



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت

شبیه سازی و بررسی عملکرد

تنظیم کننده ولتاژ خودکار (AVR) دیجیتال یک دیزل ژنراتور

اساتید راهنما:

دکتر احمد دارابی

دکتر علی سلیمانی

ارائه دهنده:

محمد شریف تورانی

تیرماه ۱۳۸۶

بنام یزدان پاک

تقدیم به:

پدر و مادر عزیزم که با هرچه داشتند یاری ام دادند

و

خواهران مهربانم که مشوق من در این مسیر دشوار بودند

تشکر و قدر دانی

بر خود لازم می دانم از همه اساتید محترم و دوستانی که در مراحل مختلف تحصیلی از الطاف و راهنمایی آنها بهره مند بوده ام تشکر و قدردانی نموده و برای آنها موفقیت و خوشبختی آرزو نمایم. با سپاس ویژه از اساتید محترم راهنما آقایان دکتر دارابی و دکتر سلیمانی که کمک های بی دریغ و دلسوزانه ایشان راهنمای بزرگی در طی مراحل مختلف پایان نامه بوده و همچنین با تشکر از داوران محترم، توفیق جبران زحمات آنها و موفقیت روزافزون آنها را از درگاه خداوند متعال خواستارم.

محمد شریف تورانی

تیرماه ۱۳۸۶

چکیده:

امنیت و پایداری در سیستم های قدرت در درجه اول به طراحی مناسب سیستم کنترل تحریک در ژنراتور ها بستگی دارد. تنظیم کننده های ولتاژ خودکار (AVR) به عنوان قلب سیستم در کنترل تحریک ژنراتورها استفاده می شود. AVR ها به دو صورت آنالوگ و دیجیتال طراحی می شوند. مطالعات گسترده ای پیرامون ساختار و طراحی سیستم کنترل AVR در شبکه های توزیع متعادل انجام شده است. اما عموماً ژنراتورهای کوچک در شبکه های توزیع متعادل و نامتعادل با تغییرات دائمی بار کار می کنند. در شبکه های توزیع متعادل تمام ولتاژ های فاز یکسان و ولتاژ های خط نیز با هم برابرند، و از هر کدام از ولتاژ ها می توان در طراحی سیگنال فیدبک استفاده کرد. اما در شبکه های نامتعادل ولتاژ منحصر بفردی جهت مقایسه وجود ندارد.

در این پروژه ضمن شبیه سازی ماشین ۳۱,۵ کیلو ولت آمپر (مدل دقیق ژنراتور و تحریک) ، AVR نوع آنالوگ برای آن طراحی می شود در ادامه کنترل کننده AVR نوع آنالوگ با دیجیتال معادل آن برای یک دیزل ژنراتور کوچک مورد ارزیابی قرار می گیرد، در پایان باتعریف شاخص های کیفیت (میزان پراکندگی ولتاژ ها از بار نامی و تحلیل هارمونیک)، الگوریتم های مختلف انتخاب فیدبک ولتاژ را در عملکرد AVR مورد ارزیابی قرار داده، بر پایه نتایج شبیه سازی بهینه ترین الگوریتم در انتخاب فیدبک ولتاژ معرفی می گردد

واژگان کلیدی: دیزل ژنراتور، تنظیم کننده ولتاژ خودکار نوع دیجیتال، کنترل تحریک

فهرست مطالب

نتایج شبیه سازی

فصل ششم:

۷۲	۱-۶- مقدمه
۷۵	۲-۶- تنظیم کننده ولتاژ آنالوگ
۷۶	۱-۲-۶- عملکرد ژنراتور در شبکه های متعادل
۷۸	۲-۲-۶- عملکرد ژنراتور در شبکه های نامتعادل
۸۴	۳-۶- اثر پایدار ساز سیستم تحریک در بهبود عملکرد AVR
۸۸	۴-۶- تنظیم کننده ولتاژ دیجیتال
۸۹	۱-۴-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 3ms$
۹۰	۲-۴-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 5ms$
۹۱	۳-۴-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 10ms$
۹۲	۴-۴-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 15ms$
۹۷	۵-۶- شاخص های عملکرد
۹۷	۱-۵-۶- شاخص واریانس
۹۷	۲-۵-۶- میزان هارمونیک های ولتاژ های خط
۹۸	۳-۵-۶- درصد اعوجاج هارمونیک کل
۹۸	۶-۶- شبیه سازی و انتخاب فیدبک ولتاژ

جمع بندی و پیشنهادات

فصل هفتم:

۹۶	۱-۷- جمع بندی و پیشنهادات:
----	----------------------------

ضمیمه

فهرست نمودار ها و تصاویر

<u>صفحه</u>	<u>شکل</u>
	فصل اول:
۳	شکل ۱-۱- دیاگرام قسمت های اصلی یک سیستم کنترل ولتاژ
۹	شکل ۲-۱- ولتاژ ترمینال و انحراف زاویه δ
۹	شکل ۳-۱- ولتاژ ترمینال با کنترل بهینه
۱۰	شکل ۴-۱- انحراف زاویه δ با کنترل بهینه
	فصل دوم:
۱۳	شکل ۱-۲- تنظیم کننده ولتاژ الکترومکانیکی
۱۴	شکل ۲-۲- بلوک دیاگرام ساده یک سیستم تحریک آنالوگ برای ژنراتور سنکرون
۱۶	شکل ۳-۲- مدار کنترل تثبیت ولتاژ ژنراتور نوع آنالوگ
۲۰	شکل ۴-۲- رابطه غیر خطی بین جریان کنترل و اندوکتانس سیم پیچ
۲۱	شکل ۵-۲- بلوک دیاگرام سیستم خطی شده
۲۲	شکل ۶-۲- بلوک دیاگرام سیستم خطی شده
۲۳	شکل ۷-۲- بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل تحریک دیجیتالی
۲۴	شکل ۸-۲- بلوک دیاگرام کلی سیستم تحریک DC
۲۵	شکل ۹-۲- مدل سیستم تحریک DC به عنوان DC1
۲۶	شکل ۱۰-۲- مدل سیستم تحریک استاتیک
۲۷	شکل ۱۱-۲- بلوک دیاگرام مدل سیستم تحریک ST4B
۲۸	شکل ۱۲-۲- بلوک دیاگرام تثبیت کننده نوع PSS2B
۲۸	شکل ۱۳-۲- بلوک دیاگرام سیستم تحریک AC
۲۹	شکل ۱۴-۲- بلوک دیاگرام سیستم تحریک بدون جاروبک AC1A

- شکل ۲-۱۵- بلوک دیاگرام سیستم تحریک Alterrex-EX2000 با مدل AC7B ۳۰
- شکل ۲-۱۶- بلوک دیاگرام سیستم تحریک مدل AC8B ۳۰
- شکل ۲-۱۷- بلوک دیاگرام مدار جبران ساز سیستم تحریک ۳۱

فصل سوم:

- شکل ۳-۱- بلوک دیاگرام شماتیک شبکه تحت مطالعه ۳۷
- شکل ۳-۲- دیاگرام شماتیک برداری یک ماشین سنکرون قطب برجسته ۳۹
- شکل ۳-۳- مدل مداری ماشین سنکرون بر اساس تحلیل اجزای محدود ۴۰
- شکل ۳-۴- سیستم تحریک ماشین سنکرون ۴۳
- شکل ۳-۵- نمای کلی از مدل سازی ژنراتور مورد مطالعه ۴۴
- شکل ۳-۶- بلوک دیاگرام مداری AVR با کنترل کننده PID ۴۵

فصل چهارم:

- شکل ۴-۱- پاسخ تقریبی اغلب سیستم ها به ورودی پله ۵۱
- شکل ۴-۲- بلوک دیاگرام کنترل کننده PID آنالوگ ۵۳
- شکل ۴-۳- دیاگرام کلی سیستم کنترل دیجیتال ۵۴
- شکل ۴-۴- بلوک دیاگرام کنترل کننده PID دیجیتال ۵۵
- شکل ۴-۵- بلوک دیاگرام تحقق کنترل کننده PID دیجیتال ۵۵

فصل پنجم:

- شکل ۵-۱- بلوک آماده ژنراتور سنکرون در فریم dqo ۶۰
- شکل ۵-۲- بلوک دیاگرام و فرآیند شبیه سازی ژنراتور سنکرون ۶۱
- شکل ۵-۳- بلوک دیاگرام تشکیل ماتریس L_1 ۶۲

- شکل ۵-۴- بلوک دیاگرام تشکیل ماتریس L_2 ۶۲
- شکل ۵-۵- تشکیل ماتریس های L_{ab} ، L_{fa} ، L_{aa} و.. ۶۳
- شکل ۵-۶- بلوک های محاسبه جریان خروجی ژنراتور ۶۳
- شکل ۵-۷- پروسه نمونه گیری از جریان بار و افزودن آن به جریان داخلی ژنراتور ۶۴
- شکل ۵-۸- بلوک محاسبه سیگنال ولتاژ خروجی ژنراتور ۶۴
- شکل ۵-۹- بلوک تبدیل سیگنال به ولتاژ ۶۵
- شکل ۵-۱۰- بلوک های تحقق اندازه گیری ولتاژ ۶۶
- شکل ۵-۱۱- پیاده سازی محدودیت ها و اثرات اشباع بروی سیگنال کنترل ۶۷
- شکل ۵-۱۲- بلوک دیاگرام تنظیم کننده ولتاژ ۶۷
- شکل ۵-۱۳- بلوک دیاگرام تحقق تنظیم کننده ولتاژ ۶۷
- شکل ۵-۱۴- بلوک دیاگرام شماتیک AVR به همراه سیستم کنترل آنالوگ ۶۸
- شکل ۵-۱۵- بلوک دیاگرام تحقق کنترل کننده دیجیتال معادل نوع آنالوگ ۶۸
- شکل ۵-۱۶- معادل کنترل کننده PID آنالوگ بصورت دیجیتال ۶۹
- شکل ۵-۱۷- شبیه سازی سیستم تحریک ۷۰

فصل ششم:

- شکل ۶-۱- ولتاژ خروجی ژنراتور در شرایط وجود و عدم وجود AVR (بار ۱ پریونیت) ۷۳
- شکل ۶-۲- ولتاژ خروجی ژنراتور در شرایط وجود و عدم وجود AVR (بار ۲ پریونیت) ۷۳
- شکل ۶-۳- ولتاژ خروجی ژنراتور، جریان فیلد در شرایط وجود و عدم وجود AVR (بار ۱ پریونیت) ۷۴
- شکل ۶-۴- ولتاژ خروجی ژنراتور، جریان فیلد در شرایط وجود و عدم وجود AVR (بار ۲ پریونیت) ۷۴

- ۷۵ شکل ۵-۶- بلوک دیاگرام AVR نوع آنالوگ
- ۷۶ شکل ۶-۶- ولتاژ فاز a ژنراتور و خروجی AVR در بار یک پریونیت و $PF=1$
- ۷۶ شکل ۶-۷- ولتاژ فاز a ژنراتور و خروجی AVR در بار یک پریونیت و $PF=0.8$
- ۷۷ شکل ۶-۸- ولتاژ خروجی ژنراتور (rms) در بار یک پریونیت ($PF=1, 0.8$)
- ۷۷ شکل ۶-۹- سیگنال ولتاژ خروجی AVR در بار یک پریونیت ($PF=1, 0.8$)
- ۷۸ شکل ۶-۱۰- سیگنال خروجی AVR در شبکه نامتعادل ۱
- ۷۹ شکل ۶-۱۱- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ab}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۱
- ۸۰ شکل ۶-۱۲- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{bc}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۱
- ۸۰ شکل ۶-۱۳- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ca}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۱
- ۸۱ شکل ۶-۱۴- جریان سه فاز خروجی ژنراتور و جریان فیلد در شبکه توزیع نامتعادل ۱
- ۸۲ شکل ۶-۱۵- سیگنال خروجی AVR در شبکه نامتعادل ۲
- ۸۲ شکل ۶-۱۶- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ab}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲
- ۸۳ شکل ۶-۱۷- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{bc}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲
- ۸۳ شکل ۶-۱۸- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ca}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲
- ۸۴ شکل ۶-۱۹- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ca}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲
- ۸۵ شکل ۶-۲۰- ساختار کلی تنظیم کننده ولتاژ با ساختار بهبود یافته
- ۸۶ شکل ۶-۲۱- جریان خروجی ژنراتور و فیلد بدون پایدار ساز
- ۸۶ شکل ۶-۲۲- جریان خروجی ژنراتور و فیلد با استفاده از پایدار ساز
- ۸۷ شکل ۶-۲۳- مقایسه بین ولتاژ خروجی AVR در شرایط مختلف
- ۸۷ شکل ۶-۲۴- ولتاژ خروجی ژنراتور و سیگنال AVR با کنترل کننده PID
- ۸۸ شکل ۶-۲۵- سیگنال خروجی AVR و ولتاژ خروجی ژنراتور با کنترل کننده PID
- ۸۶ شکل ۶-۲۵- ولتاژ خروجی AVR دیجیتال در $T_s=3ms$
- ۸۹ شکل ۶-۲۶- ولتاژ خروجی ژنراتور و سیگنال خروجی AVR در $T_s=3ms$

- شکل ۶-۲۷- سیگنال خروجی AVR دیجیتالی در $T_s=5ms$ ۹۰
- شکل ۶-۲۸- ولتاژ خروجی ژنراتور و سیگنال خروجی AVR در $T_s=5ms$ ۹۰
- شکل ۶-۲۹- سیگنال خروجی AVR دیجیتالی در $T_s=10ms$ ۹۱
- شکل ۶-۳۰- ولتاژ خروجی ژنراتور و سیگنال خروجی AVR در $T_s=10ms$ ۹۱
- شکل ۶-۳۱- سیگنال خروجی AVR دیجیتالی در $T_s=15ms$ ۹۲
- شکل ۶-۳۲- ولتاژ خروجی ژنراتور و سیگنال خروجی AVR در $T_s=15ms$ ۹۲
- شکل ۶-۳۳- مقایسه سیگنال خروجی AVR دیجیتالی با نوع آنالوگ در $PF=1$ ۹۳
- شکل ۶-۳۴- مقایسه سیگنال خروجی AVR دیجیتالی با نوع آنالوگ در $PF=0.8$ ۹۳
- شکل ۶-۳۵- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتالی $T_s=3ms$ ۹۴
- شکل ۶-۳۶- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتالی $T_s=5ms$ ۹۴
- شکل ۶-۳۷- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتالی $T_s=10ms$ ۹۵
- شکل ۶-۳۸- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتالی $T_s=15ms$ ۹۵
- شکل ۶-۳۹- مقایسه سیگنال خروجی AVR دیجیتالی با تغییر زمان نمونه برداری ۹۶
- شکل ۶-۴۰- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۰
- شکل ۶-۴۱- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۰
- شکل ۶-۴۲- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۵، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۱
- شکل ۶-۴۳- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۵، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۱
- شکل ۶-۴۴- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۵۷، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۲
- شکل ۶-۴۵- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۵۷، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۲
- شکل ۶-۴۶- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۸۱، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۳
- شکل ۶-۴۷- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۸۱، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۳
- شکل ۶-۴۸- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۷۰۷، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۴
- شکل ۶-۴۹- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۷۰۷، ۰٪ عدم تعادل بار) ۱۰۴

- شکل ۶-۵۰- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۰,۸۶۶٪ عدم تعادل بار) ۱۰۵
- شکل ۶-۵۱- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۰,۸۶۶٪ عدم تعادل بار) ۱۰۵
- شکل ۶-۵۲- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۰,۲۸۸٪ عدم تعادل بار) ۱۰۶
- شکل ۶-۵۳- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۰,۲۸۸٪ عدم تعادل بار) ۱۰۶
- شکل ۶-۵۴- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل (۰,۵۷٪ عدم تعادل بار) ۱۰۷
- شکل ۶-۵۵- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ (۰,۵۷٪ عدم تعادل بار) ۱۰۷
- شکل ۶-۵۶- مقایسه میانگین هارمونیک سوم ولتاژ خط در بارهای مختلف ۱۰۸
- شکل ۶-۵۷- مقایسه مقدار (rms) جریان سیم صفر در بارهای مختلف ۱۰۸
- شکل ۶-۵۸- مقایسه درصد انحراف ولتاژ از مقدار مطلوب در بارهای مختلف ۱۰۹
- شکل ۶-۵۹- مقایسه درصد اعوجاج کل ولتاژهای خط در بارهای مختلف ۱۰۹

فهرست جداول

<u>صفحه</u>	<u>جدول</u>
۱۵	جدول ۱-۲ مشخصات ژنراتور
۴۷	جدول ۱-۳ پارامترهای ماشین و سیستم تحریک
۵۱	جدول ۱-۴ قواعد تنظیم زیگلر و نیکولز بر اساس پاسخ پله دستگاه (روش اول)
۵۲	جدول ۲-۴ قواعد تنظیم زیگلر و نیکولز بر اساس پاسخ پله دستگاه (روش دوم)
۷۵	جدول ۱-۶ مقدار پارامترهای طراحی شده در AVR نوع آنالوگ
۸۵	جدول ۲-۶ مقدار پارامترهای طراحی شده در AVR بهبود یافته
۸۹	جدول ۳-۶ ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال $T_s=3ms$
۹۰	جدول ۴-۶ ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال $T_s=5ms$
۹۱	جدول ۵-۶ ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال $T_s=10ms$
۹۲	جدول ۶-۶ ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال $T_s=15ms$
۹۶	جدول ۷-۶ ترکیب بارهای انتخاب شده در شبیه سازی سیستم توزیع نامتعادل
۱۱۰	جدول ۸-۶ نتایج حاصل از شبیه سازی

فصل اول

مقدمه



۱-۱- مقدمه

امنیت و پایداری در سیستم های قدرت در درجه اول به طراحی مناسب سیستم کنترل تحریک ژنراتور بستگی دارد. دیزل ژنراتور تامین کننده توان حقیقی و توان واکنشی لازم مصرف کننده در ولتاژ و فرکانس خاص است. برای مثال اگر بار واکنشی مصرف کننده ها در شبکه زیاد شود، ولتاژ افت می کند برای جبران این مشکل حلقه تنظیم کننده ولتاژ خودکار^۱ ولتاژ سیم پیچ تحریک را زیاد می کند تا علاوه بر تامین توان واکنشی مصرف کننده ها، ولتاژ ژنراتور به وضعیت مطلوب برگردد.

سیستم های کنترل تحریک در ژنراتورها بصورت آنالوگ و دیجیتال طراحی می شوند.

خروجی تنظیم کننده ولتاژ نوع آنالوگ معمولاً یک موج PWM با فرکانس چند برابر فرکانس ماشین می باشد. استراتژی بکار رفته در این نوع تنظیم کننده ولتاژ، کنترل Duty_Cycle با یک کنترل کننده PID عمل کننده بر روی تغییرات ولتاژ خط است.

بخش کنترل AVR های آنالوگ بواسطه پارامترهای ثابتی در سیستم تنظیم می گردید در نتیجه ولتاژ ترمینال ژنراتور فقط در رنج محدودی قابل تثبیت بود، استفاده از این نوع AVR ها در بسیاری از شرایط عملکرد رضایت بخش نیست. تنظیم کننده ولتاژ نوع دیجیتال با توجه به ساده بودن ساختار، ارزان بودن و امکان پیاده سازی استراتژی های کنترلی پیچیده از قبیل (کنترل کننده های فازی، عصبی، ژنتیک، فازی و) و همچنین در تقویت پایداری گذرا پس از اغتشاشات شدید تکنولوژی برتر می باشد که امروزه در مرحله حضور و جایگزینی است.

در پایان نامه با مدل سازی سیستم و تعریف شاخصهای کیفیت (میزان پراکندگی ولتاژ ها از مقدار بار نامی و تحلیل هارمونیک) الگوریتم های مختلف انتخاب فیدبک ولتاژ، عملکرد AVR در شرایط دائمی نامتعادل مورد بررسی قرار گرفته و بهینه ترین الگوریتم در انتخاب فیدبک ولتاژ معرفی می گردد.

برای مطالعه و شبیه سازی سیستم تحریک می بایست ادراک دقیقی از اجزای اصلی سیستم قدرت داشته باشیم. تعدادی از این بخش ها عبارتند از:

دیزل ژنراتور، سیستم کنترل تحریک، گاورنر، تنظیم کننده ولتاژ خودکار، پایدار ساز سیستم قدرت

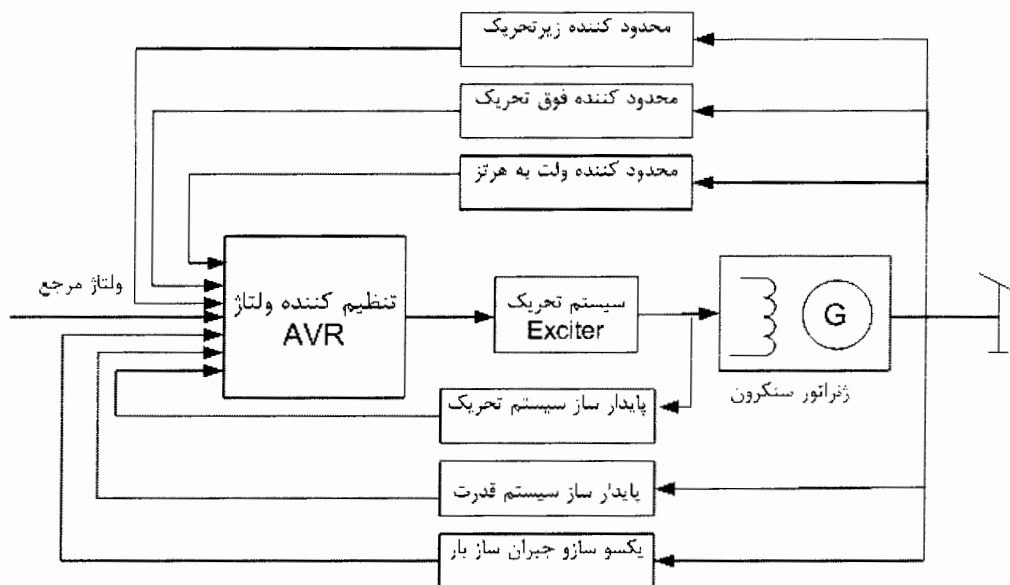
۲-۱- دیزل ژنراتور:

از دیر باز تولید انرژی الکتریکی بصورت محلی مورد توجه بوده است. دیزل ژنراتور عموماً از یک ژنراتور بدون جاروبک کوچک تشکیل شده است، نیروی مورد نیاز جهت چرخاندن محور ژنراتور از یک توربودیزل کوچک تامین می شود. دیزل ژنراتورهای کوچک عموماً در شبکه های توزیع متعادل و نامتعادل (ولتاژهای فاز و همچنین ولتاژ های خط نابرابرند و ولتاژ منحصر بفردی جهت مقایسه وجود ندارد) با تغییرات دائمی بار در رنج وسیع کار می کنند. ورودیهای کنترل ژنراتور سنکرون به دو قسمت سیگنال کنترل تحریک و کنترل گاورنر تقسیم می شوند.

سرعت دیزل ژنراتور در مقدار معینی ثابت فرض می شود، لذا سعی داریم در این پایان نامه عملکرد ژنراتور را بواسطه کنترل سیگنال تحریک مورد ارزیابی قرار دهیم.

۳-۱- سیستم کنترل تحریک:

حلقه کنترل تنظیم کننده ولتاژ خودکار تامین توان واکنشی و کنترل ولتاژ ترمینال را بر عهده دارد. شکل ۱-۱ بلوک دیاگرام قسمت های اصلی یک سیستم کنترل تحریک (ولتاژ) را نشان می دهد. در ادامه این قسمت ها بصورت خلاصه معرفی می گردند.



شکل ۱-۱- بلوک دیاگرام قسمت های اصلی یک سیستم کنترل ولتاژ

۱-۳-۱- یکسو ساز و جبران کننده بار^۱ :

در این قسمت ابتدا ولتاژ ترمینال ژنراتور اندازه گیری و یکسو می شود. اکثر مواقع همین ولتاژ یکسو شده با مقدار ولتاژ مرجع (مقدار دلخواه) مقایسه شده و سپس تنظیم کننده، برای کم کردن خطا، اقدام لازم را انجام می دهد. گاهی بجای ولتاژ ترمینال باید ولتاژ نقطه ای دیگر (مثلا طرف دیگر ترانسفورماتور) کنترل گردد. در این صورت جریان ترمینال (I) نیز اندازه گیری و با مشخص بودن مقاومت (R_l) و اندوکتانس (X_l) بین نقطه مطلوب و نقطه ای که اندازه گیری انجام می شود، اندازه ولتاژ نقطه مطلوب با رابطه ۱-۱ محاسبه می گردد.

$$|V| = |V_t + (R_l \dot{I} + jX_l \dot{I})| \quad (1-1)$$

حال این مقدار با مقدار دلخواه مقایسه شده و خطا به سیستم تنظیم کننده داده می شود.

