "Modern Control Systems", 12th Edition, Prentice Hall.
- [6] J. Jung, ENTD, (1994), "Turbin and Auxiliaries ", Module 234-9, 1-14.
- [7] Elin, (1967), "Three Phase Turbo-generator, Model DTG 100/2-227", Mashhad Steam Power Station/Iran,pp 1-49.
- [8] P. S. Bimbhra, (2011), "Electrical Machinery", Khanna Publisher, 7th Edition, New Delhi.
- [9] G.R. Slemon, (1992), "Electric Machines and Drives", Addison-Wesley.
- [10] A k sawhney, (1972), "A Course in Electrical Machine Design", Dhanpat Rai & Sons, Jullundur.
- [11] Paul C. Krause, (2002), "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", IEEE Press Publisher, Second Edition.
- [12] P. Kundur, (1994), "Power System Stability and Control", Tata McGraw-Hill Education.
- [13] IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses, IEEE Std 1110-2002.
- [14] Daryl L. Logan, (2012), "A First Course in The Finite Element Method", Fourth Edition, University of Wisconsin–Platteville.
- [15] Ramón Bargallo, (2006), "Finite Elements for Electrical Engineering", University Polytècnica De Catalonia.
- [16] David Meeker, (2010), "Finite Element Method Magnetics", User's Manual, Version 4.2.
- [17] P. P. Silvester and R. L. Ferrari, (1996), "Finite elements for electrical engineers", Cambridge University Press.
- [18] J. A. Bastos and N. Sadowski, (2003), "Electromagnetic modeling by finite element method", Marcel Dekker.
- [19] Ansoft Corporation. URL <http://www.ansoft.com/>. Last accessed, (2006).
- [20] S. J. Salon, (1995), "Finite Element Analysis of Electrical Machines", Kluwer Academic Publishers.

- [21] Ansoft Corporation. Maxwell 2D Student Version - Getting Started: A 2D Magnetostatic Problem. URL http://www.ansoft.com/maxwellsv/MaxwellSV_Magnetostatic.pdf. Last accessed, (2006).
- [22] Ansoft Corporation. Maxwell 2D Student Version - Getting Started: A 2D Electrostatic Problem. URL http://www.ansoft.com/maxwellsv/MaxwellSV_Electrostatic.pdf. Last accessed, (2006).
- [23] D. de Canha, (2008), "The analysis of shaft voltages in a synchronous generator with various induced faults", the requirements for the degree of Master of Science in Engineering, University of the Witwatersrand, Johannesburg.
- [24] Ansoft Corporation. Maxwell 2D Version 11 - Online Help, (2006).
- [25] W. N. Fu, P. Zhou, D. Lin, S. Stanton, and Z. J. Cendes, (2004), "Modeling of Solid Conductors in Two-Dimensional Transient Finite-Element Analysis and Its Application to Electric Machines", IEEE Trans. Magnetics, pp. 426–434.
- [26] P. Zhou, D. Lin, W. N. Fu, B. Ionescu, and Z. J. Cendes, (2006), "A General Cosimulation Approach for Coupled Field-Circuit Problems ", IEEE Trans. Magnetics, pp. 1051–1054.
- [27] حسن‌نیا، ا. (۱۳۸۷)، "تعیین پارامترهای دینامیکی-گذرای یک ماشین سنکرون با استفاده از FE"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود.
- [28] M. H. Rashid, (2003). "Power electronics: circuits, devices and applications", Pearson Education, India.
- [29] سلطانی، ح. (۱۳۸۷)، "تحلیل روش‌های مختلف مدولاسیون پهنای پالس برای یک سیستم اینورتر تکفاز چند سطحی در فرکانس مدولاسیون پایین"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه مازندران.
- [30] D. M. Brod and D. W. Novotny, (1985), "Current control of VSI-PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Applicat, pp. 562–570.
- [31] http://www.ece.umn.edu/groups/Power_Electronics_Drives/svpwm.pdf 2 (1997).
- [32] B. R. Pelly, (1971), "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", Wiley, New York.

Abstract:

We know that each Unit has an small motor called the Turning Gear that its duty is turning the shaft slowly for a period of time to avoid shaft distortion. Now suppose that this motor was damaged due to important reasons such as the economic reason cannot be provided a similar case for the unit. As a result, we should think about other methods to turn the unit slowly. This thesis after introducing the problem, try to fix it. That is at first the Unit is simulated in the finite element environment and then the operational inductances of the machine is achieved and the results will be validated. After that it has been suggested that the important task of Turning Gear can be replaced by power converters. For this purpose, in chapter six is spoken briefly about two converters names inverters and cycloconverters. Finally, in chapter seven it is evaluated the operation of the motor at different frequencies and voltages and interesting results have been obtained.

Keywords — *power plant, synchronous generator, Turning Gear, Power converters, drive, rotor balancing.*



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering
Power Group

Title:

***Modelling of The Elin Unit of Mashhad Power Plant in
Finite Element environment and evaluating its operation
as low speed Motor***

Student: Mr Mohammad Yousefifefat Pishkhani

Supervisors:

Dr. Ahmad Darabi and Dr. Mohsen Assili

Ms.c Thesis to obtain master's degree

February 2014