۱-۳-۲- محدود کننده زیر تحریک^۲ و فوق تحریک^۳ :

مقدار توان راکتیو مصرفی ژنراتور (حالت زیر تحریک) نمی تواند از مقداری بیشتر باشد. این مقدار با چند عامل محدود می شود، اولین و مهمترین آنها حد گرمایی انتهایی استاتور است. برای جلوگیری از این اتفاق سیستم محدود کننده جریان زیر تحریک در سیستم کنترل ولتاژ وجود دارد. محدود کننده فوق تحریک حداکثر جریان تحریک را محدود می کند. سیم پیچ تحریک مثل هر سیم پیچ دیگری نمی تواند بیش از حد مجاز جریان حمل کند. وقتی محدود کننده فوق تحریک جریان زیاد را تشخیص می دهد، بعد از یک تأخیر زمانی مرتبط با دامنه جریان، فرمان کاهش جریان تحریک را صادر می کند.

۱-۳-۳- محدود کننده ولتاژ به هرتز^۴ :

مشابه کنترل دامنه جریان فوق تحریک، مقدار مجاز شار مغناطیسی به زمان بستگی دارد. در این حالت نیز محدود کننده ولت بر هرتز، پس از اندازه گیری ولتاژ و فرکانس، مقدار بیش از حد طبیعی

1-Inverter and Load Compensator
3-Over excitation Limiter

2-Underexcitation Limiter
4-Volt/Hertz Limiter

بودن آن را بعد از یک تأخیر زمانی (بسته به میزان نسبت ولت بر هرتز) تشخیص داده، ولتاژ تحریک را کنترل و ولتاژ ژنراتور را به محدوده مجاز هدایت می کند.

۱-۳-۴- پایدار ساز سیستم قدرت^۱:

پایدار ساز سیستم قدرت یک سیگنال کنترل تکمیلی تولید می کند تا نوسانات سیستم قدرت پس از یک اغتشاش سریعاً میرا شوند. این سیستم کنترل خطای فرکانس را به عنوان ورودی می گیرد (متغیرهای دیگری از قبیل انحراف سرعت رتور، توان الکتریکی شتاب دهنده و فرکانس ولتاژ نیز به عنوان سیگنالهای ورودی مورد استفاده قرار می گیرد) و سیگنالی که با ولتاژ مرجع جمع می شود را تولید می کند. نتایج عملی و شبیه سازی نشان می دهد که اگر این سیستم درست تنظیم شود در میرا کردن نوسانات سیستم بسیار مؤثر است.

۱-۳-۵- پایدارکننده سیستم تحریک^۲:

سیگنال کنترل AVR، قبل از تبدیل به سیگنال ولتاژ ترمینال، باید از چندین زیر سیستم عبور کند. در طراحی کنترل کننده برای چنین سیستم هایی (که زیر سیستم های زیادی دارند)، اغلب کنترل کننده های محلی (حلقه کنترلی که روی یک یا چند زیر سیستم بسته می شود و در داخل حلقه اصلی کنترل قرار دارد) می تواند نقش مؤثری در پایداری سیستم حلقه بسته کلی ایفا کنند. پایدار ساز سیستم تحریک چنین نقشی را در حلقه کنترل ولتاژ ایفا می نماید. این حلقه کنترل محلی روی سیستم تحریک و AVR بسته می شود. در این حلقه فیدبک، از ولتاژ میدان تحریک (و نه ولتاژ ژنراتور) فیدبک گرفته می شود.

۱-۳-۶- تنظیم کننده خودکار ولتاژ:

با توجه به شکل ۱-۱، AVR به عنوان قلب سیستم کنترل ولتاژ عمل می کند. این سیستم سیگنال های خود را از قسمت های مختلف می گیرد و سیگنال کنترل AVR را تولید می کند. این سیگنال، برای کم کردن خطای ولتاژ است و تمام محدود کننده ها نقش خود را روی آن ایفا کرده اند، یعنی

1-Power system Stabilizer.PSS

2- Excitation Stabilizer

سیگنال کنترل طوری محاسبه شده است که هیچ کدام از محدودیت ها شکسته نمی شوند. در AVR پس از اینکه ولتاژ اندازه گیری و یکسوسازی شد با ولتاژ دلخواه مقایسه و سیگنال خطا محاسبه می شود. مثل هر کنترل کننده دیگر، سیگنال خطا وارد یک جبران کننده می شود. این جبران کننده می تواند فقط یک تقویت کننده ساده و یا یک جبران کننده پیش فاز، پس فاز، PID و یا در سیستم های دیجیتال الگوریتم های کنترلی سطح بالا (از قبیل فازی، عصبی، غیر خطی، ژنتیک و...) باشد.

۱-۳-۷- تحریک کننده^۱:

از آنجا که سیگنال خروجی AVR توان لازم برای فعال نمودن سیستم تحریک ژنراتور را ندارد، به یک سیستم واسط و یا محرک^۲ نیاز است. تحریک کننده، سیگنال خروجی تنظیم کننده AVR را می گیرد و متناسب با آن ولتاژ سیم پیچ تحریک ژنراتور را کم یا زیاد می کند. این سیستم توان لازم برای سیم پیچ تحریک ژنراتور را تولید می کند.

۱-۴- تاریخچه

در سال های قبل از ۱۹۵۰ استفاده از مدارهایی چون خازن های سری در شبکه های انتقال قدرت باعث تنظیم و افزایش ولتاژ در خطوط انتقال می شد و در نتیجه بهبود پایداری را بدنبال داشت.

در اوایل دهه ۱۹۶۰ ایده کنترل تحریک ژنراتور (تنظیم کننده های ولتاژ خودکار آنالوگ و پایدار ساز سیستم قدرت) در تثبیت ولتاژ و توان راکتیو ژنراتور مورد تحقیق قرار گرفته و بطور فراگیر در سیستم های قدرت بکار گرفته شد.

در سال ۱۹۷۰ آقای K.j.Runtz برای اولین بار استفاده از تنظیم کننده ولتاژ دیجیتال را در کنترل تحریک ژنراتورهای سنکرون ارائه داد [1]. اما به لحاظ اقتصادی، کاربرد عملی این تکنولوژی از سالهای ۱۹۹۰ به بعد بطور چشمگیری افزایش یافته است. استفاده از الگوریتم های کنترلی پیچیده که در تکنولوژی دیجیتال قابل اجراست -بدلیل سطح بالای کنترل- تحول شگرفی در جهت استفاده از تنظیم کننده های ولتاژ اتوماتیک دیجیتال در سالهای بعد ایجاد کرد بطوری که تحقیقات گسترده

1-Exciter

2-Actuator

ای در زمینه استفاده از انواع کنترل کننده های غیرخطی، فازی، عصبی و انجام گرفته که بطور مختصر در ادامه مورد بررسی قرار می گیرد.

در سال ۱۹۹۱ آقای M.j.D'Antonio کنترل کننده ساده و معمولی PI را در طراحی تنظیم کننده ولتاژ آنالوگ و دیجیتال پیشنهاد کرد [2]. در این مقاله از یک مدل ساده ژنراتور استفاده شده بود و با توجه به ساختار ساده کنترل کننده (پیشنهادی)، شرایط عملکرد سیستم با مدل های واقعی تفاوت زیادی داشت.

در همان سال آقای H.Herzong کنترل کننده PID را با ساختاری جدید در مقاله ای ارائه داد. این مدل نتایج عملکرد بهتری بدنبال داشت [3]. در سالهای بعد نیز تکنیک های موثری در تنظیم پارامتر های کنترل کننده PID ارائه شد.

تنظیم گین کنترل کننده های PID در سیستم های قدرت شامل بارهای غیرخطی و در شرایط اضافه بار ناگهانی مشکل است، اما روش های جستجوی تصادفی از قبیل الگوریتم ژنتیک بدلیل استفاده از تکنیک های جستجوی موازی بهترین پاسخ ها را ارائه می دهد [4]. این روش بخاطر همین توان بالقوه در طراحی بهینه پارامتر های کنترل کننده PID در سیستم کنترل، بسیار مورد توجه قرار گرفته اما هنوز در راستای بهبود شرایط و کاهش نقایص، مطالعاتی در حال انجام است [5]. در سال ۱۹۹۲ آقای K.Hirayama کنترل کننده فازی و تطبیقی را در طراحی تنظیم کننده ولتاژ دیجیتال پیشنهاد داد [6]. این روش ابتدا در یک سیستم غیر خطی مورد ارزیابی قرار گرفت، پاسخ سریع از مزایای اصلی این کنترل کننده بود اما تصحیح خطا در شرایط حالت ماندگار می بایست اصلاح می شد. در سال ۱۹۹۶ آقای Wu Zhi Qiao تکنیک مؤثرتری ارائه داد که نسبت به پیشنهاد اول نتایج بهتری در بر داشت.

در سال ۱۹۹۳ آقای K.Hirayama استفاده از پایدار ساز سیستم قدرت خود تنظیم را در بهبود عملکرد تنظیم کننده ولتاژ خودکار، همچنین روش طراحی کنترل کننده دیجیتال در حوزه فرکانس و تبدیل آن به حوزه دیجیتال را ارائه داد [7]. در این مقاله ابتدا انتخاب پریود نمونه برداری و فرکانس قطع در نمودار بود در انواع سیستم های تحریک دیجیتال بصورت عددی محاسبه و فرمول بندی شده (نتایج این مقاله در طراحی کنترل کننده دیجیتال مورد استفاده قرار گرفته است)، در ادامه با استفاده از سیگنال توان حقیقی، سرعت رتور و فرکانس ولتاژ ترمینال ساختار پایدار ساز سیستم

قدرت در جهت بهبود عملکرد AVR ارائه شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی ها در این مقاله بهبود قابل ملاحظه ای در پایداری و عملکرد سیستم در شرایط پاسخ حالت گذرا، دائم و بروز خطای ناگهانی در سیستم را ارائه می دهد

در اواخر سال ۱۹۹۵ آقایان kenedy, Eberhart الگوریتم جدید بهینه سازی ازدحام ذره^۱ را برای کنترل و شبیه سازی یک سیستم خطی ارائه دادند، اما بعد ها این روش در کنترل تنظیم کننده ولتاژ خودکار در سیستم های غیر خطی استفاده شد [8]. نتایج نشان می دهد پارامترهای تحت کنترل در تکنیک بهینه سازی ازدحام ذره نسبت به سایر روش های اتفافی در زمان کوتاهتر و شرایط همگرایی پایدارتری محاسبه می شوند [9].

در سال ۱۹۹۶ آقای A. Godhwani تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID را در سیستم تحریک دیجیتال بر اساس مدل های سیستم تحریک IEEE ارائه داد [10]، در این مقاله پاسخ سیستم تحریک دیجیتال با تغییر و تنظیم ضرایب تنظیم کننده PID در رنج نسبتاً وسیع عملکرد ژنراتور سنکرون (۵۰kw - ۱۰) مورد بررسی قرار گرفته است.

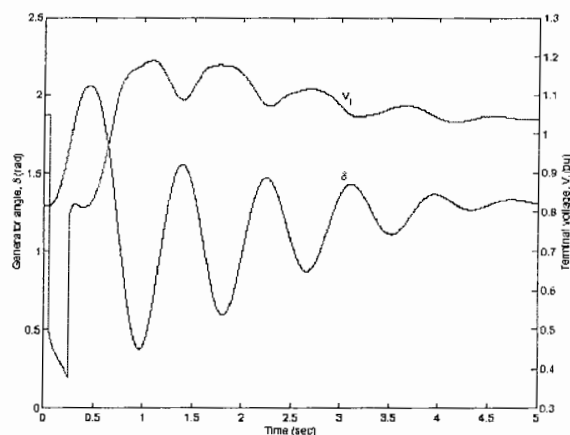
در سال ۱۹۹۷ موسسه بین المللی IEEE در مقاله ای جامع ساختارهای کلی و مزایای استفاده از تکنولوژی کنترل تحریک دیجیتال در مقایسه با نوع آنالوگ، مدل سازی و منتشر کرد [11].

در همان سال آقای Ian R. Elsedawi طراحی سیستم تحریک دیجیتال را براساس مدل غیرخطی سیستم (ژنراتور، سیستم تحریک، بار و...) ارائه و کنترل کننده بهینه را پیشنهاد کرد، در این مقاله شرایط مختلف استفاده از بارهای مقاومتی - سلفی در عملکرد سیستم تحریک دیجیتال مورد ارزیابی قرار گرفته و شرایط مرزی استفاده از بارهای سلفی در سیستم تحریک فرمول بندی شده است.

با معرفی تبدیلات ریاضی پارک (تبدیل متغیرهای سه فاز مربوط به استاتور به متغیرهای دو محوری معادل آن) در سال ۱۹۹۷ آقای M. saidy چشم انداز جدیدی در طراحی کنترل کننده سیستم های تحریک بصورت پیشگو ارائه داد [12]، در این مقاله الگوریتم کنترل کننده تحریک پیشگو با تفکیک ولتاژ و جریان ترمینال ژنراتور در محورهای مستقیم و قائم (تبدیل پارک) فرمول بندی و ارائه شده است. در گراف های حاصل از شبیه سازی زمان رسیدن پاسخ به حالت دائمی و خطای ولتاژ ترمینال از مقدار مطلوب، در شرایط بروز خطا و اضافه بار ناگهانی بهبود چشمگیری پیدا کرده است.

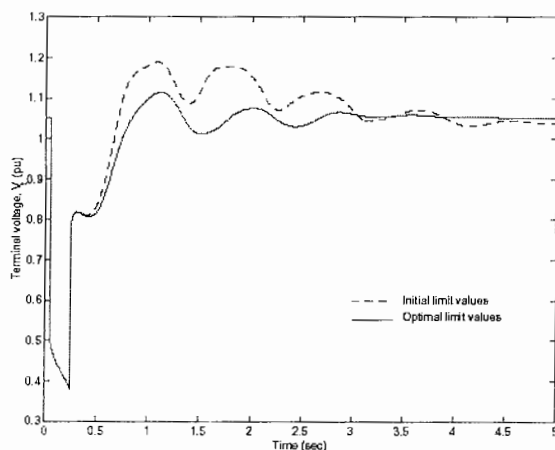
در سال ۲۰۰۲ آقای Iran A.Hiskens با مدل سازی سیستم قدرت بصورت غیر خطی الگوریتم مؤثری در طراحی و تنظیم کنترل کننده های ولتاژ اتوماتیک ارائه داد [13]. قبل از ارائه مقاله Hiskens در این مورد مطالعاتی انجام شده بود، اما بکار گیری کنترل بهینه و شرایط خاص مورد بررسی در روند این مقاله بسیار چشم گیر بوده است. نتایج ارائه شده در مقاله بالا بصورت زیر ارائه می شود.

شکل ۱-۲ ولتاژ ترمینال و انحراف زاویه δ را در شرایطی نشان می دهد که تنها محدودیت های اولیه بروی سیگنال کنترل AVR اعمال شده است.



شکل ۱-۲ ولتاژ ترمینال و انحراف زاویه δ

شکل ۱-۳ ولتاژ ترمینال و شکل ۱-۴ انحراف زاویه δ را بعد از استفاده از کنترل کننده بهینه نشان می دهد.



شکل ۱-۳ ولتاژ ترمینال با کنترل بهینه

در این گزارش در فصل اول اجزای مختلف سیستم کنترل تحریک، شواهد تجربی و مطالعات انجام گرفته در این زمینه ارائه شد. در فصل دوم ساختار و عملکرد انواع AVR نوع آنالوگ و دیجیتال و مدل های کامپیوتری سیستم های تحریک مورد بررسی قرار می گیرد. در فصل سوم معادلات دینامیکی و مدل ریاضی ژنراتور سنکرون، AVR و سیستم تحریک در مرجع abc و در سیستم توزیع نامتعادل ارائه می شود. در فصل چهارم انواع سیستم های کنترل AVR، همچنین طراحی و جایگزینی کنترل کننده یک AVR نوع آنالوگ با نوع دیجیتال معادل آن برای یک دیزل ژنراتور کوچک مورد تحقیق و بررسی قرار می گیرد. در فصل پنجم بکمک نرم افزار SIMULINK مراحل شبیه سازی سیستم ارائه می شود و در فصل ششم نتایج شبیه سازی ارائه شده و با استناد به شاخص های کیفیت (محتویات هارمونیک ولتاژهای خط، سرعت پاسخ، ولتاژ ترمینال خروجی، خطای حالت دائمی و درصد واریانس ولتاژهای خط از مقدار میانگین) عملکرد AVR در شرایط حالت دائمی متعادل و نامتعادل مورد ارزیابی قرار می گیرد.

فصل دوم

AVR های آنالوگ و دیجیتال

۲-۱- مقدمه

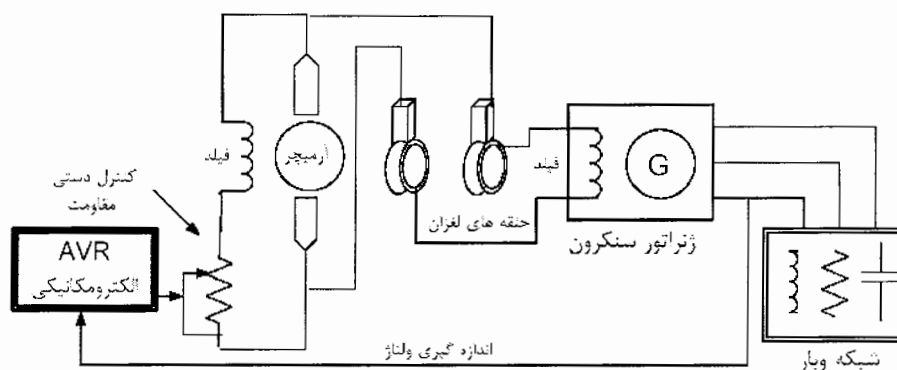
در فصل اول اجزای اصلی سیستم کنترل تحریک بطور مختصر معرفی گردید، یکی از اهداف مهم این فصل ارائه ساختار کلی انواع تنظیم کننده های ولتاژ خودکار از قبیل الکترومکانیکی، آنالوگ و دیجیتال است و در ادامه مشکلات عملی در پیاده سازی هر سیستم را مورد ارزیابی قرار می دهیم. مدل های کامپیوتری بر اساس ضمیمه استاندارد (1992) IEEE 421.5 برای سیستم های تحریک معرفی شده که ساختار کلی و مزایای استفاده از تکنولوژی کنترل تحریک دیجیتال در مقایسه با نوع آنالوگ در این فصل ارائه می شود [3].

جهت شبیه سازی و مطالعه عملکرد سیستم های کنترل تحریک دیجیتال در شرایط واقعی استفاده از مدل های IEEE بدلیل پاسخ دقیق و مطلوب آن در رویارویی با شرایط آشفتگی بزرگ و کوچک بسیار مفید است.

در صنعت سه نوع اصلی سیستم های تحریک مورد استفاده قرار می گیرد، که بطور کامل توضیحاتی در این فصل ارائه خواهد شد.

۲-۲- تنظیم کننده های ولتاژ خودکار الکترومکانیکی:

ساختار AVR ها در ابتدا بصورت الکترومکانیکی مطابق شکل ۲-۱ طراحی و پیاده سازی شده بودند [1]. اما با توسعه صنعت الکترومکانیک، کنترل تحریک ژنراتورها بر پایه مدارات آنالوگ طراحی گردید. این جهش تکاملی از تکنولوژی مغناطیسی به کنترل کننده های آنالوگ در طی ۱۵ سال و به سرعت انجام گرفت.

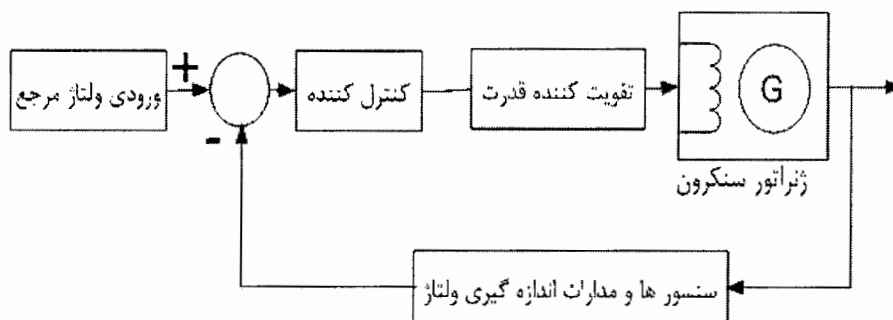


شکل ۲-۱- تنظیم کننده ولتاژ خودکار الکترومکانیکی

همانطور که در شکل ۱-۲ نشان داده شده است، ولتاژ ترمینال خروجی ژنراتور وارد تنظیم کننده ولتاژ الکترومکانیکی شده و درصدی از آن بطور ثابت به فیلد آرمیچر یک ماشین DC اعمال می شود. ولتاژ خروجی آرمیچر این ماشین توسط یک سری رینگ لغزان به فیلد ژنراتور سنکرون منتقل می شود. این نوع تنظیم کننده ولتاژ ساختاری ساده دارد که امروزه بندرت از آن استفاده می شود.

۳-۲- تنظیم کننده های ولتاژ خودکار آنالوگ:

بلوک دیاگرام ساده یک سیستم تحریک آنالوگ برای ژنراتور سنکرون در شکل ۲-۲ نشان داده شده است.



شکل ۲-۲- بلوک دیاگرام ساده یک سیستم تحریک آنالوگ برای ژنراتور سنکرون

در بلوک دیاگرام شکل ۲-۲ ورودی مرجع با ولتاژ خروجی ژنراتور سنکرون توسط بلوک جمع کننده مقایسه شده، سیگنال حاصل پس از اعمال به بلوک کنترل کننده در سطح مطلوب تقویت شده به فیلد تحریک اعمال می شود.

توابع انتقال و بلوکهای مختلف با توجه به عملکرد مطلوب سیستم تحریک بطور معمول توسط مدارات الکتریکی آنالوگ طراحی و با تنظیم پتانسیومترها، اضافه و حذف کردن مقدار خازن ها و مقاومت ها و اثر اشباع در حلقه کنترل مدار پایدار ساز، تنظیم ولتاژ صورت می گرفت.

۲-۳-۱- ساختار تنظیم کننده ولتاژ آنالوگ:

- ویژگیهای ژنراتور :

ژنراتور از نوع A56_ARS4 یک متناوب ساز ۴ قطبی با فرکانس ۵۰HZ به صورت ستاره با خروجی نول بسته شده است [2].

Stator :Lap wound insulated ,class F

Rotor :insulated windings ,class F

Designation	Units	Rating
Voltage	V	380
Current	A	464
Rotation Speed	RPM	150
Power	KVA	305
Excitation Current	A	72
Efficiency	B	92
Short circuit Current	A	1320
Ventilation	M^3 / mn	0.785 to1500 rpm
Cosine Φ	/	0.95

جدول ۲-۱- مشخصات ژنراتور

- عملکرد خود تحریک:

جریان لازم برای تحریک ژنراتور را از سیم پیچ های استاتور بدست می آورند که پس از یکسو سازی به سیم پیچ تحریک اعمال می شود.

این تحریک به نام ¹ R.R.C.S.E شناخته می شود. این جریان تحریک برای راه اندازی ژنراتور کافی نیست، به همین علت یک منبع مستقل برای استارت لازم است. در این مدل از باطری های ۷۲ ولت استفاده شده است .

رله Q(EX) وظیفه راه اندازی خودکار ژنراتور را برعهده دارد. جریان راه اندازی توسط یک مقاومت ۷۲ اهم سری با سیم پیچ تحریک، در حدود یک آمپر محدود می شود. هنگام کار عادی جریان تحریک از یکسو کننده بدست آمده و متناسب با ولتاژ کاری ژنراتور است. جریان تحریک جمع برداری جریان اولیه ترانس و سیم پیچ های قابل تنظیم است .

1-Reactants Regulated Compounds Static Excitation

- عملکرد بدون بار (Off _ Load)

سیم پیچ اولیه ترانس متصل به ترمینالهای ژنراتور با یک راکتور شکاف هوایی قابل تنظیم سری شده است. مقدار جریان سیم پیچ (I) تابعی از ولتاژ ژنراتور و امپدانس کل (راکتور و ترانس) می باشد، به همین دلیل متناسب با جریان اولیه i در ثانویه ترانس جریان i_s تولید می شود. این جریان پس از یکسو سازی توسط پل دیودی به تحریک اعمال می شود. ولتاژ در حالت بی باری با تغییر امپدانس Z بوسیله راکتور شکاف هوایی متغیر تنظیم می شود. شکاف هوایی و ولتاژ به طور متناسب تغییر می کنند.

- عملکرد زیر بار:

بمنظور تثبیت ولتاژ، جریان تحریک متناسب با مقدار بار افزایش می یابد، افزایش فوق بوسیله ترانس IT که بطور سری در خروجی قرار دارد اعمال می شود. جریان ثانویه i_s تقریباً با جمع برداری دو جریان اولیه برابر است .

این نوع سیستم به نام تحریک مرکب¹ شناخته می شود، و با خطای چند درصد ولتاژ ثابتی را در خروجی ایجاد می کند. برای بالا بردن دقت سیستم جریان تحریک به عنوان تابعی از ولتاژ واقعی ژنراتور تنظیم می شود، برای رسیدن به این هدف می توان از یک رگولاتور ولتاژ استفاده کرد .

رگولاتور:

- جریان کنترل تحریک ژنراتور :

دقت این سیستم کنترل به میزان اشباع و خالی شدن القا بروی سیم پیچ تصحیح می گردد. در تحریک موازی جریان کنترل بوسیله رگولاتور تنظیم می شود. وقتی رگولاتور یک تغییر مثبت را در ولتاژ خط حس کرد، سیم پیچ کنترل بسمت اشباع می رود و در نتیجه جریان تحریک کم شده و ولتاژ خط پایین می آید، در هنگام تغییرات منفی در ولتاژ خط عمل عکس انجام می شود. رگولاتور ولتاژ شامل سه قسمت اصلی است .

 1- Compound excitation

۱. یک مولد ولتاژ DC :

ولتاژ DC متناسب با ولتاژ خط (380V) از یک ترانس (TP)، یک پل دیودی یکسو کننده، مدارات فیلتر و کاهش دهنده ریپل بدست می آید. این ولتاژ DC به "Setting Voltage" معروف است و متناسب با ولتاژ کاری ژنراتور به وسیله یک پتانسیومتر تنظیم می شود.

۲. تشخیص خطا :

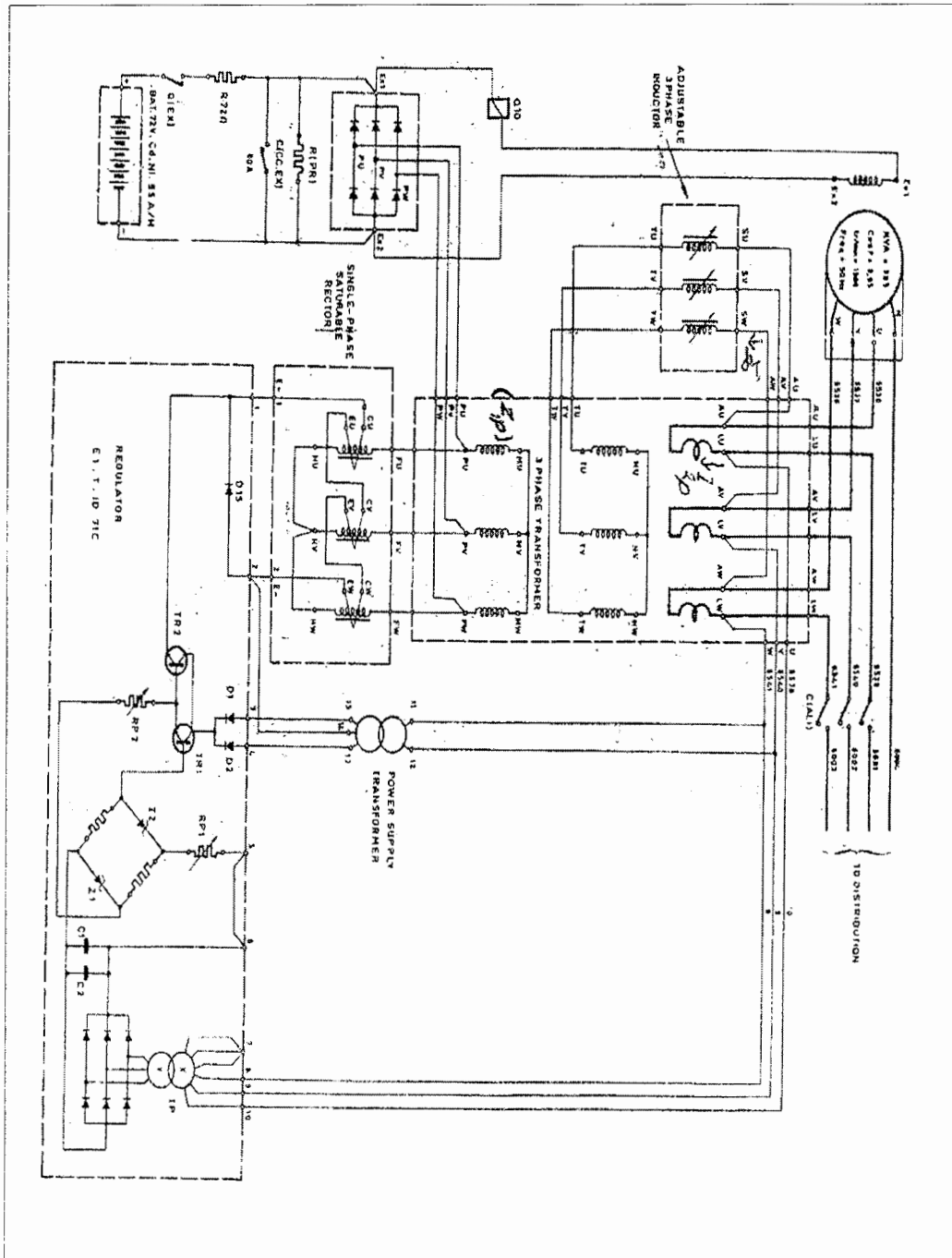
آشکار ساز خطا یک پل وتسون ساده شامل دو دیود زبر و دو مقاومت یکسان است. وقتی که Setting Voltage به اندازه ای معین- متناسب با ولتاژ مرجع دیود زبر- رسید، پل وتسون در وضعیت بالانس قرار گرفته، ولتاژ خطا و جریان تشخیص دهنده صفر می شود. اگر ولتاژ مرجع به اندازه $\pm \Delta V$ تغییر کند، این تغییر به سیم پیچ کنترل اعمال می شود .

۳. سیم پیچ کنترل :

جریان کنترل اشباع سلف (Ic) که از ترانس خارج از مدار رگولاتور گرفته می شود، این جریان با دو دیود بصورت تمام موج یکسو شده و بوسیله دو ترانزیستور NPN کنترل می شود . در هنگام تغییر مثبت ΔV در ولتاژ خطا، افزایش جریان امیتر به بیس ترانزیستور TR1(Ib1) باعث افزایش جریان Ic, Ic1, Ic2 می شود . برای تغییرات منفی ΔV کاهش جریان Ib1 باعث کاهش جریان های فوق می شود . پتانسیومتر RP2 برای تنظیم مقاومت ورودی ترانزیستور TR1 به منظور اصلاح دقت و پایداری استفاده شده است .

وقتی که ولتاژ خطا از ولتاژ مرجع پل وتسون کمتر شود، ولتاژ خطا منفی شده، ترانزیستور TR1 خاموش می شود در نتیجه جریان IC نیز صفر می شود. یک دیود برای محافظت از جریان برگشتی سلف در نظر گرفته شده است .

شکل ۲-۳ مدار کنترل تثبیت ولتاژ و مدارات حفاظتی مربوطه را نشان می دهد [2].



شکل ۲-۳- مدار کنترل تثبیت ولتاژ ژنراتور نوع آنالوگ

۲-۳-۲- تهیه بلوک دیاگرام، نحوه عملکرد سیستم :

- نیروی محرک الکتریکی ژنراتور:

نیروی محرک الکتریکی ژنراتور تابعی است از جریان رتور و تعداد دور محور آن که بصورت معادله ۱-۲ نوشته می شود .

$$\vec{E}_0 = K_g \vec{I}_r \omega_m \quad (1-2)$$

- ولتاژ خروجی ژنراتور:

ولتاژ خروجی ژنراتور بصورت معادله ۲-۲ بیان می شود که در آن Z_I امپدانس داخلی ژنراتور و I_o جریان خروجی است.

$$\vec{V}_0 = \vec{E}_0 - \vec{Z}_I \vec{I}_0 \quad (2-2)$$

- ترانسفورماتور سه فاز تغذیه رتور:

این ترانسفورماتور دارای دو سیم پیچ ورودی است، به سیم پیچی که ۱۸۰ دور دارد ولتاژ خروجی

ژنراتور اعمال می گردد و جریان $\vec{I}_{IP} = \frac{\vec{V}_0}{\vec{Z}_{IP} + \vec{Z}_{3PAI}}$ را تولید می کند، مقدار این جریان و ولتاژ

خروجی ژنراتور با تغییر اندوکتانس، بکمک تنظیم فاصله هوایی سلف سه فاز \vec{Z}_{3PAI} کنترل می شود.

\vec{Z}_{IP} امپدانس سیم پیچ ترانسفورماتور است. سیم پیچ دوم ورودی ۵ دور دارد و حامل جریان بار

خروجی است $\vec{I}_{2P} = \vec{I}_I$.

سیم پیچ ثانویه دارای ۳۲ دور است و جریان آن از جمع برداری دو جریان اولیه بدست می آید .

$$\vec{I}_s = 5\vec{I}_{IP} + \frac{1}{8}\vec{I}_{2P} = \frac{5\vec{V}_0}{\vec{Z}_{IP} + \vec{Z}_{3PAI}} + \frac{1}{8}\vec{I}_{2P} = \vec{K}_{v0}\vec{V}_0 + \vec{K}_{II}\vec{I}_I \quad (3-2)$$

- سلف اشباع شونده:

ولتاژ خروجی از طریق ترانسفورماتور TP کاهش یافته و بوسیله ۶ دیود یکسو ساز و خازن های فیلتر

به ولتاژی DC تبدیل می شود، که مقدار آن متناسب با دامنه ولتاژ خروجی است .

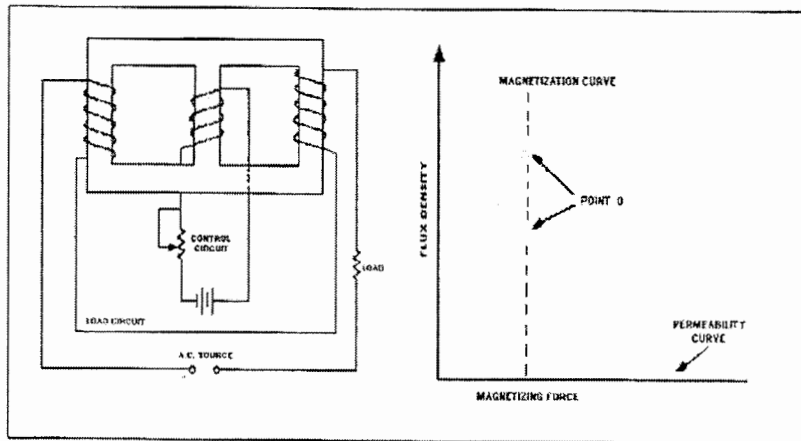
$$V_{DC} = K_{dc} V_0 \quad (4-2)$$

پتانسیومتر RPI طوری تنظیم می شود که حول نقطه کار $V_0 = 380V$ ، حداقل جریان زنها تامین

شده و از طرفی ریپل ولتاژ DC قابل قبول باشد. با افزایش ولتاژ خروجی حول نقطه کار مقدار ولتاژ

V_{DC} بیشتر از $V_z + V_{BE1}$ شده، جریان $I_c = \frac{(V_{DC} - V_z - V_{BE1}) \cdot \beta_2}{RP2}$ از سیم پیچ کنترل سلف اشباع شونده که ۲۸۰ دور دارد عبور می کند، در نتیجه راکتانس و به تبع آن امپدانس تغییر می کند. در این رابطه β_2 نسبت جریان کلکتور به جریان بیس TR2 است. این سلف در هر فاز دارای دو سیم پیچ است که هر یک ۵۰ دور دارند.

ارتباط بین جریان کنترل و اندوکتانس سیم پیچ غیرخطی است که آن را می توان بصورت $Z_{SI}(I_c)$ نوشت. به هنگام راه اندازی ژنراتور تا قبل از رسیدن ولتاژ خروجی به مقدار نامی، جریان کنترل صفر و مقدار امپدانس برابر Z_{SIO} است. با افزایش جریان کنترل مقدار امپدانس کاهش می یابد.



شکل ۲-۴- رابطه غیر خطی بین جریان کنترل و اندوکتانس سیم پیچ

- جریان رتور :

جریان ثانویه ترانسفور مائور I_s از امپدانس های موازی Z_{ST} (ثانویه ترانسفورماتور)، $Z_{SI}(I_c)$ (سلف اشباع شونده)، R_R (مقاومت رتور) و مقاومت های $R(PR)$ و $R72$ عبور می کند.

به این ترتیب جریان رتور برابر با $\bar{I}_r = \bar{I}_s \cdot \frac{Z_i}{Z_i + R_R}$ می گردد که در آن Z_i با رابطه ۲-۵ بیان می

شود.

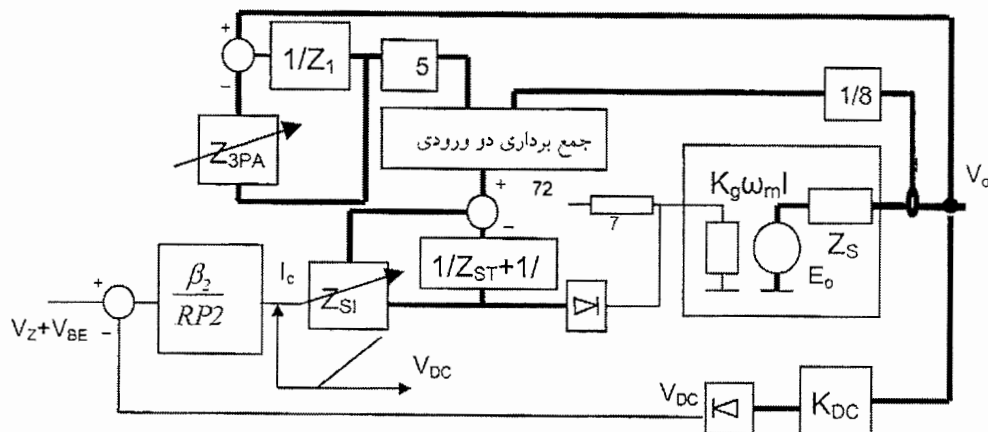
$$Z_i = Z_{ST} \parallel Z_{SI}(I_c) \parallel R(PR) \parallel R72 \quad (۵-۲)$$

جریانی که به رتور اعمال می گردد مقدار متوسط تمام موج یکسو شده جریان فوق \bar{I}_r است.

- خطی سازی جریان روتور:

جریان روتور حول نقطه کار وقتی با تغییرات کوچک ولتاژ خروجی مواجه شود به شکل ۲-۵ بدست می آید.

طبق این رابطه اگر جریان بار افزایش (کاهش) یابد جریان روتور با ضریب K_{II} افزایش (کاهش) می یابد، لذا ولتاژ خروجی افزایش (کاهش) یافته و جریان روتور با ضریب K_{V0} افزایش (کاهش) می یابد.



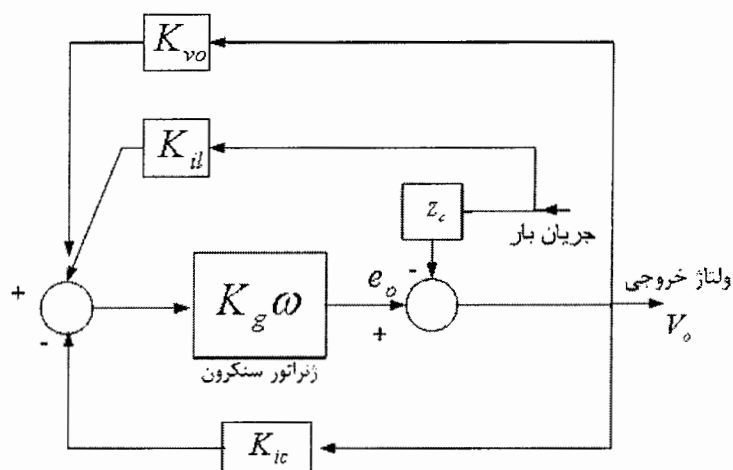
شکل ۲-۵- بلوک دیاگرام سیستم خطی شده

وقتی ولتاژ خروجی به محدوده مقدار نامی خود برسد مسیر فیدبک منفی فعال شده و ولتاژ را تثبیت می کند. به این ترتیب که با افزایش (کاهش) ولتاژ خروجی جریان روتور با ضریب K_{Ic} کاهش (افزایش) یافته و ولتاژ تثبیت می گردد.

برای پایدار ماندن حلقه کنترل ضرورت دارد که K_{Ic} بزرگتر از K_{V0} باشد. این تنظیم با پتانسیومتر $RP2$ امکان پذیر است. هر چه $RP2$ کوچکتر گردد، این ضریب بزرگتر شده و مدار به تغییرات ولتاژ خروجی حساس تر می شود.

این افزایش حساسیت می تواند موجب نوسان در دامنه ولتاژ خروجی گردد، که مطلوب نیست. لذا پتانسیومتر مذکور باید در حد مناسبی تنظیم گردد که پایداری و دقت تثبیت را همزمان تامین کند.

شکل ۲-۶ بلوک دیاگرام سیستم خطی شده کنترل حول نقطه کار را نشان می دهد.



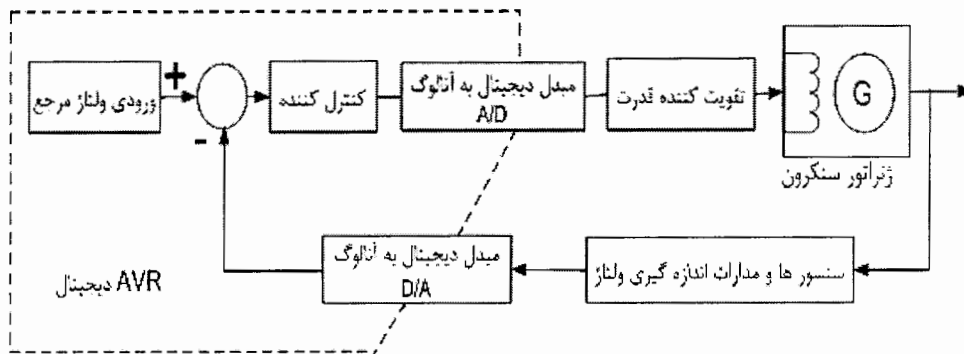
شکل ۲-۶- بلوک دیاگرام سیستم خطی شده

بدلیل استفاده از المانهای مداری آنالوگ از قبیل سلف های اشباع، خازن و... طراحی و تحلیل مدارات تنظیم کننده ولتاژ نوع آنالوگ همانطور که در بالا اشاره شد مشکل است، همچنین عملکرد ضعیف آنها در استفاده از کنترل کننده های سطح بالا باعث شده امروزه شاهد تغییر عمده ای بصورت یک حرکت پیوسته از نسل کنترل کننده های آنالوگ به دیجیتال باشیم.

۲-۴- تنظیم کننده های ولتاژ خودکار دیجیتال:

تنظیم کننده های ولتاژ خودکار دیجیتال براساس توابع کنترلی تنظیم کننده های ولتاژ خودکار آنالوگ و با همان قابلیت ها طراحی می شوند ولی از مزایای سیستم های دیجیتال از قبیل برنامه ریزی راحت، تغییرات آسان در فرم ابزارکنترلی و همچنین قابلیت ضبط و اطلاعات بهره می برند.

بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل تحریک دیجیتال در شکل ۲-۷ نشان داده شده است. در این تکنولوژی بلوک ها با بکار گیری یک یا چند میکروپروسور بصورت دیجیتال پیاده سازی می شوند.



شکل ۲-۷- بلوک دیاگرام یک سیستم کنترل تحریک دیجیتال

سیگنال ورودی مرجع مورد استفاده در تنظیم کننده ولتاژ خودکار بصورت یک کلمه کنترلی (دیجیتال) در آرایه های حافظه میکرو پروسیسور ذخیره شده است. میکروکنترلر قادر است با داشتن مقدار نمونه برداری شده ولتاژ در زمان میانگین (حدود ۱۰ بار در هر سیکل)، مقدار ولتاژ خط به خط سه فاز در ترمینال ژنراتور سنکرون را تعیین نماید خروجی ژنراتور (عموما ولتاژ ترمینال) توسط مبدل آنالوگ به دیجیتال^۱ به سیگنال دیجیتال تبدیل شده و با ورودی مرجع مقایسه می شود (بر حسب ضرورت متغیرهای دیگری از قبیل جریان خط، فرکانس، توان راکتیو و نیز ممکن است به عنوان پارامترهای تحت کنترل استفاده گردد). طراحی بلوک کنترل کننده با توجه به اهداف و شرایط عملکرد سیستم (جهت بهبود عملکرد گذرا و حالت دائم مطلوب) صورت می گیرد. سیگنال خطا پس از اعمال به بلوک کنترل کننده توسط مبدل دیجیتال به آنالوگ^۲ به سیگنال آنالوگ تبدیل می شود. سیگنال حاصل (ولتاژ یا جریان DC) با اعمال به بلوک تقویت سیگنال تقویت شده به فیلد ژنراتور سنکرون اعمال می شود.

۲-۵- مدل های کامپیوتری برای نمایش سیستم های تحریک دیجیتال:

مدل های کامپیوتری در برنامه های شبیه سازی و مطالعات تحلیل پایداری حالت گذرا در سیستم های تحریک دیجیتال مدرن در این بخش ارائه می شود.

1-Analog To Digital
2-Digital to Analog

این مدل ها بر اساس ضمیمه استاندارد (1992) IEEE 421.5 برای سیستم های تحریک معرفی شده است [1].

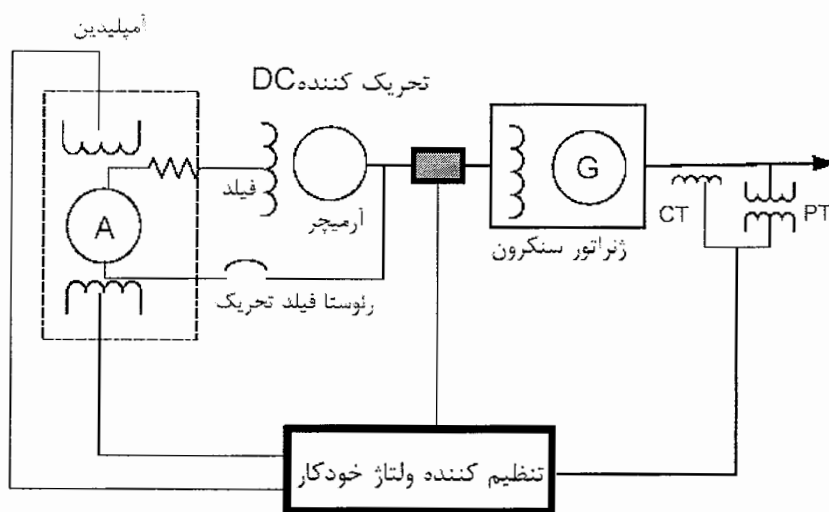
استفاده از روش های کنترلی دیجیتال علاوه بر بالا بردن انعطاف پذیری سیستم، کنترل بروی پارامترهایی که اجرای آن در سیستم های کنترل آنالوگ سخت یا غیر ممکن بود را قابل حصول می کند. روش های کامپیوتری برای پیاده سازی این مدل ها و مطالعه بروی محدودیت های سیستم کنترل تحریک [2,3] مبحثی در جهت مقایسه و تجدید نظر در استانداردهای IEEE 421.5 باز خواهد کرد.

جهت شبیه سازی و مطالعه عملکرد سیستم های کنترل تحریک دیجیتال در شرایط واقعی استفاده از مدل های IEEE بدلیل پاسخ دقیق و مطلوب آنها در رویارویی با شرایط آشفتگی بزرگ و کوچک بسیار مفید است. در جهت ارائه کاملتر مطلب هر سیستم کنترل تحریک با مدل پایدار ساز قدرت مربوطه ارائه خواهد شد.

در صنعت سه نوع اصلی از سیستم های تحریک مورد استفاده عبارتند از:

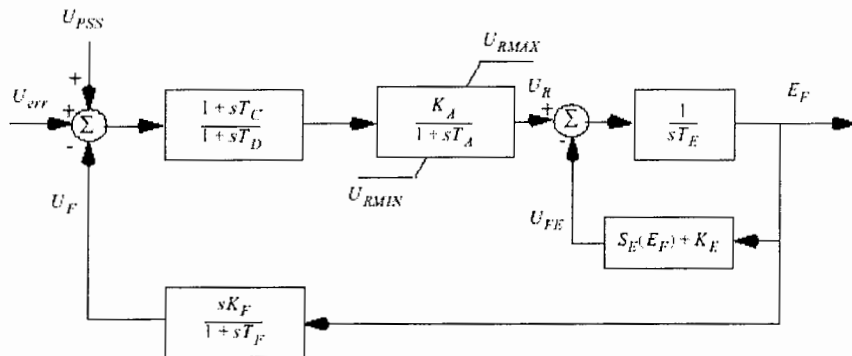
۲-۵-۱- سیستم های تحریک DC :

در این سیستم ها از یک ژنراتور DC به عنوان منبع توان استفاده می شود که اغلب بروی همان محور رتور ماشین سنکرون بصورت خود تحریک یا تحریک جداگانه قرار می گیرد.



شکل ۲-۸- بلوک دیاگرام کلی سیستم تحریک DC

یک مدل از سیستم تحریک DC به عنوان DC1 از استاندارد IEEE در شکل ۲-۹ ارائه شده است.



شکل ۲-۹- مدل سیستم تحریک DC به عنوان DC1

ولتاژ خطا U_{err} خروجی تجهیزات جبران ساز، بعنوان یکی از سیگنالهای ورودی با سیگنال فیدبک پایدار ساز U_P تفریق شده و در بضعی از کاربردها در مجموعه بالا سیگنال PSS نیز افزوده می شود.

هر دو سیگنالهای U_P و PSS در شرایط حالت ماندگار صفر می شوند.

کنترل کننده اساساً با ثابت زمانی غالب T_A و تقویت کننده K_A و اثرات اشباع بروی محدودیت های منبع قدرت می تواند بیان شود. در این رابطه ثابت زمانی T_D و T_C در مدل سازی ثابت زمانی داخلی کنترل کننده استفاده می شود که اکثراً در کاربر های عملی آن را نادیده می گیرند.

محرک بکمک سیگنال خروجی کنترل کننده ولتاژ (U_R) تنظیم می شود، محرک شامل یک ماشین DC است که می تواند بطور مستقل یا موازی تحریک گردد. در ماشین با تحریک موازی پارامتر K_E تنظیمات بروی کنترل کننده فیلد را مدل می کند.

شرایط اشباع بروی محرک بکمک پارامتر S_E تعریف می شود، که تابع ولتاژ خروجی محرکها است.

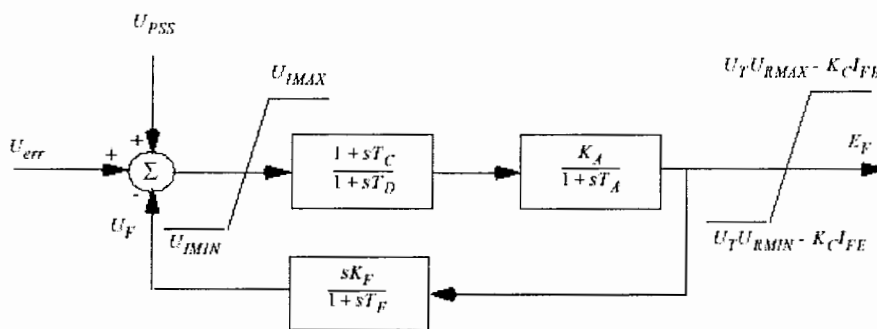
اگر اشباع صرفظرفر شود $S_E = 0$ و ثابت زمانی موثر محرک برابر $\frac{T_E}{K_E}$ و تقویت موثر آن $\frac{1}{K_E}$ است.

۲-۵-۲- سیستم های تحریک استاتیک^۲

در این سیستم ها جریان مورد نیاز تحریک بکمک یکسو کننده کنترل شده از ولتاژ ترمینال ژنراتور یا نیروی محرکه کمکی (باتری های جانبی) بدست می آید. در حالت استفاده از باتری کمکی ماشین سنکرون می تواند در شرایطی که شبکه هنوز ولتاژ ندارد "Blank Start"، شروع بکار نماید.

باتری ها بطور مداوم از شبکه شارژ می شوند. در سیستم های تحریک استاتیک سیم پیچ های محرک بواسطه یک ترانسفور ماتور و یک یکسو ساز کنترل شده تغذیه می شود. منبع ولتاژ اولیه می تواند یک ترانسفور ماتور ولتاژ متصل به ترمینال ژنراتور باشد. اما هر ترکیبی از ترانسفورماتورهای ولتاژ و جریان را نیز می توان بکار برد.

بکمک استفاده از آرایش اخیر از باتری های کمکی می توان در شرایطی که ولتاژ در ترمینال ژنراتور کم باشد نیز جریان محرک را تامین کرد.



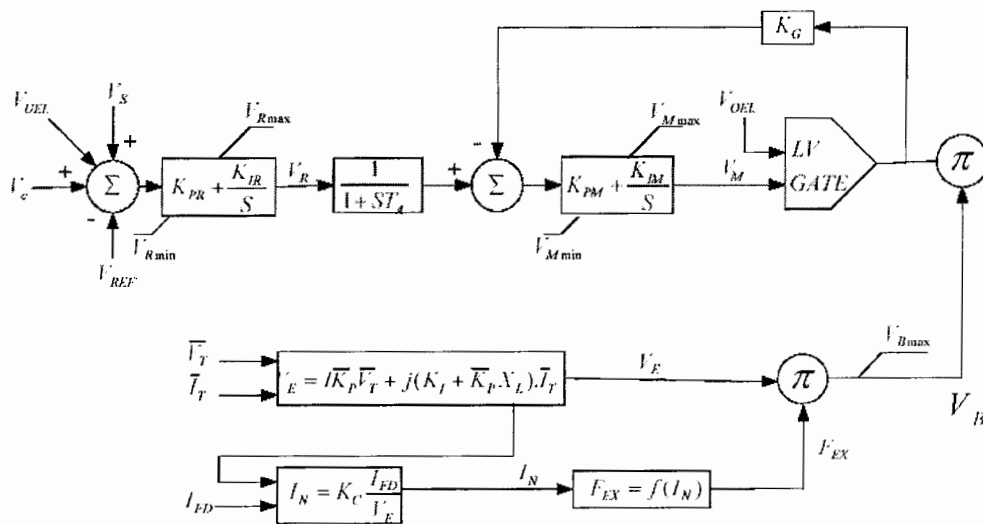
شکل ۲-۱۰- مدل سیستم تحریک استاتیک

با سیستم های تحریک استاتیک می توان ولتاژ فیلد منفی و یا حتی جریان فیلد منفی را در سیستم ایجاد و استفاده کرد. در شرایطی که سیستم تحریک بطور نرمال از باس ژنراتور تغذیه می شود، ثابت K_F باید تنظیم شود.

ماکزیمم ولتاژ محرک به ولتاژ (جریان) خروجی ژنراتور وابسته است، این شرایط بوسیله محدودیت های خروجی محرک بروی ولتاژ خروجی ژنراتور تعریف می شود. ثابت K_C افت ولتاژ وابسته به یکسو کننده را نشان می دهد.

۲-۵-۱- سیستم های تحریک استاتیک - نوع ST :

اولین مدل سیستم تحریک در این بخش بنام ST4B نامگذاری و بلوک دیاگرام آن در شکل ۲-۱۱ نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۱ بلوک دیاگرام مدل سیستم تحریک ST4B

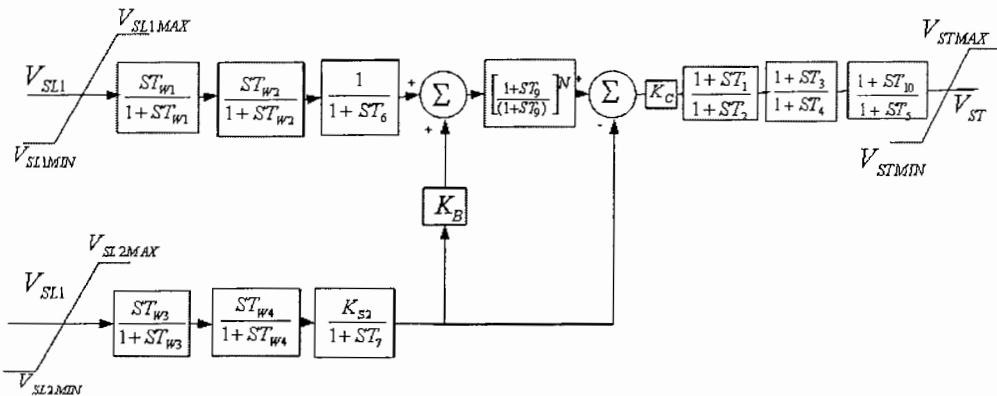
بلوک های تنظیم کننده محدودیت هایی را برای سیستم ایجاد می کنند که به طور خلاصه در مرجع A ارائه شده است. از مزیت های اصلی این مدل نیاز به مقدار کم توان ورودی در توابع محدود کننده UEL, OEL و کنترل V/Hz است.

مرجع D در استاندارد IEEE 421.5 شرایط و تنظیمات پارامترها را در یکسو کننده F_{EX} بیان می کند. این مدل انعطاف پذیری زیادی بشرح ذیل در توصیف اجزای سیستم قدرت دارد.

برای توصیف باس تغذیه محرک فرض می کنیم $(K_l, X_L = 0)$ ، سیستم های استاتیک مرکب $(X_L = 0)$ و سیستم های منبع مرکب و پتانسیل GE Generrex $(X_L \neq 0)$.

پیشنهاد شده که در طراحی سیستم کنترل تحریک دیجیتال ST4B به عنوان مکمل از تثبیت کننده نوع PSS2B استفاده شود.

این مدل در شکل ۲-۱۲ نشان داده شده است.

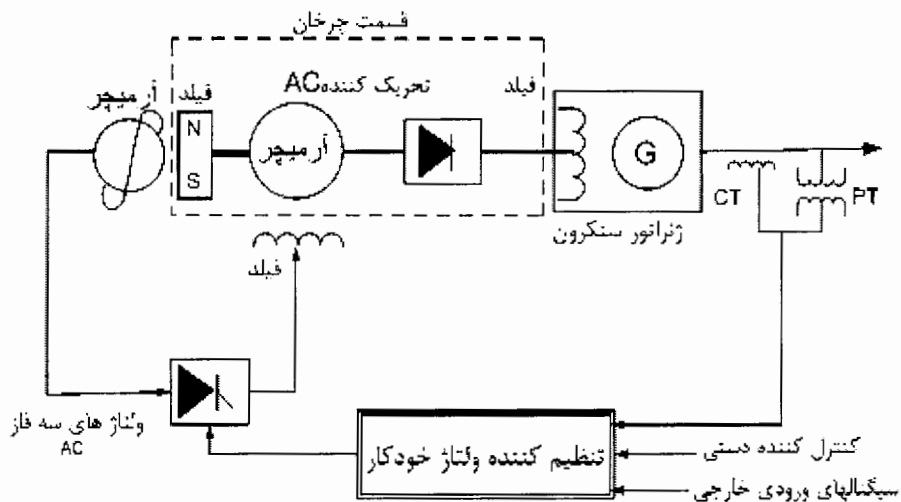


شکل ۲-۱۲- بلوک دیاگرام تثبیت کننده نوع PSS2B

در اکثر کاربردها یک فیلتر پایین گذر اضافی در فرکانس های پیچشی توربین- ژنراتور بگونه ای طراحی می شود که مدل نهایی یک صفر با ثابت زمانی پیش فاز T_{10} را از خود عبور دهد.

۲-۵-۳- سیستم های تحریک AC:

این سیستم های تحریک شامل یک متناوب ساز^۱ AC به همراه یکسو کننده ای چرخان یا ثابت می باشد، خروجی این یکسو کننده ها مقدار توان dc فیلد را تامین خواهد کرد. در سالهای گذشته تنظیم کننده ها براساس ترکیب تقویت کننده های مغناطیسی و چرخان طراحی می شدند اما امروزه از تقویت کننده ها و تنظیم کننده های الکترونیکی دیجیتال استفاده می شود.

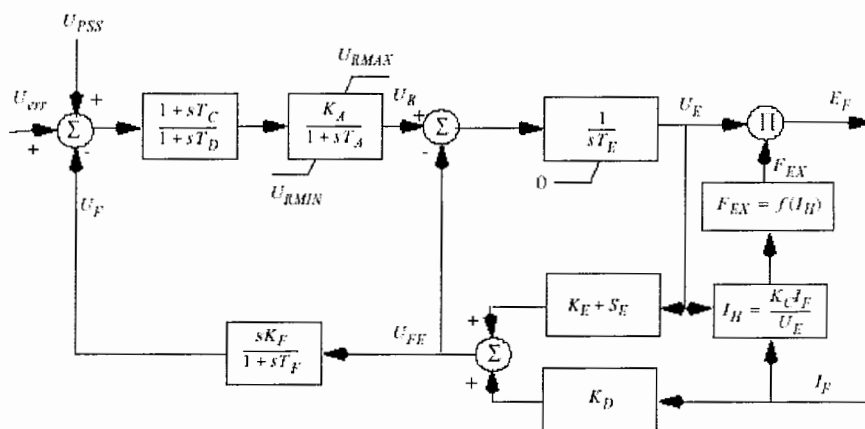


شکل ۲-۱۳- بلوک دیاگرام سیستم تحریک AC

1-Alternator

در سیستم های تحریک AC، محرک شامل یک ماشین سنکرون کوچک است. سیم پیچ های محرک بوسیله یک یکسو ساز تغذیه می شوند، اما ولتاژ خروجی در این محرک ها تحت تاثیر بار قرار دارد. جریان محرک استفاده شده به عنوان سیگنال ورودی در مدل شکل ۲-۱۳ دلیل محکمی بر این ادعاست.

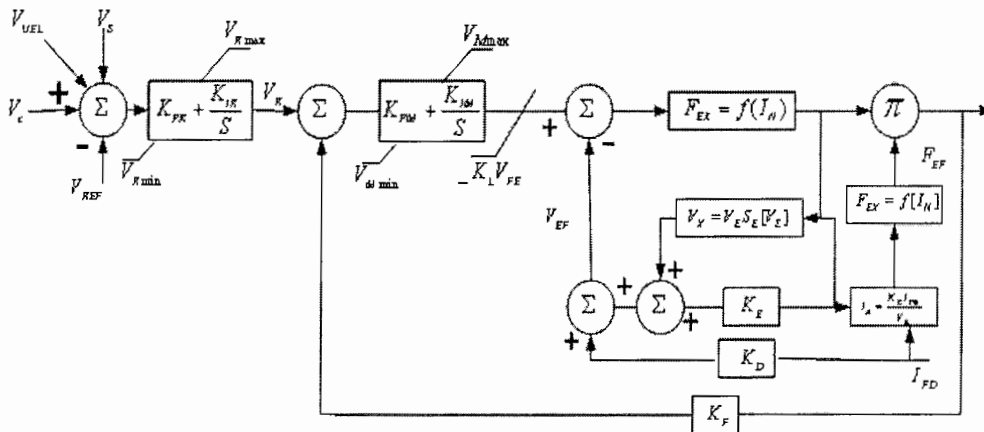
ساختار مدل اساسا شبیه مدل تحریک DC است که تعدادی توابع جدید به آن اضافه شده است. در این نوع سیستم ها یکسو کننده قابلیت حفاظت از جریان محرک (جریان منفی محرک) را دارد. ثابت K_D (وابسته به راکتانس حالت گذرا و همزمانی محرک) کاهش شار را در نتیجه زیاد شدن جریان فیلد نشان می دهد. افت ولتاژ درون یکسو کننده با ثابت زمانی K_C و مشخصه آن با F_{EX} که تابعی از جریان بار است بیان می شود.



شکل ۲-۱۴- بلوک دیاگرام سیستم تحریک بدون جاروبک ACIA

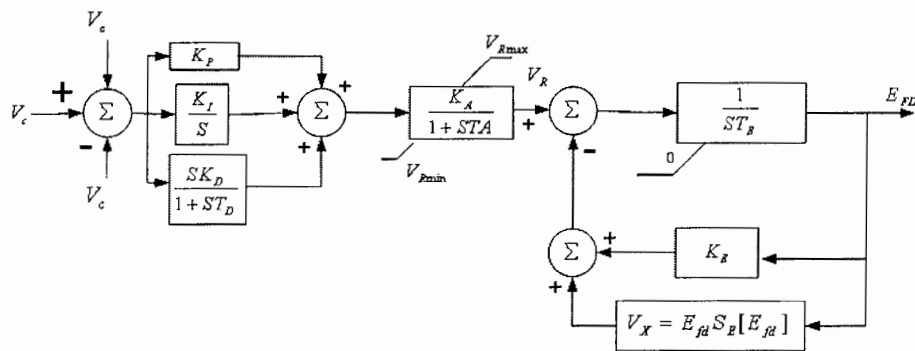
سیستم های تحریک بدون جاروبک^۱ در این مجموعه را می توان با مدل ACIA شبیه سازی کرد. با ایجاد اصلاحاتی در سیستم کنترل (با حفظ متناوب ساز ac و پل یکسو کننده دیودی) مدل جدیدی در سیستم های تحریک به عنوان EX2000-Alterrex با مدل AC7B ارائه می شود. بلوک دیاگرام این مدل در شکل ۲-۱۵ نشان داده شده است.

1- Westinghouse



شکل ۲-۱۵- بلوک دیاگرام سیستم تحریک EX2000-Alterrex با مدل AC7B

ویژگیهای این سیستم تحریک عبارتند از یک حلقه درونی تنظیم کننده ولتاژ فیلد ژنراتور با پهنای باند بالا (V_A, K_F)، محدودکننده جریان تحریک سریع ($V_{FE\max}$) جهت حفاظت فیلد متناوب ساز ac و یک کنترل کننده (PI) ولتاژ ژنراتور V_R که قبلا در مدل نوع ST4B توصیف شده است. مدل AC8B یکی دیگر از انواع مدل های تحریک ac است. بلوک دیاگرام این مدل در شکل ۲-۱۶ ارائه شده است.



شکل ۲-۱۶- بلوک دیاگرام سیستم تحریک مدل AC8B

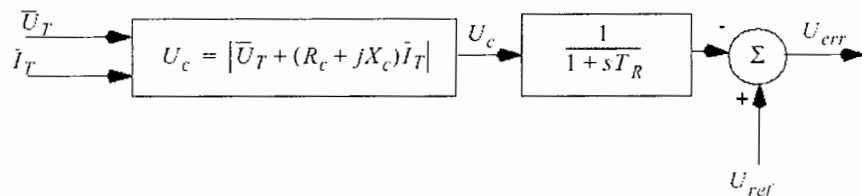
در این مدل تنظیم کننده ولتاژ خودکار شامل کنترل کننده های (PID) با گین ثابت جدا کننده تناسبی K_P ، انتگرالی K_I و مشتقی K_D می باشد. طراحی تنظیم کننده ولتاژ خودکار در این پایان نامه براساس مدل ساده شده AC8B انجام گرفته است.

۲-۵-۴- تجهیزات جبران سازی:

بلوک دیاگرام مدار جبران ساز سیستم تحریک در شکل ۲-۱۷ نشان داده شده، این مجموعه شامل مبدل از مقادیر اندازه گیری شده، یک فیلتر و یک مقایسه کننده است. دلایل متعددی برای استفاده از جبران ساز در کنترل ولتاژ ماشین سنکرون وجود دارد که عبارتند از:

اگر دو یا چند ژنراتور به یک باس مشابه در سیستم قدرت متصل باشند، بکمک تجهیزات جبران کننده می توان یک مقاومت ظاهری بین آنها ایجاد کرد.

در سیستم های قدرت می بایست توان راکتیو به شکل مناسبی بین ماشین ها پخش شود، اگر ماشین سنکرون با یک امپدانس بزرگ نسبی به سیستم قدرت متصل شود (معمولا در مواقعی که ترانسفورماتور ژنراتور امپدانس معادل ۱۰٪ مقدار مبنای ماشین باشد)، این امپدانس بوسیله کنترل ولتاژ نقطه معلوم در شبکه جبران شد (این تحلیل مشابه استفاده از مقادیر منفی R_{C1} و X_L در شبکه است). به عنوان یک قاعده کلی X_C از R_C بزرگتر است.



شکل ۲-۱۷- بلوک دیاگرام مدار جبران ساز سیستم تحریک

مقادیر این ثابت های زمانی برای عملکرد مطلوب هر سیستم تحریک ژنراتور بطور مستقل انتخاب می شود.

دیتاهای نمونه در شبیه سازی این مدل ها در مرجع B ارائه شده است.

۲-۶- بررسی تکنیک های اندازه گیری در طراحی عملی سیستم تحریک :

تکنیک های متعددی برای اندازه گیری مقادیر ترمینالهای ولتاژ در ژنراتور های سنکرون سه فاز استفاده می شود. در عمل بعضی از آنها چه در زمینه نرم افزار و چه در زمینه سخت افزار براحتی قابل اجرا هستند، درحالیکه بقیه تا این حد انعطاف پذیری را دارا نمی باشد .

در ادامه بعضی از تکنیک هایی که عموماً در سیستم های AVR دیجیتال استفاده می شود، معرفی می گردد .



۲-۶-۱- اندازه گیری توان:

از نظر تئوری آسان ترین روش برای اندازه گیری توان یک مدار سه فاز آن است که مجموع توان در سه فاز را با هم جمع کنیم. این روش به نام روش سه وات متر معروف است و به صورت رابطه ۲-۶ نمایش داده می شود .

$$P = P_a + P_b + P_c \quad (۲-۶)$$

که در آن توان سه فاز P_a و P_b و P_c بترتیب توان مربوط به فاز a, b, c می باشند. توان هر فاز از میانگین گرفتن مقادیر $(V-I)$ بدست می آید، که بترتیب ولتاژ و جریان لحظه ای آن فاز می باشد. اندازه گیری توان سه فاز می تواند بروش ساده تری که دو واتمتری خوانده می شود اجرا گردد. این تکنیک بر اساس تئوری بلندل [7] می باشد،

تکنیک دیگری که در بررسی توان خط انتقال بکار رفته است بر مبنای مشتق گیری از منحنی ولتاژ و جریان می باشد. این روش به روش نمونه برداری و مشتق گیری معروف است که توان الکتریکی به صورت رابطه ۲-۷ بدست می آید .

$$P = (i_k v_k / w^2 + i_k v_k) / 2 \quad (۲-۷)$$

که k ثابت نمونه برداری ، w فرکانس زاویه ای بر حسب rad/sec و i_k', v_k' مشتق i_k, v_k می باشند. مشتق بوسیله حل معادله دیفرانسیل عددی حل می شود. همه روشهای ذکر شده در بالا برای بارهای متعادل و نامتعادل برقراری باشند.

روش سه وات متری، نیاز به ورودیهای زیادی دارد و در نقاط مرزی، از لحاظ محاسبه بار در مقایسه با روش دو واتمتری دارای خطای بیشتری می باشد. روش نمونه گیری و مشتق گیری نیاز به نمونه برداریهای سریع و دقیق از ولتاژ و جریان دارد که مشتق آنها را بتواند محاسبه کند. در حالیکه روش دو واتمتری، دقیق و ساده برای اجرا می باشد. این روش برای استفاده در AVR های دیجیتال پیشنهاد می شود .

۲-۶-۲- اندازه گیری VAR:

روش دو واتمتری برای اندازه گیری توان می تواند برای اندازه گیری VAR در سیستم های سه فاز قابل اصلاح باشد. ساده ترین معادله محاسبه ولت آمپر راکتیو به صورت رابطه ۲-۸ است.

$$Q = \sqrt{3}(p_1 - p_2) \quad (۸-۲)$$

که p_1 و p_2 در اندازه گیری توان بررسی شده است.

این فرمول (۹-۲) می تواند به صورت زیر اصلاح شود تا نسبت سیگنال به ریپل را در اندازه گیری VAR بهبود بخشد.

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\sqrt{3}}{2} (v_{ac} i_b - v_{ba} i_c) . dT \quad (۹-۲)$$

که در آن v_{ca} و v_{ba} و i_b و i_c مقادیر لحظه ای ولتاژ و جریان می باشد.

کاربرد رابطه بالا منجر به استفاده از مدار فیلترینگ ساده تری در شبکه و بالا بردن پهنای باند سیگنال VAR خواهد شد.

روش نمونه برداری و مشتق گیری که بر اساس مشتق های ولتاژ و جریان می باشد، نیز می تواند برای اندازه گیری VAR بکار رود که با رابطه (۱۰-۲) بیان می شود.

$$Q = (v_k i_k - v_k i_k') / 2w \quad (۱۰-۲)$$

که w فرکانس زاویه ای بر حسب rad/sec می باشد و i_k' ، v_k' مشتقات i_k ، v_k می باشند.

تکنیک موثر دیگری در اجرای نرم افزاری بصورت گسترده بکار می رود، این روش ولت آمپر راکتیو را از توان ظاهری یا ولت آمپر کلی (S) و توان مصرفی با رابطه (۱۱-۲) بدست می آورد.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (۱۱-۲)$$

معادله ای که بر مبنای نمونه برداری و مشتق گیری می باشد نیاز به سرعت و دقت بالا در نمونه برداری برای مشتق گرفتن از ولتاژ و جریان دارد. محاسبه VAR که در معادله گفته شد نیاز به مقادیر ولتاژ و جریان دارد که محاسبه آن می تواند از لحاظ اجرا مشکل ساز باشد.

روابط نتایج دقیقی برای بار های متعادل می دهد اما در حالت نامتعادل با افزایش بار دقت کاهش می یابد. از آنجا که معادله از معادلات در مورد نسبت سیگنال به ریپل بهتر می باشد، پیشنهاد می شود که این رابطه برای اندازه گیری VAR در AVR دیجیتال بکار گرفته شود.

۲-۶-۳- اندازه گیری ولتاژ ترمینال :

سیگنال ولتاژ ترمینال اصلی ترین سیگنال فیدبک برای سیستم کنترل تحریک می باشد. این سیگنال معمولاً با یکسو کردن ولتاژ ac سه فاز در قسمت خروجی ژنراتور و با فیلتر کردن ولتاژ یکسو شده بدست می آید .

بمنظور حذف (کم کردن) ریپل در خروجی نهایی، ولتاژ سه فاز با یک ترانسفورماتور مناسب به یک ولتاژ ۴ فاز تبدیل شده و سپس یکسو می شود. فرکانس قطع فیلتر پایین گذر خروجی معمولاً ۱۵هرتز انتخاب می شود [6].

برای اندازه گیری ولتاژ ترمینال بصورت نرم افزاری از تکنیک RMS استفاده می شود. سیگنال ولتاژ لحظه ای ترمینال بوسیله فرمول (۲-۱۲) بدست می آید .

$$V_i = \frac{\sqrt{\sum V^2}}{\sqrt{3}} \quad (2-12)$$

که مقدار rms ولتاژ استاتور است و $\sum V^2$ مجموع ولتاژ های لحظه ای سیگنالهای ولتاژ سه فاز می باشد. نویز ایجاد شده بروی سیگنال V_i بدلیل وجود هارمونیک ها و عدم تعادل در سیستمهای قدرت بوسیله فیلتر پایین گذر حذف می شود.

۲-۶-۴- اندازه گیری فرکانس :

تکنیکی که معمولاً برای اندازه گیری فرکانس برای اجرای سخت افزاری بکار می رود، اندازه گیری دوره تناوب موج و پیدا کردن عکس آن می باشد. محاسبه دوره تناوب بکمک شمردن تعداد پالسهای یک اسیلاتور سرعت بالا - زمان گذشتن از صفر موج - بدست می آید. این تکنیک پاسخی سریع دارد و دقت آن بر مبنای سرعت و حساسیت تجهیزات مشخص کننده لحظه عبور از صفر بستگی دارد .

روش دیگر برای اندازه گیری فرکانس شمردن مقادیر تکرار موج در بازه زمانی خاص می باشد، دقت این تکنیک به اندازه پنجره^۱ بستگی دارد - هر چه اندازه بزرگتر باشد، پاسخ فرکانسی دقیق تر خواهد بود- در حالی که خود این تکنیک ذاتاً پاسخ فرکانسی کندی دارد، به هر حال این می تواند تا

1-Window

حدودی بوسیله پنجره متحرک بهبود یابد. اندازه گیری سرعت شفت نیز می تواند برای بدست آوردن فرکانس در دیزل ژنراتور بکار رود. از آنجا که اندازه گیری سرعت برای کنترل توربین یک موضوع اساسی می باشد. زمانی که گاورنر های الکتریکی در مدار باشند، این اطلاعات نیز در دسترس می باشد.

فرکانس سیستم می تواند از سرعت به صورت رابطه (۲-۱۳) بدست آید.

$$f = p.n \quad (2-13)$$

که f فرکانس بر حسب هرتز، p تعداد جفت قطب ها و n سرعت شفت بر حسب دور در ثانیه می باشد.

از سه روش اشاره شده برای اندازه گیری فرکانس دو روش اول که اندازه گیری فرکانس بر اساس دوره تناوب و تعداد تکرارها بود نیاز به تجهیزات شناسایی عبور از صفر موج دارد، در حالیکه این یک روش زمان بر در نرم افزار می باشد و بقیه نرم افزارها ممکن است در آن سرعت مورد نظر اجرا نشود. روشی که براساس تفاوت زاویه ها می باشد، برای اندازه گیری فرکانس در سیستم های AVR دیجیتال پیشنهاد می شود.

توان الکتریکی که از ولتاژ و جریان استاتور سه فاز AC بدست می آید، در محاسبه پایداری سیستم قدرت و مکان نقطه کار ژنراتور بکار می رود. همچنین ولت-آمپرراکتیو (VAR) از ولتاژ استاتور و جریان آن محاسبه شده برای محدودیت های VAR و کنترل VAR ثابت به کار می رود. فرکانس نیز از روی ولتاژ استاتور بدست می آید و برای محافظت از شار بیش از حد و محدودیتهای نسبت ولتاژ به فرکانس استفاده می شود.

فصل سوم

مدل سازی ریاضی سیستم

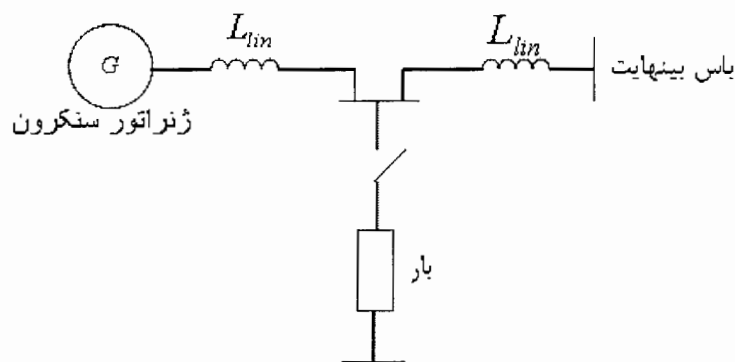
۳-۱- مقدمه:

تعیین مدل دینامیک سیستم قدرت، مستلزم داشتن مدل دینامیک اجزای مهم آن است که لازم است با توجه به نحوه و سرعت عملکرد سیستم، به صورتی خاص مدل شوند. یکی از مهمترین المانهای سیستم قدرت ژنراتور می باشد که از محدوده عملکرد دینامیکی وسیعی برخوردار است. نحوه مدل کردن ماشین های سنکرون در داخل سیستم تعیین کننده میزان دقت سیستم می باشد، از این رو ما نیاز داریم که ابتدا منحصرآ مدل ماشین سنکرون را در سیستم های قدرت آنالیز کنیم و در بررسی های دینامیکی لازم است که از دقیق ترین مدل های آن استفاده شود.

همانطور که در فصل اول اشاره شد هدف اصلی این پایان نامه طراحی، شبیه سازی و بررسی عملکرد تنظیم کننده ولتاژ خودکار برای شرایط عملکرد گذرا و دائمی متعادل و غیر متعادل ماشین سنکرون است. در نتیجه می بایست ماشین سنکرون بطور دقیق (با در نظر گرفتن عدم تعادل بار) مدل و شبیه سازی گردد. لذا مناسب دیدیم ماشین در فریم abc و بر اساس تحلیل اجزای محدود^۱ به صورت دقیق مدل سازی شود. [1]

۳-۲- دیزل ژنراتور و سیستم تحریک:

مدل انتخاب شده برای شبیه سازی سیستم شامل ژنراتور (۳۱٫۵ کیلو ولت آمپر) بدون جاروبک کوچک است که بواسطه یک خط انتقال به باس بینهایت متصل شده است. شکل ۳-۱ بلوک دیاگرام شماتیک شبکه تحت مطالعه را نشان می دهد.



شکل ۳-۱- بلوک دیاگرام شماتیک شبکه تحت مطالعه

شرایطی در نظر گرفته شده است که در زمان خاص بار (بصورت متقارن و نامتقارن) بروی ترمینال ژنراتور سوییچ می شود.

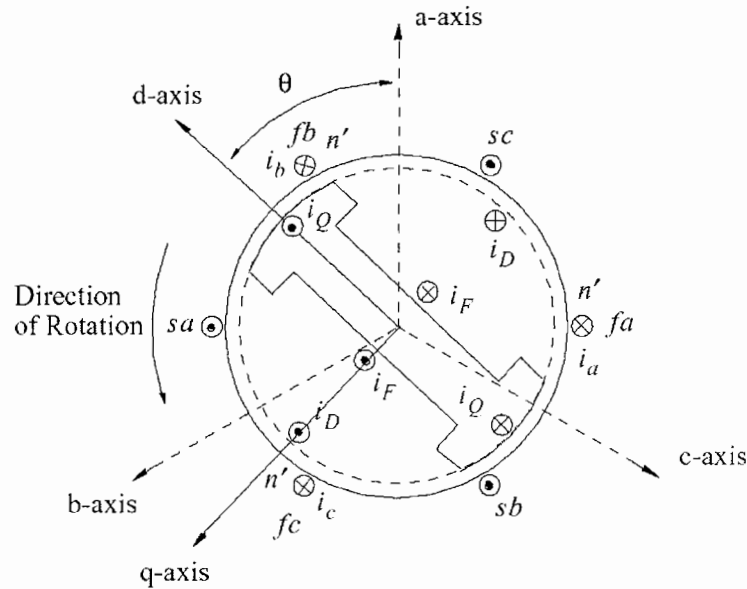
۳-۲-۱- مدل سازی ماشین سنکرون در مرجع dq0:

تعیین و شناسایی پارامترهای ژنراتور سنکرون، مستلزم انتخاب مدل ریاضی با ساختار مناسب جهت مطالعات دینامیک می باشد. در مطالعات دینامیک، مدل دو محوری پارک dq از مدل های پذیرفته شده است و اغلب از آن استفاده می گردد.

مدل فضای حالت، زمان ثابت، غیرخطی و مرتبه سوم پارک (ژنراتور سنکرون) در [6] ارائه شده است. روش معمول جهت مدل سازی ریاضی ماشین سنکرون برای انجام مطالعات دینامیک بر مبنای در نظر گرفتن سه سیم پیچ روی استاتور (آرمیچر) ماشین که با اختلاف ۱۲۰ درجه الکتریکی نسبت به هم توزیع شده باشند، قرار دارد.

در این چهارچوب در روی رتور نیز یک سیم بندی میدان (تحریک) و یک یا چند سیم بندی اتصال کوتاه شده معادل که بصورت سیم بندی های دمپر یا میرا ساز معروفند فرض می گردد. در این تقسیم بندی محور مغناطیسی سیم پیچ میدان بعنوان محور طولی و محوری که ۹۰ درجه با آن اختلاف فاز داشته باشد (محوری که در آن جهت حداقل چگالی شار مغناطیسی وجود دارد) به عنوان محور عرضی نام گذاری می شود.

شکل ۲-۳ دیاگرام شماتیک برداری یک ماشین سنکرون قطب برجسته را به همراه سیم بندی های معادل و علائم قراردادی اختیار شده نشان می دهد. جهت های نشان داده شده همچنین جهت چرخش مطابق استانداردهای IEEE و IEC می باشند [2,3,4].



شکل ۳-۲- دیاگرام شماتیک برداری یک ماشین سنکرون قطب برجسته

سیم پیچ های نشان داده شده در این دیاگرام بجز سیم بندی میدان، نشان دهنده جریانهای القایی در بدنه رتورهای یکپارچه و یا سیم پیچ های اتصال کوتاه تعبیه گردیده در رتورهای صاف دیزل ژنراتورها و همچنین رتورهای قطب برجسته مربوط به هیدروژنراتورها می باشند. لذا یک دسته از این سیم پیچ های معادل مربوط به ساختمان رتور را می توان در جهت محور طولی و دسته دیگر را در جهت محور عرضی در نظر گرفت.

پارک از این ایده استفاده نموده و با معرفی یک تبدیل ریاضی متغیرهای سه فاز مربوط به استاتور(از قبیل ولتاژ، جریان و شار دور) را به متغیرهای دو محوری معادل آن تبدیل کرد.

مزیت عمده تبدیلات مورد اشاره این است که تمام اندوکتانس های متغیر با زمان ماشین که تابعی از موقعیت مکانیکی رتور(θ) می باشند به مقادیر مستقل از θ تبدیل گشته و اساس مدارهای معادل محورهای طولی و عرضی ماشین سنکرون نیز ناشی از این تبدیلات می باشد.

برای توضیحات بیشتر راجع به جزییات تبدیل پارک و معادلات حاکم بر ماشین سنکرون می توان به [5] مراجعه کرد.

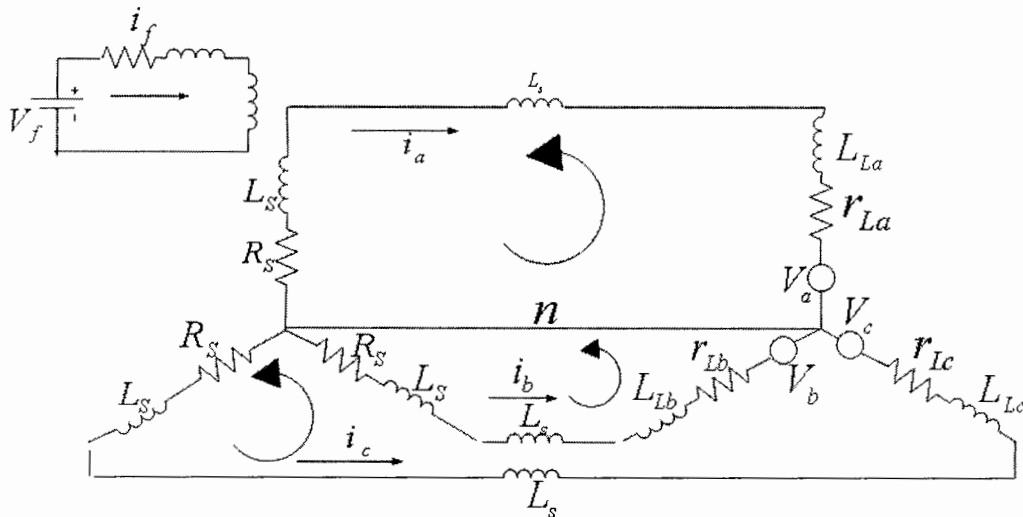


۳-۲-۲- معادلات ماشین سنکرون و سیستم تحریک در فریم abc بر اساس مدل تحلیل

اجزای محدود:

با توجه به اهداف پایان نامه که می بایست عملکرد AVR ژنراتور بکار رفته در سیستم توزیع (نامتعادل) تحلیل و بررسی شود، با مدل سازی ماشین سنکرون در مرجع abc تصویر دقیقتری از عملکرد سیستم در شبکه های توزیع نامتعادل ارائه می شود.

شکل ۳-۳ مدل مداری ماشین سنکرون را نشان می دهد که یک بار پس فاز نیز به ژنراتور متصل شده و در نوشتن معادلات دینامیکی نیز لحاظ شده است.



شکل ۳-۳- مدل مداری ماشین سنکرون بر اساس تحلیل اجزای محدود

اندوکتانسهای خودی و متقابل بین سیم پیچی های فاز استاتور و تحریک براساس تحلیل اجزای محدود به صورت زیر به دست آمده است [1]:

$L_{ff}, L_{cc}, L_{bb}, L_{aa}$ اندوکتانسهای خودی سیم پیچ فازهای استاتور و تحریک به صورت زیر بیان می شود.

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= (1.31137837 \times 10^{-2}) \\
 &+ (0.0050095737) \cos(4\theta - 2.61799383) \\
 &+ (1.21262422 \times 10^{-4}) \cos(8\theta + 1.047204472) \\
 &+ (3.53962868 \times 10^{-5}) \cos(12\theta - 1.57077744) \\
 &+ (1.19904604 \times 10^{-5}) \cos(16\theta + 2.0944743) \\
 &+ (5.84624347 \times 10^{-6}) \cos(20\theta + 2.61788131) \\
 &+ (3.57955425 \times 10^{-6}) \cos(24\theta - 3.14145820) \\
 &+ (8.38259564 \times 10^{-6}) \cos(28\theta + 0.52362938)
 \end{aligned} \tag{۱-۳}$$

$$\begin{aligned}
 L_{bb} &= L_{aa} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\
 L_{cc} &= L_{aa} \left(\theta - \frac{8\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{۲-۳}$$

با توجه به روابط ۱-۳ تا ۳-۶ بیان این نکته حائز اهمیت است که جهت ارائه مدل دقیق تر سعی شده که در محاسبه اندوکتانس ضرایب Sin و Cos تا مرتبه ۲۸ در نظر گرفته شده است.

L_{fa} ، L_{fb} ، L_{fc} اندوکتانس‌های متقابل بین سیم‌پیچی تحریک و فازهای استاتور می باشند.

$$\begin{aligned}
 L_{fa} &= (0.200753095) \cos(2\theta + 1.83259581) \\
 &+ (2.45237 \times 10^{-8}) \cos(6\theta + 0.204237984) \\
 &+ (0.000697599) \cos(10\theta + 2.879827959) \\
 &+ (0.000249698) \cos(14\theta - 2.8798369)
 \end{aligned} \tag{۳-۳}$$

$$\begin{aligned}
 L_{fb} &= L_{fa} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 L_{fc} &= L_{fa} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{۴-۳}$$

L_{ac} و L_{bc} ، L_{ab} اندوکتانس‌های متقابل بین فازهای استاتور می باشند.



$$\begin{aligned}
 L_{ab} = & (-6.51601136 \times 10^{-3}) \\
 & + (0.005770421) \cos(4\theta + 1.63704569) \\
 & + (1.11941105 \times 10^{-4}) \cos(8\theta - 1.095897511) \\
 & + (3.12355783 \times 10^{-5}) \cos(12\theta + 0.6026278) \\
 & + (3.29090539 \times 10^{-5}) \cos(16\theta + 0.339920335) \\
 & + (1.54135268 \times 10^{-5}) \cos(20\theta - 1.90334556) \\
 & + (4.78508636 \times 10^{-6}) \cos(24\theta + 1.186959968) \\
 & + (2.38942623 \times 10^{-5}) \cos(28\theta - 1.22370229)
 \end{aligned} \tag{۵-۳}$$

$$L_{bc} = L_{ab} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \tag{۶-۳}$$

$$L_{ac} = L_{ab} \left(\theta - \frac{8\pi}{3} \right)$$

علاوه بر پارامترهای ذکر شده در بالا L_{fl} اندوکتانس سیستم تحریک، L_s اندوکتانس پراکندگی ماشین، R_a, R_b, R_c مقاومت الکتریکی هر سیم پیچ در هر فاز استاتور، r_f مقاومت مدار تحریک، r_{la}, r_{lb}, r_{lc} L_{la}, L_{lb}, L_{lc} به ترتیب مقاومت و اندوکتانس سه فاز بار مورد نظر نیز در مدل ماشین لحاظ شده است. با تعریف و در نظر گرفتن پارامترهای فوق می توان معادلات حاکم بر ماشین سنکرون را بیان کرد:

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \tag{۷-۳}$$

$$[\lambda] = [L(\theta)] \cdot [I] \tag{۸-۳}$$

$$[e] = [L(\theta)] \cdot \frac{d[I]}{dt} + \frac{d}{dt} [L(\theta)] \cdot [I] \tag{۹-۳}$$

بطور کلی با در نظر گرفتن فازهای استاتور و تحریک ماتریس اندوکتانس زیر را می توان تشکیل داد.

$$L = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ L_{af} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bf} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cf} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \tag{۱۰-۳}$$

با نوشتن KVL در فازهای ماشین رابطه زیر بدست می آید:



$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + L_{la} & 0 & 0 \\ 0 & L_s + L_{lb} & 0 \\ 0 & 0 & L_s + L_{lc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a + r_{la} & 0 & 0 \\ 0 & R_b + r_{lb} & 0 \\ 0 & 0 & R_c + r_{lc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \dots \quad (11-3)$$

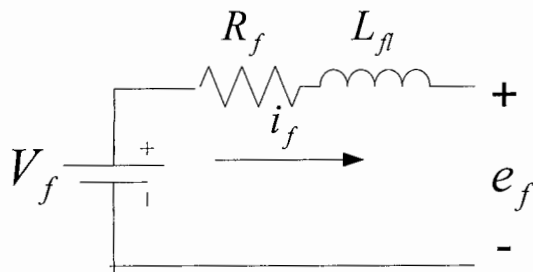
رابطه ۱۱-۳ در فاز a بشکل رابطه ۱۲-۳ است.

$$e_a + R_a \cdot i_a + L_s \cdot \frac{di_a}{dt} + L_{la} \cdot \frac{di_a}{dt} + r_{la} \cdot i_a + v_a = 0 \quad (12-3)$$

$$v_a = -\frac{d\lambda_a}{dt} - (R_a + r_{la}) \cdot i_a - (L_s + L_{la}) \cdot \frac{di_a}{dt} \quad (13-3)$$

رابطه ۱۳-۳ را بطور مشابه برای سایر فازها نیز خواهیم داشت.

سیستم تحریک ماشین سنکرون بصورت شکل ۴-۳ در نظر گرفته شده است.



شکل ۴-۳ سیستم تحریک ماشین سنکرون

$$V_f = r_f \cdot i_f + L_{fl} \cdot \frac{di_f}{dt} + e_f \quad (14-3)$$

$$\frac{1}{L_{fl}} (V_f - e_f - R_f I_f) = \frac{di_f}{dt} \quad (15-3)$$

با توجه به رابطه ۱۵-۳ جریان تحریک با رابطه زیر بدست می آید.

$$I_f = \frac{1}{L_{fl}} \int (V_f - e_f - R_f I_f) \quad (16-3)$$

لذا با در نظر گرفتن روابط ۳-۹، ۳-۱۲، ۳-۱۴ و ۳-۱۶ مربوط به مدار تحریک و فازهای استاتور بردار ولتاژ با رابطه ۱۷-۳ بدست می آید.



$$[V] = -[L_2] \cdot [I] - [L_1] \cdot \frac{d[I]}{dt} \quad (17-3)$$

که L_1, L_2 از روابط ۱۸-۳ و ۱۹-۳ بدست می آید.

$$L_1 = \begin{bmatrix} L_{ff} + L_{fl} & L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ L_{af} & L_s + L_{aa} + L_{la} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bf} & L_{ba} & L_s + L_{bb} + L_{lb} & L_{bc} \\ L_{cf} & L_{ca} & L_{cb} & L_s + L_{cc} + L_{lc} \end{bmatrix} \quad (18-3)$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} r_f & pL_{fa} & pL_{fb} & pL_{fc} \\ pL_{af} & R_a + pL_{aa} + r_{la} & pL_{ab} & pL_{ac} \\ pL_{bf} & pL_{ba} & R_b + pL_{bb} + r_{lb} & pL_{bc} \\ pL_{cf} & pL_{ca} & pL_{cb} & R_c + pL_{cc} + r_{lc} \end{bmatrix} \quad (19-3)$$

با در نظر گرفتن رابطه ۱۷-۳ جریان خروجی ژنراتور از رابطه بازگشتی ۲۰-۳ بدست می آید.

$$\frac{d[I]}{dt} = [L_1]^{-1} \cdot [V] - [L_1]^{-1} \cdot [L_2] \cdot [I] \quad (20-3)$$

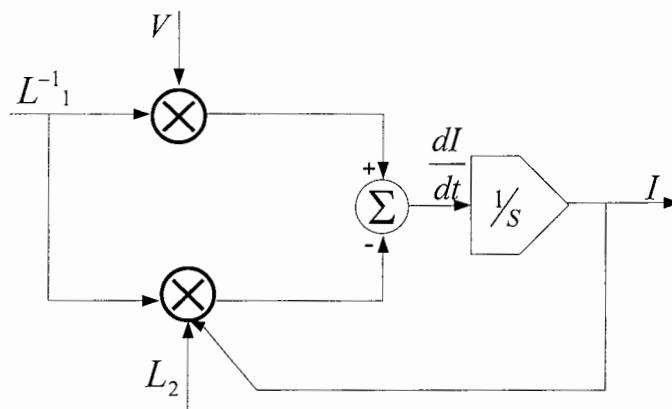
که بردارهای I و V جریان ها و ولتاژ های خروجی ماشین سنکرون می باشند.

$$I = [i_f, i_a, i_b, i_c]^T$$

$$V = [v_f, v_a, v_b, v_c]^T \quad (21-3)$$

از معادله ۲۰-۳ برای بدست آوردن جریان خروجی ژنراتور سنکرون، در شبیه سازی استفاده شده است.

بلوک دیاگرام شکل ۳-۵ نمای کلی از مدل سازی یک فاز ژنراتور مورد مطالعه را نشان می دهد.



شکل ۳-۵ نمای کلی از مدل سازی ژنراتور مورد مطالعه

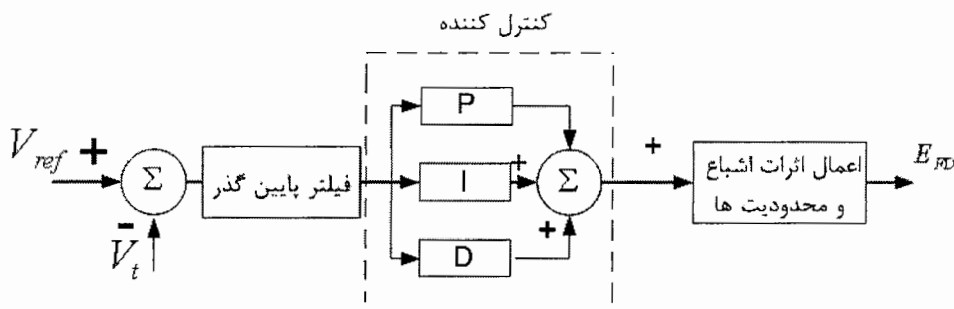
۳-۳- مدل سازی AVR :

در طراحی ساختار تنظیم کننده ولتاژ خودکار بر حسب ضرورت می توان از ولتاژ ترمینال استاتور، جریان میدان تحریک، توان الکتریکی، ولت آمپر راکتیو(توان راکتیو) و فرکانس به عنوان سیگنال فیدبک استفاده کرد [7]، اما سیگنالهای اصلی فیدبک، ولتاژ ترمینال و جریان میدان تحریک می باشند که رگولاتور بر اساس آنها میزان تحریک مورد نیاز را محاسبه می کند. در فصل دوم اشاره کردیم که سیستم های تحریک دیجیتالی به کمک مدل های کامپیوتری شبیه سازی می شوند.

شکل ۳-۶ بلوک دیاگرام مداری AVR با کنترل کننده PID را نشان می دهد.

فیلتر پایین گذر جهت حذف هارمونیک های ناخواسته در مدل لحاظ شده همچنین کلیه اثرات اشباع و محدودیت های اعمالی بر روی ژنراتور در نظر گرفته شده است.

طراحی تنظیم کننده ولتاژ خودکار در این پایان نامه براساس مدل ساده شده AC8B انجام گرفته است.



شکل ۳-۶- بلوک دیاگرام مداری AVR با کنترل کننده PID

مدل سازی و طراحی بخش کنترل AVR و تحریک بطور کامل در فصل ۴ ارائه شده است.

۳-۴- پریونیت کردن پارامترها:

در سیستم های قدرت معمولا بجای مقدار واقعی متغیرها مثل ولتاژ، جریان و توان و یا مقدار واقعی پارامترها مثل مقاومت و اندوکتانس و ... از مقدار مبنای واحد (پریونیت) استفاده می شود. با تعریف متغیرها و پارامترها در مبنای واحد تمام آنها بدون بعد و مقدارشان در گستره محدود قرار گرفته و باعث سهولت در تحلیل عددی می شود.

لذا کلیه پارامترهای ماشین سنکرون، سیستم تحریک و AVR بصورت پیرونیت در فرآیند شبیه سازی مدل شده است.

با مبنا قرار دادن توان و ولتاژ (rms) نامی ژنراتور سایر پارامترها از قبیل جریان، مقاومت ها و اندوکتانس ها را بصورت رابطه ۲۲-۳ پیرونیت تبدیل می کنیم.

$$\begin{aligned}
 I_{base} &= \frac{S_{base}}{3 * V_{base}} \\
 Z_{base} &= \frac{V_{base}}{I_{base}} \\
 \lambda_{base} &= V_{base}
 \end{aligned}
 \tag{۲۲-۳}$$

۳-۴-۱- پیرونیت کردن پارامترهای ژنراتور و سیستم تحریک :

با توجه به ماتریس اندوکتانس ژنراتور و با در نظر گرفتن مقادیر مبنای K_4, K_3, K_2, K_1 متغیرهای سیستم بصورت پیرونیت تبدیل شده است.

پارامترهای ژنراتور و سیستم تحریک بصورت مجزا طی الگوریتم و رابطه (۲۳-۳) پیرونیت می شوند.

$$\begin{bmatrix} \frac{\lambda_f}{K_2} \\ \frac{\lambda_a}{K_1} \\ \frac{\lambda_b}{K_1} \\ \frac{\lambda_c}{K_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{ff}}{K_2} & \frac{L_{fa}}{K_2} & \frac{L_{fb}}{K_2} & \frac{L_{fc}}{K_2} \\ \frac{L_{af}}{K_1} & \frac{L_{aa}}{K_1} & \frac{L_{ab}}{K_1} & \frac{L_{ac}}{K_1} \\ \frac{L_{bf}}{K_1} & \frac{L_{ba}}{K_1} & \frac{L_{bb}}{K_1} & \frac{L_{bc}}{K_1} \\ \frac{L_{cf}}{K_1} & \frac{L_{ca}}{K_1} & \frac{L_{cb}}{K_1} & \frac{L_{cc}}{K_1} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \frac{K_3 i_f}{K_3} \\ \frac{K_4 i_a}{K_4} \\ \frac{K_4 i_b}{K_4} \\ \frac{K_4 i_c}{K_4} \end{bmatrix}
 \tag{۲۳-۳}$$

در رابطه ۲۳-۳ ضرایب K_4, K_3, K_2, K_1 را می توان بعنوان مقادیر مبنای ولتاژ فازهای استاتور، ولتاژ تحریک، جریان تحریک و جریان فازهای استاتور در نظر گرفت.

مبنای ولتاژهای فاز = K_1

مبنای ولتاژ تحریک = K_2

مبنای جریان تحریک = K_3

مبنای جریانهای فاز = K_4

در نتیجه ماتریس اندوکتانس ماشین در مبنای واحد بصورت رابطه ۲۴-۳ می باشد.



$$\begin{bmatrix} \lambda'_f \\ \lambda'_a \\ \lambda'_b \\ \lambda'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_3}{K_2} L_{ff} & \frac{K_4}{K_2} L_{fa} & \frac{K_4}{K_2} L_{fb} & \frac{K_4}{K_2} L_{fc} \\ \frac{K_3}{K_1} L_{af} & \frac{K_4}{K_1} L_{aa} & \frac{K_4}{K_1} L_{ab} & \frac{K_4}{K_1} L_{ac} \\ \frac{K_3}{K_1} L_{bf} & \frac{K_4}{K_1} L_{ba} & \frac{K_4}{K_1} L_{bb} & \frac{K_4}{K_1} L_{bc} \\ \frac{K_3}{K_1} L_{cf} & \frac{K_4}{K_1} L_{ca} & \frac{K_4}{K_1} L_{cb} & \frac{K_4}{K_1} L_{cc} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i'_f \\ i'_a \\ i'_b \\ i'_c \end{bmatrix} \quad (24-3)$$

پارامتر های ماشین و سیستم تحریک در جدول ۳-۱۱ ارائه شده است.

$L_{\pi} = H$	$K_1 = 240V$
$L_s = 0.002H$	$K_2 = 20V$
$L_{ff} = 2.086471H$	$K_3 = 5.4A$
$R_a = R_b = R_c = 0.199\Omega$	$K_4 = 43.7483A$
$R_f = 3.7\Omega$	$R_s = \Omega$
$L_{la} = L_{lb} = L_{lc} = H$	

جدول ۳-۱- پارامتر های ماشین و سیستم تحریک

فصل چہارم

طراحی کنترل کننده جهت تثبیت ولتاژ

AVR

۴-۱- مقدمه:

کنترل کننده ها با اهداف و انگیزه های متفاوت طراحی و ساخته می شوند. از مهمترین این اهداف می توان موارد زیر را نام برد.

- افزایش سرعت پاسخ سیستم
- کاهش حساسیت به اغتشاش
- حذف خطای حالت ماندگار
- پایدار سازی سیستم های ذاتا ناپایدار

سیستم های کنترل AVR بر مبنای تکنولوژی آنالوگ و دیجیتال طراحی می شوند. بخش کنترل تنظیم کننده های آنالوگ بواسطه پارامترهای ثابتی در سیستم تنظیم می شده که مراحل تنظیم، کالیبره کردن و زمان پاسخ دهی به خطا در این کنترل کننده ها بعلاوه استفاده از المانهایی چون خازن، مقاومت و..... شامل فرایندهای طولانی آزمایش و خطا بوده که برای رسیدن به عملکرد مطلوب سیستم لاجرم می بایست از پایدارسازهای خارجی در شبکه استفاده می شد، در نتیجه ولتاژ ترمینال ژنراتور فقط در رنج محدودی قابل تثبیت بود. با توجه به اینکه سیگنال کنترل اصلی برای تنظیم ولتاژ تحریک بواسطه خطای ولتاژ ترمینال فراهم می آید در واقع عملکرد تنظیم کننده های ولتاژ آنالوگ در بسیاری از شرایط رضایت بخش نیست.

از طرفی بعلاوه انعطاف پذیری بخش کنترل AVR های دیجیتال و امکان پیاده سازی مکانیزم های کنترلی متفاوت، این نوع AVR ها به عنوان جایگزین مناسب برای AVR های آنالوگ از جنبه های مختلف مورد بررسی می باشد [1]. طراحی کنترل کننده های دیجیتال به سادگی روش های کنترل آنالوگ نیستند اما بکمک آنها می توان توابع کنترلی سطح بالا را تحقق بخشید که پیاده سازی آنها بروش آنالوگ یا بسیار پیچیده و یا غیر قابل انجام است .

۴-۲- کنترل کننده PID:

در ابتدا کنترل کننده ای بر مبنای الگوریتم کنترل مجزای تناسبی- مشتقی- انتگرالی (PID) را مورد بررسی قرار می دهیم. گین تقویت تناسبی (P) به میزان بالا رفتن ولتاژ بعد از یک تغییر پله

بستگی دارد. بلوک انتگرال گیر I به میزان زمان نشست¹ ولتاژ ژنراتور بعد از یک فراجهدش ولتاژ بستگی دارد در ادامه فاکتور D گین محاسبات مشتقی را که به درصد مجاز اضافه ولتاژ بستگی دارد را ارائه می دهد. از این رو نقش مشتق گیر در بهبود اضافه ولتاژ ژنراتور، کاهش اضافه جهش ولتاژ و بهبود و سریع شدن ولتاژ به حد مطلوب بسیار حیاتی است.

الگوریتم طراحی PID به این صورت است که در حلقه کنترل، گمارش قطب ها در موقعیت دلخواه و با توجه به خصوصیات سیستم انجام می گیرد.

۴-۳- کنترل کننده PID آنالوگ:

اگر مدل ریاضی یک سیستم را در اختیار داشته باشیم، روش های طراحی مختلفی را می توان برای تعیین پارامتر های کنترل کننده بکار برد تا سیستم حلقه بسته مشخصات پاسخ گذرا و حالت ماندگار خواسته شده را داشته باشد. ولی اگر سیستم آنقدر پیچیده باشد که نتوان مدل ریاضی آن را بسادگی بدست آورد، روش تئلیلی برای طراحی کنترل کننده PID قابل استفاده خواهد بود. در این صورت باید برای تنظیم PID به روش های تجربی متوسل شد.

فرایند انتخاب پارامتر های کنترل کننده برای برآورده شدن مشخصات عملکرد، تنظیم کنترل کننده نامیده می شود. زیگلر و نیکولز قواعدی برای تنظیم کردن کنترل کننده های PID (یعنی تعیین مقادیر K_p, T_i, T_d) پیشنهاد کرده اند. این قواعد بر اساس پاسخ پله بدست آمده از آزمایش یا مقدار K_p که هنگام استفاده از کنترل تناسبی تنها، به پایداری مرزی منجر می شود، استوار است. قواعد زیگلر و نیکولز، در مواقعی که مدل ریاضی دستگاه معلوم نیست بسیار بکار می آیند. (البته این قواعد را می توان برای طراحی سیستم های دارای مدل ریاضی معلوم نیز به کار برد).

در اینجا ابتدا فرم آنالوگ کنترل کننده را مورد بحث قرار داده و سپس در ادامه فرم دیجیتالی آن را با توجه به فرم آنالوگ تعیین می کنیم.

تابع تبدیل این کنترل کننده بصورت زیر است.

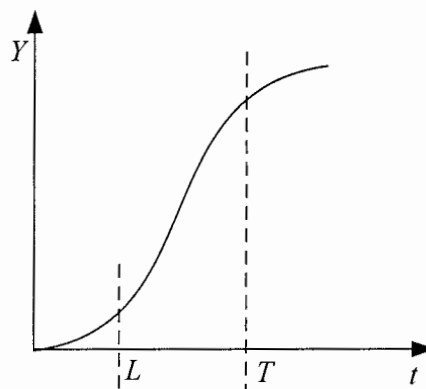
$$G_s = K_p \cdot \left(1 + \left(\frac{1}{T_i} \cdot S\right) + T_d \cdot S\right) \quad (1-4)$$

1-Setting Time

زیگار و نیکولز قواعدی برای تعیین بهره تناسبی K_p ، زمان انتگرال T_i و زمان مشتق T_d ، براساس مشخصات پاسخ گذرای سیستم تحت کنترل پیشنهاد کرده اند.

دو روش، مرسوم به قواعد زیگلر و نیکولز وجود دارد. در هر دو روش هدف این است که پاسخ پله دارای ماکزیمم فرجهش 25% باشد. [2].

روش اول - در صورتیکه تابع تبدیل سیستم قابل دسترس نباشد، بصورت آزمایشی ورودی پله را به سیستم اعمال می کنیم اگر سیستم انتگرال گیر و قطب مزدوج نداشته باشد خروجی بصورت شکل ۱-۴ خواهد بود.



شکل ۱-۴ - پاسخ تقریبی اغلب سیستم ها به ورودی پله

همانطور که می بینیم منحنی توسط دو ثابت زمانی یکی زمان تاخیر L و دیگری ثابت زمانی T بیان می شود. لذا تابع تبدیل $\frac{C(s)}{U(s)}$ را می توان بصورت یک سیستم مرتبه اول بصورت زیر نشان داد.

$$\frac{C(s)}{U(s)} = K \cdot \frac{e^{-Ls}}{(1+T.s)} \quad (1-4)$$

تعیین ضرایب T_d ، T_i ، K_p براساس فرمول های جدول ۱-۴ پیشنهاد شده است.

T_d	T_i	K_p	نوع کنترل کننده
0	∞	T/L	P
0	$L/0.3$	$0.9T/L$	PI
0.5L	2L	$1.2T/L$	PID

جدول ۱-۴ قواعد تنظیم زیگلر و نیکولز بر اساس پاسخ پله دستگاه (روش اول)

با اثر دادن این ضرایب تابع تبدیل کنترلر PID بصورت رابطه ۳-۴ که یک قطب در صفر و دو صفر در $-\frac{1}{L}$ دارد حاصل خواهد شد.

$$Gc(s) = \frac{0.6.T.(S + \frac{1}{L})^2}{S} \quad (3-4)$$

روش دوم- در این روش $T_i = \infty$ و $T_d = 0$ فرض می شود و تنها از K_p در محاسبات استفاده می شود. K_p را از صفر تا مقدار بحرانی (جایی که خروجی برای اولین بار نوسان نامیرا پیدا می کند) زیاد می کنند. استفاده از این روش در صورتی که خروجی نوسان نامیرا نداشته باشد، روش قابل اعمال نیست. بنابراین مقدار بهره بحرانی K_{cr} و زمان تناوب متناظر با آن P_{cr} بطور تجربی تعیین می شوند. پارامترهای K_p, T_i, T_d بر اساس فرمول های جدول ۲-۴ تنظیم می شوند.

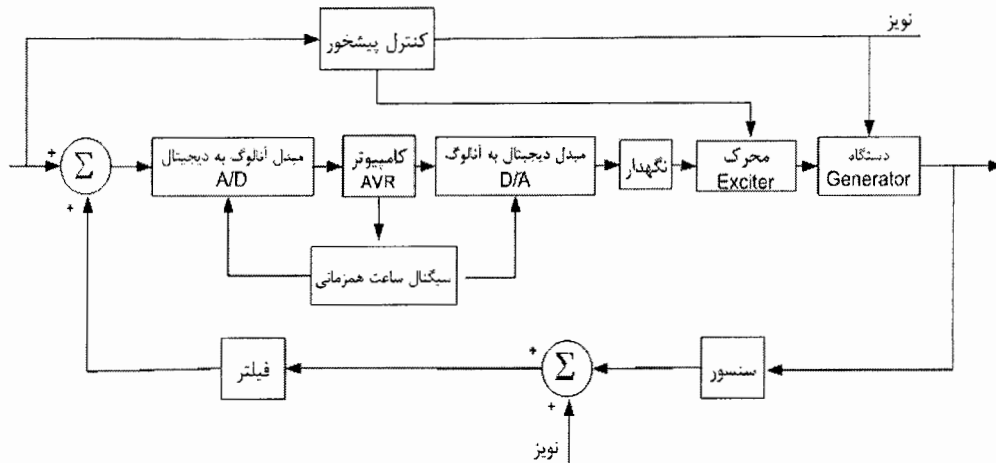
T_d	T_i	K_p	نوع کنترل کننده
0	∞	$0.5K_{cr}$	P
0	$\frac{1}{1.2} P_{cr}$	$0.45K_{cr}$	PI
$0.125P_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.6K_{cr}$	PID

جدول ۲-۴ قواعد تنظیم زیگلر و نیکولز بر اساس پاسخ پله دستگاه (روش دوم)

با اعمال این ضرایب تابع تبدیل بصورت رابطه ۴-۴ که یک قطب در صفر و دو صفر در $-\frac{4}{P_{cr}}$ دارد حاصل خواهد شد.

$$Gc(s) = \frac{0.075.K_{cr}.P_{cr}.(S + \frac{4}{P_{cr}})^2}{S} \quad (4-4)$$

در صورتی که به تابع تبدیل سیستم دسترسی نداشته باشیم با توجه به شرایط کاری و حدسیات مقدار L و T را مقادیری فرض کرده و با توجه به آن ضرایب را تعیین می کنیم. بلوک دیاگرام یک کنترل کننده PID آنالوگ در شکل ۲-۴ نشان داده شده است.



شکل ۳-۴ دیاگرام کلی سیستم کنترل دیجیتال

در طراحی های صنعتی کنترل کننده دیجیتال (گسسته زمان) با در نظر گرفتن اینکه سرعت پردازش در مقایسه با فرکانس میرایی سیستم حلقه بسته بالا است (>20 Times)، طراحی بر مبنای تکنیک های کنترل کننده حالت پیوسته و تنها با کمی تغییر در آن انجام می شود.

۴-۴-۲- طراحی کنترل کننده PID دیجیتال بر مبنای طراحی در حوزه آنالوگ:

در تبدیل کنترل کننده آنالوگ طراحی شده به کنترل کننده دیجیتال می توان از چند تقریب استفاده کرد، که اولین آنها تقریب دوزنقه است که به آن تبدیل دو خطی یا توستین^۱ نیز گفته می شود.

عنصر مشتق گیر در بلوک دیاگرام شکل ۴-۲ را می توان بصورت تقریبی از اختلاف تابع در $t = KT$ و $t = (K-1)T$ بدست آورد.

$$\frac{df(t)}{dt} \cong \frac{1}{T} [f(kT) - f(k-1)T] \quad (۵-۴)$$

با تبدیل Z گرفتن از رابطه فوق آن را به زمان گسسته می بریم .

$$\left[\frac{d(f(t))}{dt} \right]_{t=kT} = \frac{1}{T} (1 - z^{-1}) F(z) = \frac{z-1}{Tz} F(z) \quad (۶-۴)$$

لذا داریم:

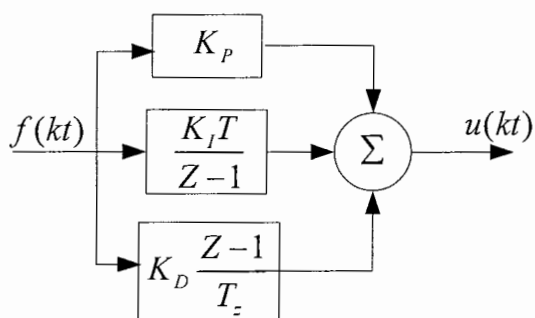
$$H(z) = \frac{K_d (z-1)}{Tz} \quad (۷-۴)$$

1-Tustin

برای بدست آوردن رابطه انتگرال روش های عددی زیادی وجود دارد. انتگرال سطح مستطیل ساده ترین تقریب است که با حل آن رابطه زیر حاصل می شود.

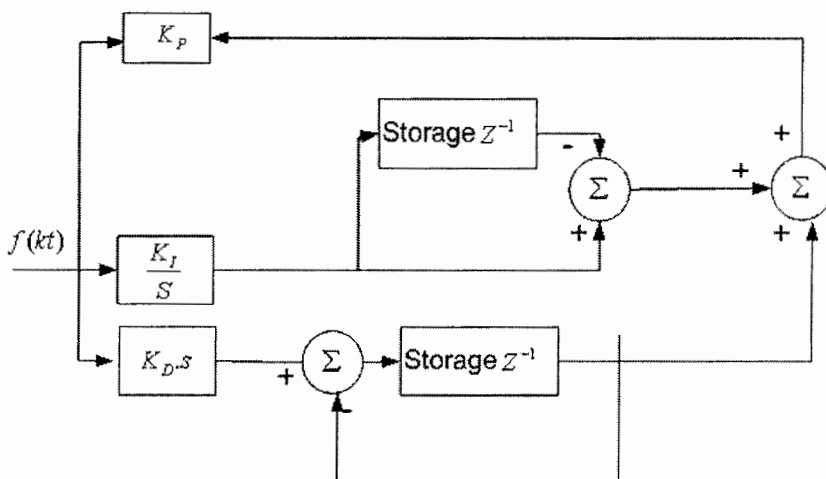
$$G_i(Z) = \frac{K_i T}{(Z-1)} \quad (4-1)$$

که در روابط فوق با نزدیک شدن T (پریود نمونه برداری) بسمت صفر به حالت آنالوگ نزدیک می شوند. با بکار بردن متد های نشان داده شده بلوک دیاگرام یک کنترل کننده PID دیجیتال در شکل 4-4 نشان داده شده است.



شکل 4-4 بلوک دیاگرام کنترل کننده PID دیجیتال

در بلوک دیاگرام شکل 4-4 می توان با فاکتور گرفتن از Z و ساده نمودن آن اپراتور Z^{-1} را بدست آورد. با تغییر اپراتور بلوک دیاگرام شکل 4-5 بعنوان یک کنترل کننده PID دیجیتال معرفی می شود.



شکل 4-5 بلوک دیاگرام تحقق کنترل کننده PID دیجیتال



۴-۳- محاسبه زمان نمونه برداری به روش طراحی بر مبنای حوزه فرکانس:

در طراحی کنترل کننده های سیستم های AVR دیجیتال، پریود زمانی معینی (تا حدی کوچک) را جهت محاسبه زمان ورود و خروج اطلاعات در نظر گرفته می شود تا به سیستم تحریک آسیب نرسد.

بر مبنای سیگنال مورد نیاز در طراحی کنترل کننده دیجیتال سه نوع فرآیند نمونه برداری مطرح می گردد .

۱. نمونه برداری متناوب: که در این حالت در فواصل زمانی ثابت از سیگنال مورد نظر نمونه برداری می شود .

۲. نمونه برداری با نرخ متغییر: یک پروسه ممکن است دارای چندین ثابت زمانی باشد به بیان دیگر در آن دسته از لوپ هایی که ثابت زمانی بزرگ است عملیات نمونه برداری بایستی بکندی و در لوپهای دارای ثابت زمانی کوچک عمل نمونه برداری بسرعت صورت گیرد.

۳. نمونه برداری تصادفی: که در این حالت بصورت تصادفی از کمیت مورد نظر اندازه گیری صورت می گیرد.

در کاربردهای عملی انتخاب سرعت نمونه برداری در AVR های دیجیتال تقریبا تا ۱ کیلو هرتز امکان پذیر است [3].

برای محاسبه زمان نمونه برداری، با توجه به وجود تاخیر در پروسه های صنعتی، ابتدا با در نظر گرفتن اثر تاخیر در سیستم کنترل و استفاده از تقریب پد یک سیستم کنترل کننده با مشخصات مطلوب و مورد نظر در حوزه زمان پیوسته طراحی کرده و سپس پاسخ فرکانسی حلقه بسته را رسم می کنیم.

فرکانس نمونه برداری در این حالت ۲۰ تا ۳۰ برابر پهنای باند حلقه بسته سیستم می باشد .

$$\omega_s = (20 \approx 30)\omega$$

$$\omega_s = \frac{2\pi}{\tau_s} \quad (9-4)$$

این پاسخ زمانی در سیستم های کنترل متناسب با کاربرد آنها متفاوت می باشد. مقادیر محاسبه و پیشنهاد شده برای جلوگیری از ناپایداری سیستم بر اساس فرکانس قطع در دیاگرام بد بصورت زیر خواهد بود.



در سیستم های کنترل تحریک گردان $\omega_c = 1 - 5 \text{ rad/sec}$

در سیستم های کنترل تحریک تریستوری $\omega_c = 4 - 20 \text{ rad/sec}$

در سیستم های کنترل حلقه بسته می بایست حد فاز کوچکتر از ۳۰ درجه و تاخیر فاز حلقه نیز کمتر از ۱۵۰ درجه باشد .

رابطه بین زمان sample و hold با تاخیر فاز بصورت زیر ارائه می شود :

$$Q(\omega) = 1.5 * \omega * T * 180 / \pi \quad (10-4)$$

$$T = Q(\omega) / (1.5 * \omega * 180 / \pi) \quad (11-4)$$

اگر تاخیر فاز را کمتر ۱۰٪ زاویه ۱۵۰ درجه فرض کنیم (کمتر از ۱۵ درجه)

برای سیستم های کنترل تحریک گردان $T \leq 35 \text{ ms}$

برای سیستم های کنترل تحریک تریستوری $T \leq 8.7 \text{ ms}$

بنابراین زمان sample و hold برای AVR دیجیتال بصورت زیر تنظیم می شود.

$$T = 20 \text{ ms} \quad \omega_{\max} = 5$$

$$T = 5 \text{ ms} \quad \omega_{\max} = 20$$

اگر زمان نمونه برداری در تنظیم کننده های ولتاژ دیجیتال برابر مقادیر ذکر شده در بالا باشد، روش کنترلی مانند AVR های آنالوگ بدست خواهد آمد که این روش برای AVR های دیجیتال نیز می تواند استفاده شود. مزایای طراحی در حوزه دیجیتال نسبت به حالت پیوسته زمان بشرح ذیل ارائه می گردد.

۱. نویز پذیری پایین

۲. ارزان بودن و قابلیت دسترسی به آن

۳. سهولت کار با آن

۴. ایجاد تغییرات دلخواه در مدار کنترلی تنها با تعویض چند خط برنامه نرم افزاری

به بیان دیگر در یک سیستم کنترل کننده PID نوع آنالوگ برای تغییر ضرایب بایستی ظرفیت R و L و C را تغییر داد. که در سیستم کنترل کننده دیجیتال بجای این کار می توان تنها با تغییر چند خط از برنامه از صرف هزینه و وقت اضافی جلوگیری کرد.



- اما آنچه که باعث محدودیت در طراحی کنترل کننده دیجیتال می گردد به شرح ذیل می باشد.
۱. نظر به اینکه فرآیند نمونه برداری و کوانتیزه کردن به خطای زیادی می انجامد لذا عملکرد سیستم نسبت به حالت آنالوگ تنزل می یابد.
 ۲. طراحی کنترل کننده دیجیتال برای جبران این تنزل پیچیده تر از طراحی کنترل کننده آنالوگ در یک سطح عملکرد متعادل است.

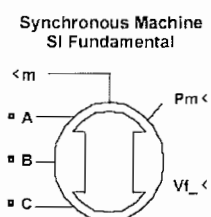
فصل پنجم

شبیه سازی تنظیم کننده ولتاژ خودکار (AVR) دیجیتال
در دیزل ژنراتور

۱-۵- مقدمه:

در این فصل مراحل شبیه سازی سیستم قدرت (دیزل ژنراتور، سیستم تحریک، تنظیم کننده ولتاژ خودکار، بار، باس بینهایت و.....) بکمک نرم افزار سیمولینک MATLAB انجام می گیرد. همانطور که در فصل ۱ و ۲ اشاره شد، هدف اصلی این پایان نامه طراحی و شبیه سازی تنظیم کننده ولتاژ خودکار در یک دیزل ژنراتور در شرایط عدم تعادل بار می باشد.

در راستای شبیه سازی سیستم، نرم افزار سیمولینک MATLAB بلوک ها و توابع از پیش تعیین شده بسیار مفیدی (مدل ژنراتور سنکرون، بار، سیستم تحریک و) را در اختیار کاربر قرار می دهد. در شکل ۱-۵ زیر این بلوک ها نشان داده شده است.



شکل ۱-۵- بلوک آماده ژنراتور سنکرون در فریم dqo

معادلات ریاضی ژنراتور در شبیه سازی بلوک شکل ۱-۵ با فرض شرایط متعادل از معادلات پارک استفاده کرده، در این شرایط با فرض تعادل از کمیت های 0 صرفنظر می شود. استفاده از این مدل در شبیه سازی سیستم های نامتقارن پیشنهاد نمی شود، ما بهتر دیدیم جهت بررسی عملکرد AVR در شرایط نامتقارن، با توجه به مدل الکتریکی ژنراتور ارائه شده در فصل ۳، دیزل ژنراتور بصورت دقیق در فریم abc بر اساس مدل تحلیل اجزای محدود شبیه سازی شود.

جهت بررسی عملکرد تنظیم کننده ولتاژ خودکار در شبکه های نامتعادل یک سری شاخص های عملکرد بشرح ذیل تعریف می شود:

میزان عدم تعادل در بار مصرفی و متناظر با آن در ولتاژ خروجی ژنراتور،

برسی هارمونیک های ولتاژ های خط و جریان سیم زمین (بار)

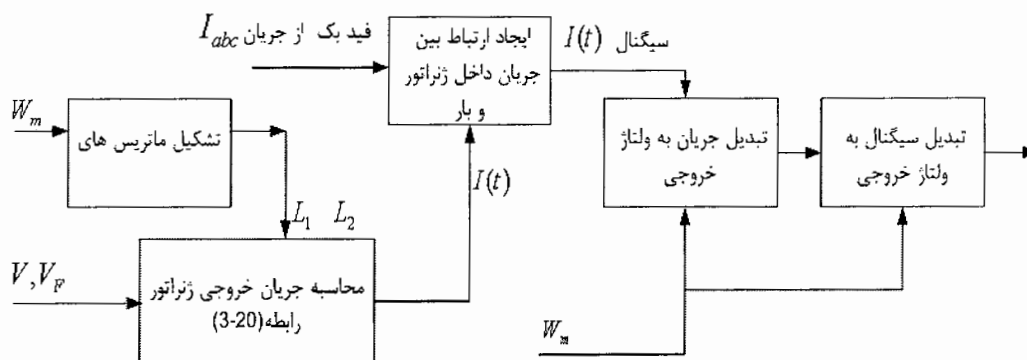
در ابتدا ژنراتور ۳۱.۵ کیلو ولت آمپر متصل به باس بینهایت در حالت بی باری و بدون استفاده از تنظیم کننده ولتاژ خودکار در شبکه شبیه سازی می شود.

با توجه به مطالب فصل ۲ و ۳ جهت تثبیت ولتاژ ترمینال ژنراتور، تنظیم کننده ولتاژ خودکار طراحی و در سیستم لحاظ می گردد. طراحی و انتخاب نوع الگوریتم کنترل در تنظیم کننده ولتاژ خودکار بر اساس مطالب فصل ۴ بصورت آنالوگ و دیجیتال انجام می گیرد.

تا کنون ژنراتور (به همراه سیستم تحریک و تنظیم کننده ولتاژ خودکار) در حالت بی باری و متصل به باس بینهایت شبیه سازی شده است اما جهت بررسی عملکرد تنظیم کننده ولتاژ خودکار در شرایط عدم تعادل بار این قابلیت اضافه می گردد که در زمان خاص (بر حسب نیاز) بتوان بارهای انتخابی را به ترمینال ژنراتور سوییچ کرد.

۵-۲- شبیه سازی ژنراتور و سیستم تحریک:

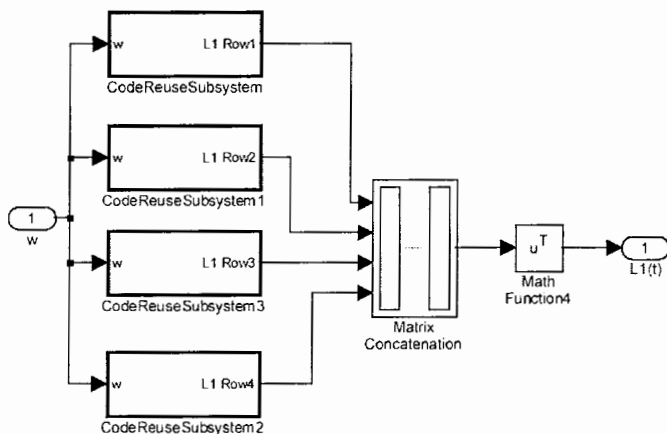
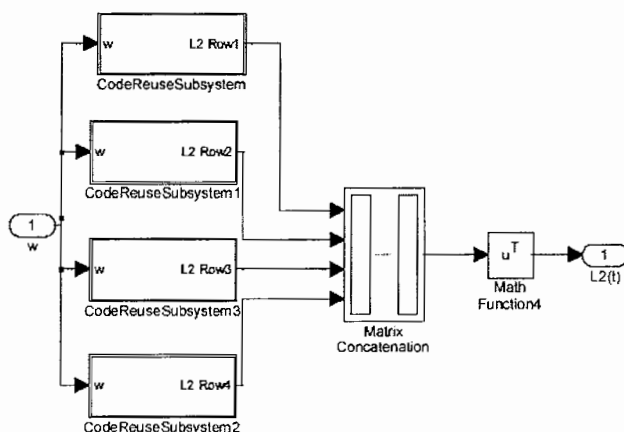
با توجه به بلوک دیاگرام شکل ۵-۱ شبیه سازی ژنراتور طی فرآیند زیر انجام می شود.



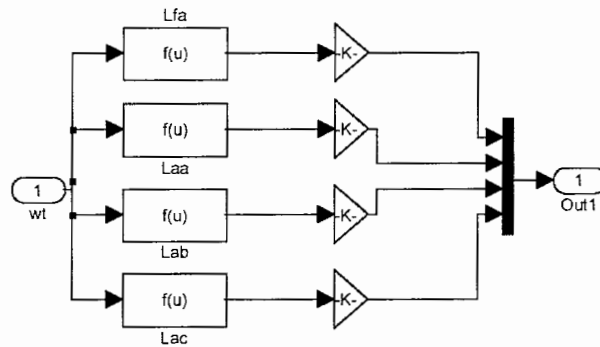
شکل ۵-۱- بلوک دیاگرام و فرآیند شبیه سازی ژنراتور سنکرون

۵-۲-۱- تشکیل ماتریس های L_1, L_2 :

برای شبیه سازی معادلات دینامیکی ژنراتور سنکرون ابتدا می بایست اندوکتانس های خودی و متقابل بین سیم پیچ های فازهای استاتور و تحریک را بر اساس پارامترهای نامی ژنراتور و تحلیل اجزای محدود با روابط ۳-۱۸ و ۳-۱۹ محاسبه نماییم. ماتریس های L_1, L_2 با بلوک های شکل ۵-۲ و ۵-۳ ساخته می شوند.


 شکل ۵-۲- بلوک دیاگرام تشکیل ماتریس L_1

 شکل ۵-۳- بلوک دیاگرام تشکیل ماتریس L_2

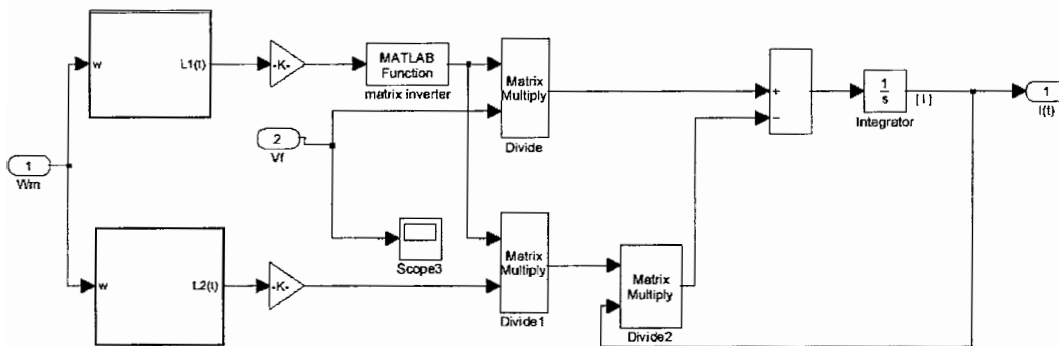
ماتریس های L_{aa} (اندوکتانس خودی سیم پیچ فاز a استاتور)، L_{fa} (اندوکتانس متقابل بین سیم پیچی تحریک و فاز a استاتور)، L_{ab} (اندوکتانس متقابل بین فازهای a, b استاتور) و L_{ac} (اندوکتانس متقابل بین فازهای a, c استاتور) در هر کدام از زیر سیستم های شکل ۲-۵ با توابع $f(u)$ و معدلات ۱-۳ تا ۳-۶ مطابق شکل ۴-۵ ساخته می شوند.



شکل ۵-۴- تشکیل ماتریس های L_{ab} ، L_{fa} ، L_{aa} و..

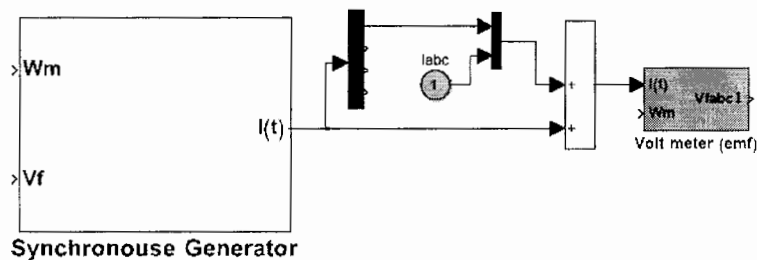
۵-۲-۲- محاسبه سیگنال جریان خروجی ژنراتور:

در ادامه پس از تشکیل و محاسبه ماتریس های اندوکتانس L_1, L_2 ، جریان خروجی ژنراتور با توجه به رابطه ۳-۲۰ مطابق شکل ۵-۵ ساخته می شود.



شکل ۵-۵- بلوک های محاسبه جریان خروجی ژنراتور

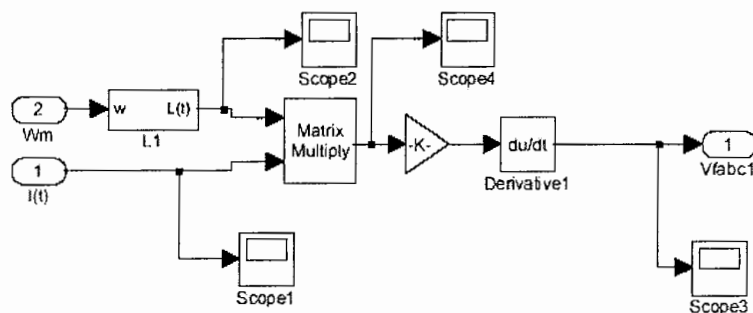
جریان خروجی ژنراتور محاسبه شده از رابطه ۳-۲۰ از جریان بار مستقل می باشد و باید اثر جریان بار نیز در جریان خروجی ژنراتور لحاظ گردد. این پروسه با نمونه گیری از جریان بار (I_{abc}) و افزودن آن به جریان داخلی ژنراتور مطابق شکل ۵-۶ اصلاح می شود.



شکل ۵-۶- پروسه با نمونه گیری از جریان بار و افزودن آن به جریان داخلی ژنراتور

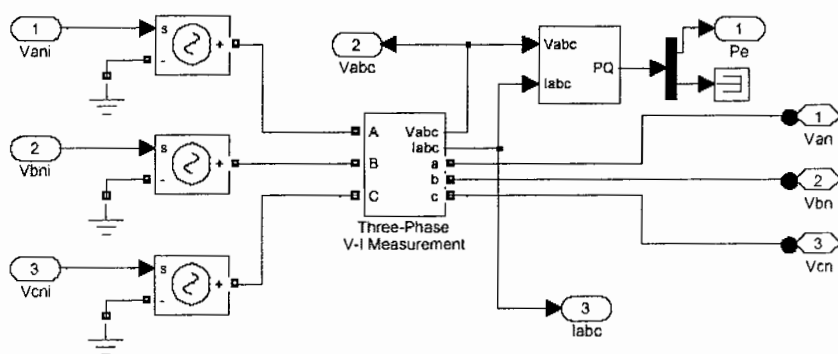
۵-۲-۳- محاسبه سیگنال ولتاژ خروجی از روی جریان:

جریان خروجی ژنراتور در بلوک شکل ۵-۶ با در نظر گرفتن اثر جریان بار محاسبه می شود این جریان با توجه به رابطه ۳-۱۷ به سیگنال ولتاژ خروجی ژنراتور V_{an}, V_{bn}, V_{cn} تبدیل می شوند.



شکل ۵-۷- بلوک محاسبه سیگنال ولتاژ خروجی ژنراتور

خروجی مدار تبدیل کننده جریان به ولتاژ، شکل ۵-۷ بصورت سیگنال ریاضی بوده که قابل استفاده برای عناصر مداری نرم افزار سیمولینک مانند بار، شبکه، خطوط توزیع و انتقال نمی باشد. این مشکل در فرآیند شبیه سازی با استفاده از بلوک تبدیل کننده سیگنال به ولتاژ در نرم افزار سیمولینک مرتفع گردیده است. شکل ۵-۸ نشان دهنده تبدیل سیگنال به ولتاژ است. خروجی این مدار قابلیت اتصال به همه عناصر مداری نرم افزار سیمولینک را دارد.



شکل ۵-۸- بلوک تبدیل سیگنال به ولتاژ

۵-۳- شبیه سازی سیستم کنترل تحریک :

۵-۳-۱- اندازه گیری ولتاژ و محاسبه سیگنال خطا:

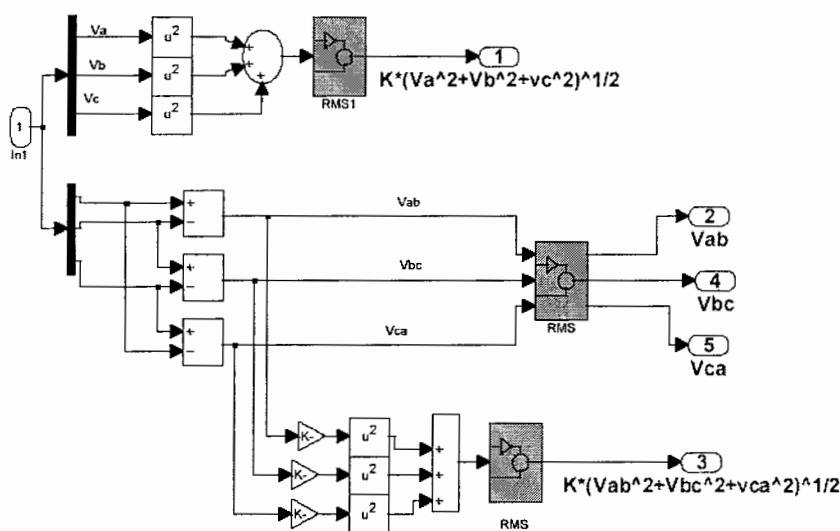
با توجه به مطالب ارائه شده در فصل های قبل ولتاژ ترمینال ژنراتور اندازه گیری ،یکسو و جبران شده با ولتاژ دلخواه (بر حسب پریونیت) مقایسه می شود. سیگنال حاصل از یک فیلتر پایین گذر عبور داده شده و سیگنال خطا محاسبه می شود. در طراحی و شبیه سازی تنظیم کننده ولتاژ خودکار سعی شده از فید بک های ولتاژ خروجی بشرح ذیل نمونه برداری شود.

۱. از ولتاژ های فاز (rms) با فرمول $K\sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}$

۲. از هر کدام از ولتاژ های خط (rms)

۳. از ولتاژ های خط (rms) با فرمول $K\sqrt{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}$

بلوک های تحقق اندازه گیری ولتاژ در شکل ۵-۹ ارائه شده است.



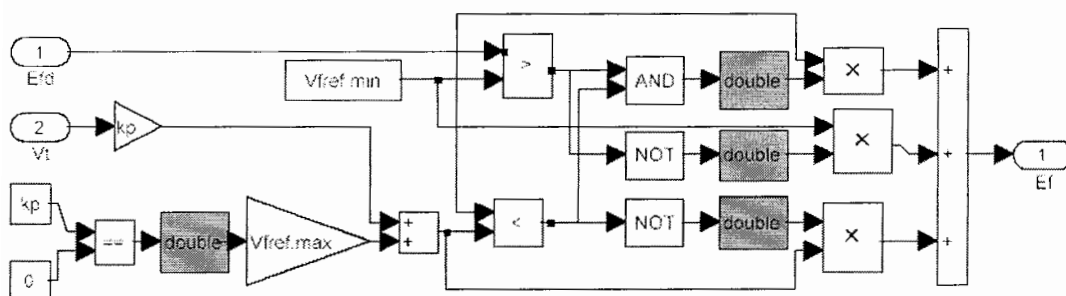
شکل ۵-۹- بلوک های تحقق اندازه گیری ولتاژ

۵-۳-۲- شبیه سازی سیستم کنترل AVR:

مثل هر کنترل کننده دیگر، سیگنال خطا وارد یک جبران کننده می شود. این جبران کننده می تواند فقط یک تقویت کننده ساده مثل (آمپلیدین) و یا یک جبران کننده پیش فاز، پس فاز، PI و یا PID باشد.

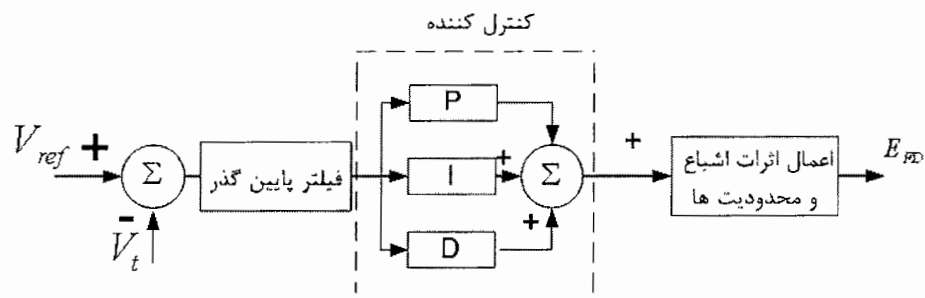
در این بخش ابتدا با توجه به مطالب فصل ۴ طراحی کنترل کننده PID بصورت آنالوگ انجام می شود و سپس با توجه به نتایج، مدل دیجیتال آن بدست می آید.

نکته مهم در شبیه سازی سیستم دیجیتال لحاظ کردن اثر محدودیت های (جریان فوق تحریک، زیر تحریک و ولت بر هرتز بروی سیگنال کنترل است). یعنی اگر ژنراتور بخواهد از هر کدام از محدودیت های فوق تجاوز کند سیگنال کنترل تنظیم کننده طوری تغییر می کند که سیستم به محدوده مجاز هدایت گردد؛ هر چند که این عمل منجر عدم تامین توان واکنشی لازم مصرف کننده شود. این محدودیت ها و اثرات اشباع بروی سیگنال کنترل در شکل ۵-۱۰ نشان داده شده است.

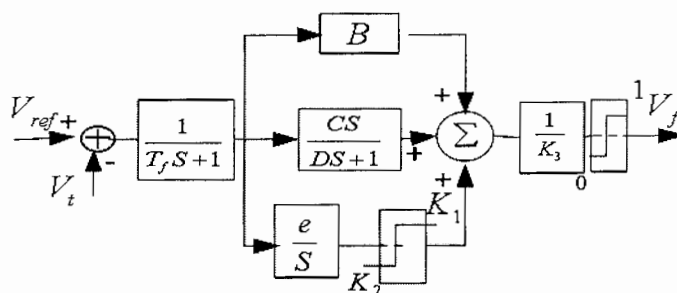


شکل ۵-۱۰- پیاده سازی محدودیت ها و اثرات اشباع بروی سیگنال کنترل

بلوک دیاگرام تحقق تنظیم کننده ولتاژ خودکار در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۱- بلوک دیاگرام تنظیم کننده ولتاژ خودکار

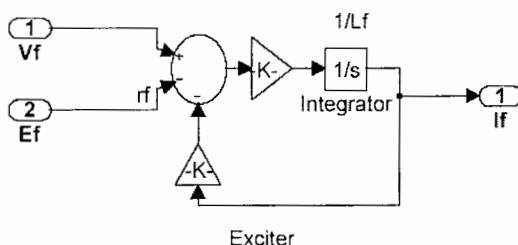


شکل ۵-۱۲ بلوک دیاگرام تحقق تنظیم کننده ولتاژ خودکار

۵-۳-۳- شبیه سازی سیستم تحریک:

از آنجا که سیگنال خروجی تنظیم کننده ولتاژ خودکار توان لازم برای فعال کردن سیستم تحریک ژنراتور را ندارد، به یک واسط و یا عملگر نیاز است.

سیستم تحریک شبیه سازی شده در این ژنراتور بصورت شکل ۵-۱۴ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۳ شبیه سازی سیستم تحریک

در طراحی و ساخت نمونه صنعتی AVR های دیجیتال تجهیزات اندازه گیری باید قابلیت های زیر را داشته باشد [1].

۱. توان، ولت آمپر راکتیو و فرکانس باید با دقت ۰٫۵ درصد با پهنای باند ۵ هرتز اندازه گیری شوند .
۲. ولتاژ ترمینال باید با دقتی بهتر از ۰٫۲ درصد با پهنای باند ۱۵ هرتز اندازه گیری شوند .
۳. بقیه سیگنالهای مورد نیاز در AVR دیجیتال (جریان تحریک، جریان پایدارکننده سیستم قدرت و....) باید بوسیله ورودی چند منظوره از سیگنال نمونه برداری شوند. سرعت تجدید داده های این سیگنالها باید بیشتر از ۱۰۰ هرتز باشد .



سرعت نمونه برداری از سیگنالها و تجدید مجدد خروجیها با فاکتورهای مختلفی کنترل می شوند، ممکن است که بسیار مطلوب باشد که سرعت تجدید داده ها بسیار سریع باشد بنحوی که نرم افزار دیجیتال جدید ترین مقادیر را در محاسبات بکار گیرد .

فصل ششم

نتایج شبیه سازی

۶-۱- مقدمه:

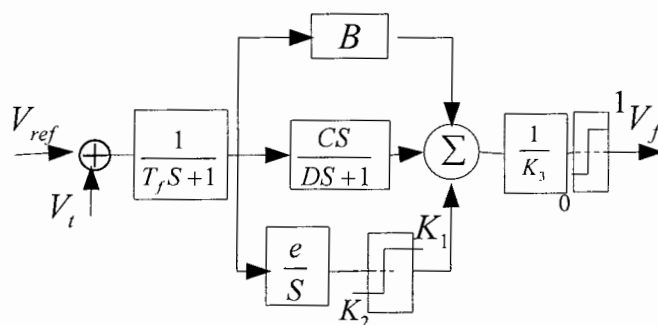
در این فصل نتایج شبیه سازی انجام شده این پروژه در نرم افزار SIMULINK ارائه می شود. ابتدا سیستم قدرت مورد نظر (دیزل ژنراتور، خطوط انتقال، باس بینهایت و سیستم تحریک) شبیه سازی شده و سپس با طراحی و بکار گیری کنترل کننده PID، عملکرد تنظیم کننده ولتاژ خودکار آنالوگ در شرایط مختلف و متعادل و نامتعادل بار بررسی می شود. با توجه به مطالب ارائه شده فصل ۴ با انتخاب پیرو نمونه برداری مناسب، کنترل کننده دیجیتال بر مبنای سیستم آنالوگ طراحی شده، جایگزین سیستم نوع آنالوگ می شود. در ادامه جهت بررسی عملکرد تنظیم کننده ولتاژ در شرایط عدم تعادل بار شاخص های عملکرد (Power quality) تعریف می شود. در این بخش با استناد به نتایج شبیه سازی بهینه ترین الگوریتم در جهت تعیین نوع فیدبک ولتاژ معرفی می گردد. پارامترهای پیکر بندی شبیه سازی در نرم افزار سیمولینک بصورت زیر تنظیم شده است.

Solver Option:

Type: Variable-Step
 Solver: Ode45(Dormand -Prince)
 Max Step Size: 0.0001
 Min Step Size: auto

۶-۲- تنظیم کننده ولتاژ خودکار آنالوگ:

همانطور که در بخش های قبل اشاره شد، AVR با نمونه گیری از ولتاژ ترمینال ژنراتور و مقایسه آن با یک ولتاژ مرجع سیگنال کنترلی تولید می کند که بعد از مرحله تقویت به فیلد دیزل ژنراتور اعمال شده و باعث تثبیت ولتاژ خواهد شد. نمونه گیری از ولتاژ ترمینال به روش های مختلفی می تواند انجام پذیرد، برای مثال می توان از مقدار rms هر کدام از ولتاژ های فاز، خط و یا ... استفاده کرد. در این بخش عملکرد و نتایج شبیه سازی AVR با کنترل کننده آنالوگ را مورد بررسی قرار داده و ضرورت انتخاب نوع فیدبک ولتاژ را بیان خواهیم کرد. شکل ۶-۱ بلوک دیاگرام اصلی AVR نوع آنالوگ را نشان می دهد. کنترل کننده PID با توجه به مطالب ارائه شده در فصل ۴ با پارامتر های جدول ۶-۱ ارائه می شود.



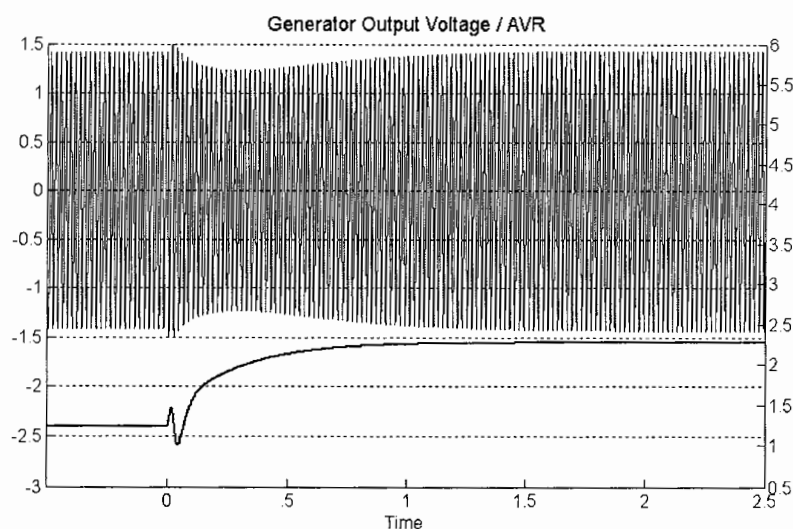
شکل ۱-۶- بلوک دیاگرام اصلی AVR نوع آنالوگ

$B = 4.8$	$C = 0.345$	$D = 0.0067$	$e = 13$
$K_1 = 5.1$	$K_2 = -5.1$	$K_3 = 5.1$	$T_f = 0.046$

جدول ۱-۶- مقدار پارامترهای طراحی شده در AVR نوع آنالوگ

۱-۲-۶- عملکرد ژنراتور در شبکه های متعادل:

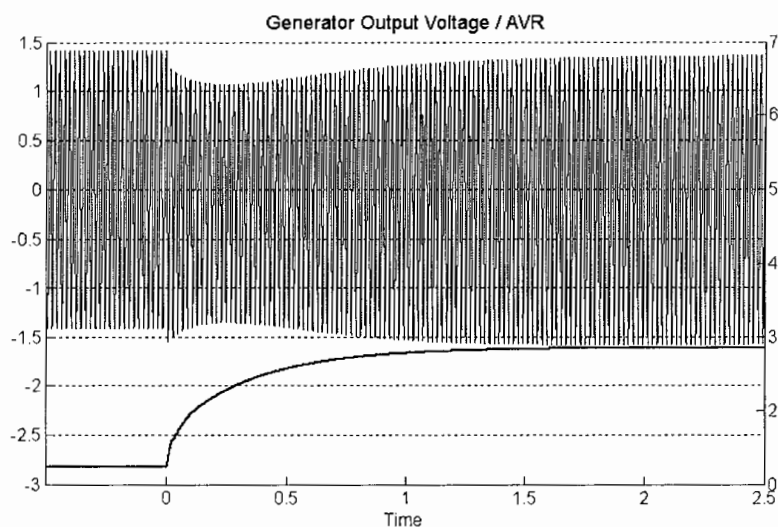
AVR آنالوگ بر اساس پارامترهای جدول ۱-۶ طراحی و بروی ژنراتور ۳۱,۵ کیلو ولت آمپر تست شده است، ولتاژ خروجی ژنراتور (فاز a) و AVR در بار ۱ پریونیت (ضریب توان ۱) در شکل ۲-۶ نشان داده شده است.



شکل ۲-۶- ولتاژ فاز a ژنراتور و خروجی AVR در بار یک پریونیت و PF=1

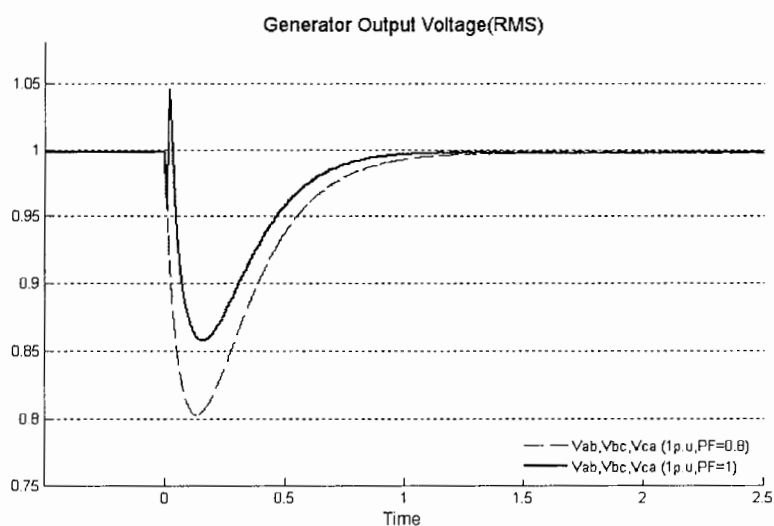
بدلیل متعادل بودن بار در شبکه توزیع، ولتاژ فازهای b و c شبیه فاز a خواهد بود.

ژنراتور تا لحظه صفر در حالت بی باری و متصل به باس بینهایت است و در زمان $t=0$ بار بروی ژنراتور سوییچ می شود.



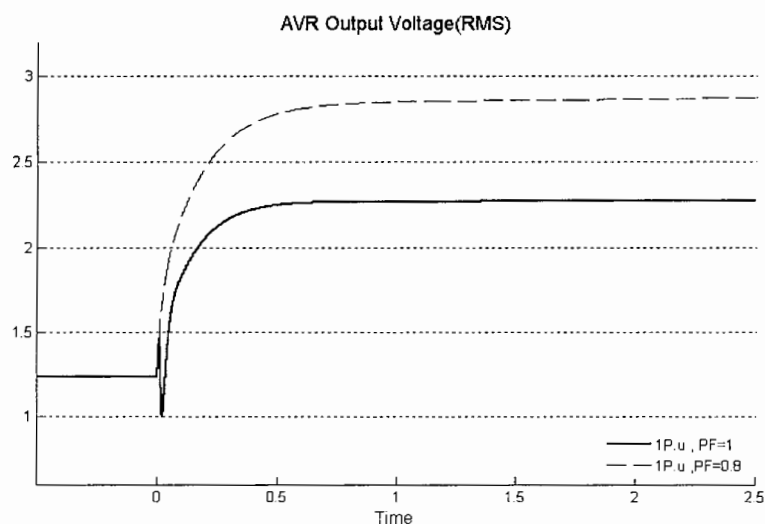
شکل ۳-۶- ولتاژ فاز a ژنراتور و خروجی AVR در بار یک پریونیت و $PF=0.8$

جهت وضوح در بیان شکل های ولتاژ، بجای سیگنال سه فاز ترمینال ژنراتور مقدار rms آن در شکل ۴-۶ نشان داده شده است.



شکل ۴-۶- ولتاژ خروجی ژنراتور (rms) در بار یک پریونیت ($PF=1, 0.8$)

سیگنال خروجی AVR به عنوان یکی از پارامترهای مهم در تحلیل مورد بررسی قرار می گیرد. در شرایط بی باری ($PF=1$) مقدار ولتاژ خروجی AVR تقریباً ۱,۲۲ پریونیت است.



شکل ۶-۵- سیگنال ولتاژ خروجی AVR در بار یک پریونیت (PF=1, 0.8)

۶-۲-۲- عملکرد ژنراتور در شبکه های نامتعادل:

در شبکه های توزیع با بار متعادل می توان از هرکدام از ولتاژ های خط و یا فاز به عنوان سیگنال فیدبک در طراحی AVR استفاده کرد، اما در شبکه های نامتعادل ولتاژ خاصی به عنوان سیگنال مرجع وجود ندارد، در فرآیند شبیه سازی آرایش های مختلفی از شبکه های نامتعادل مورد بررسی قرار گرفته به این نتیجه رسیدیم که استفاده از هرکدام از ولتاژ ها به عنوان فیدبک نتایج متفاوتی در عملکرد شبکه ایجاد خواهد کرد .

با طراحی و شبیه سازی ژنراتور برای استفاده در شبکه های نامتعادل، بعنوان نمونه حالتی را در نظر می گیریم که آرایش بار در فاز های ژنراتور بصورت زیر باشد.

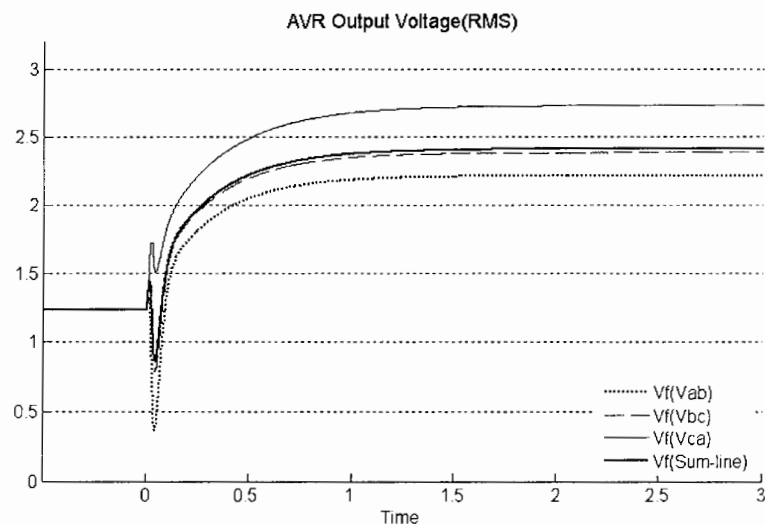
شبکه توزیع بار شماره ۱

فاز a = ۰,۵ پریونیت

فاز b = ۱,۰ پریونیت

فاز c = ۲,۰ پریونیت

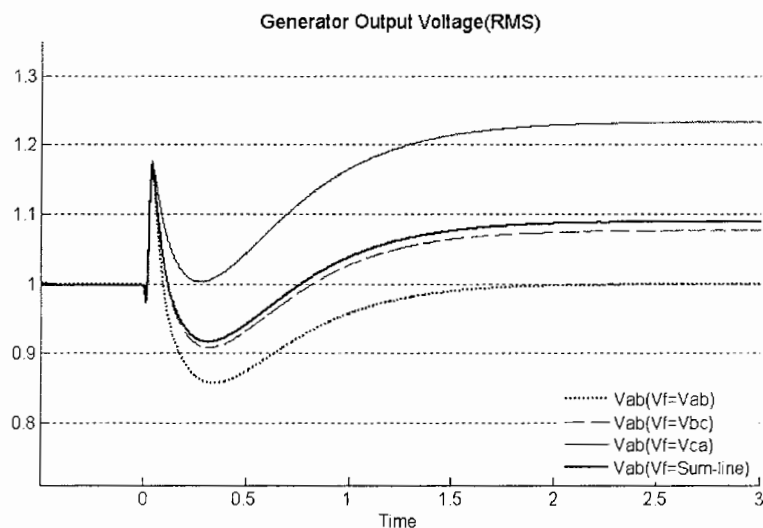
شکل ۶-۶ بطور واضح ولتاژ خروجی AVR در شبکه های نامتعادل، شرایطی که سیگنال فیدبک از هرکدام از ولتاژ های خط و یا از مجموع مجذور مربعات ولتاژهای خط باشد را نشان می دهد



شکل ۶-۶- ولتاژ خروجی AVR در شبکه نامتعادل ۱

با بررسی شکل ۶-۶ درمی یابیم که در شبکه های نامتعادل با توجه به نوع فیدبک انتخابی، ولتاژ اعمالی به فیلد دیزل ژنراتور (خروجی AVR) نیز متفاوت می باشد. برای بررسی دقیق تر این موضوع اهمیت انتخاب سیگنال فیدبک را در ولتاژ خروجی ژنراتور بررسی می کنیم.

شکل ۶-۷ مقدار $V_{ab}(rms)$ را در شرایطی که سیگنال فیدبک از هر کدام از ولتاژ های خط و یا از مجموع مجذور مربعات ولتاژهای خط نمونه برداری شده، نشان می دهد.

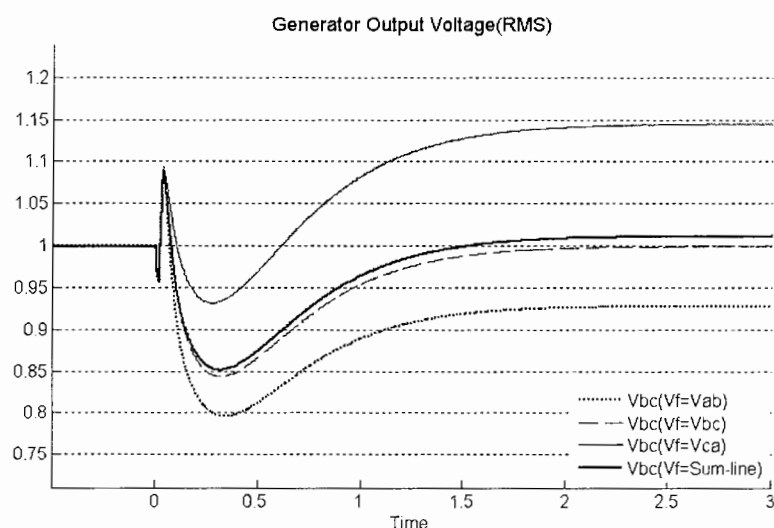

 شکل ۶-۷- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ab}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۱

همانطور که در شکل ۶-۷ نشان داده شده است، اگر سیگنال نمونه برداری از ولتاژ خط V_{ab} انتخاب شود، عملکرد AVR باعث می شود $V_{ab}(rms)$ در مقدار اِپریونیت تثبیت شود، اما بررسی کنید، ولتاژهای دیگر چه مقداری خواهند داشت.

به عنوان مثال اگر سیگنال فیدبک از V_{ca} انتخاب شود مقدار $V_{ab}(rms)$ بیش از ۱٫۲ خواهد شد و

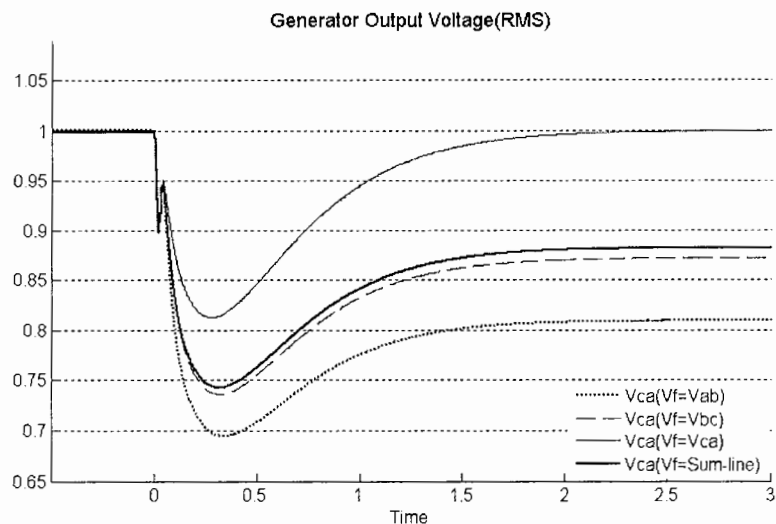
.....

بر اساس مطالب ارائه شده در بالا ولتاژ خروجی V_{bc} در شکل ۶-۸ نشان داده شده است.



شکل ۶-۸- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{bc}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۱

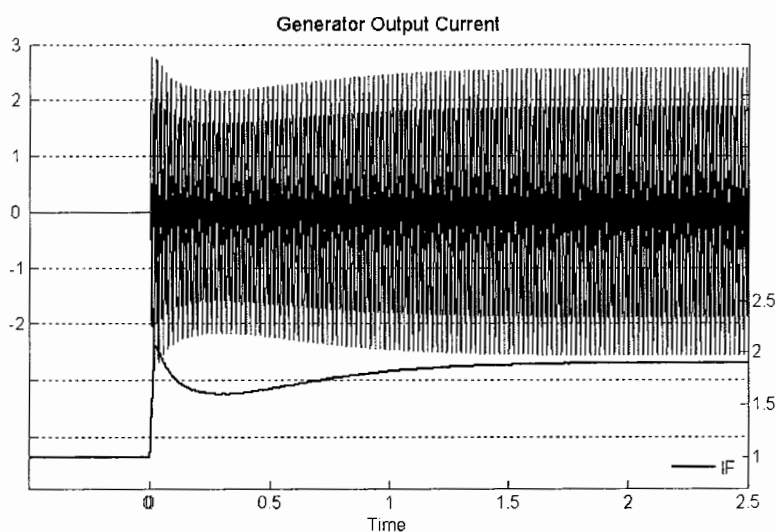
به همین صورت ولتاژ خروجی V_{ca} در شکل ۶-۹ نشان داده شده است.



شکل ۶-۹- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ca}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۱

با بررسی نتایج شکل های ۶-۷ تا ۶-۹ به این نتیجه خواهیم رسید که انتخاب نوع سیگنال فیدبک ولتاژ بر عملکرد AVR در شبکه های توزیع نامتعادل موثر است.

با همان شرایط بار نامتعادل جریان سه فاز خروجی ژنراتور و جریان فیلد قبل از اعمال به بخش تحریک در شکل ۶-۱۰ نشان داده شده است.



شکل ۶-۱۰- جریان سه فاز خروجی ژنراتور و جریان فیلد در شبکه توزیع نامتعادل ۱

جهت کامل تر شدن موضوع شرایط بار در شبکه توزیع نامتعادل را بصورت زیر در نظر می گیریم که آرایش در فازهای ژنراتور بصورت زیر باشد.

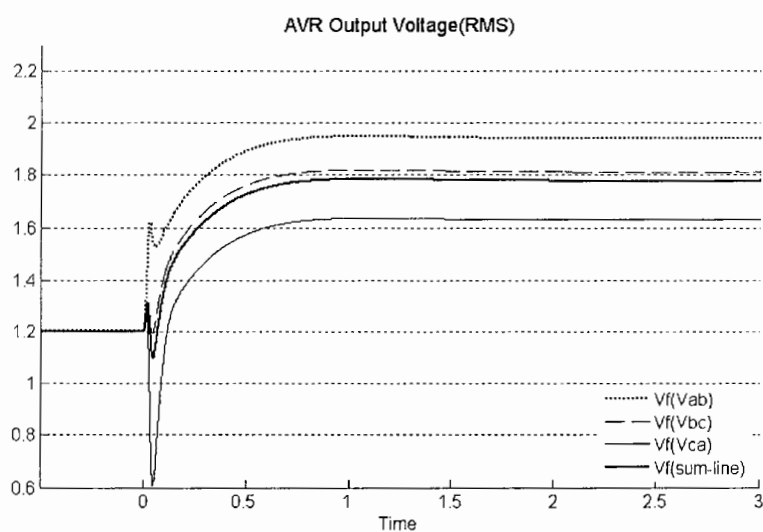
شبکه توزیع بار شماره ۲

فاز a = ۱ پریونیت

فاز b = ۰,۵ پریونیت

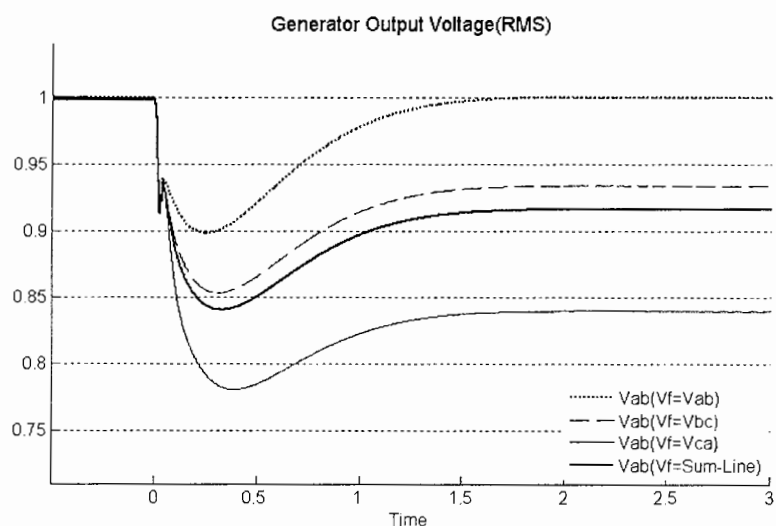
فاز c = اتصال باز

شکل ۶-۱۱ ولتاژ خروجی AVR را در شبکه نامتعادل ۲ وقتی سیگنال فیدبک، هر یک از ولتاژهای خط و یا مجموع مجذور مربعات ولتاژها باشد را نشان می دهد.



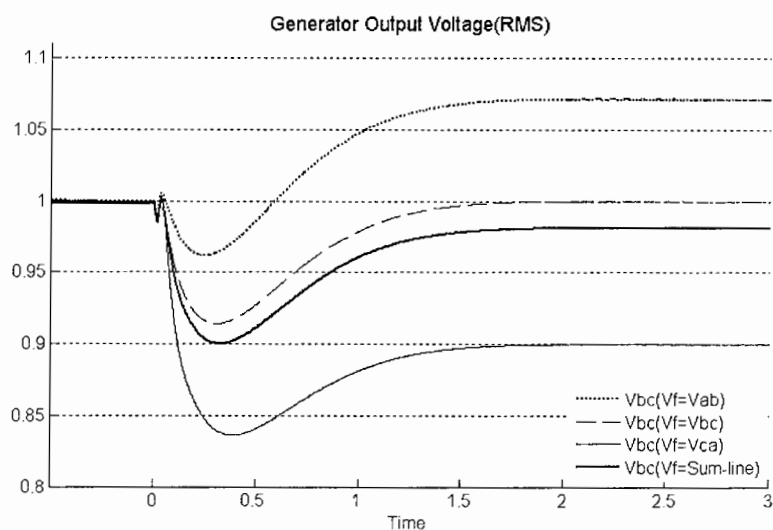
شکل ۶-۱۱- ولتاژ خروجی AVR در شبکه نامتعادل ۲

همانطور که در شکل ۶-۱۲ ارائه شده است، اگر سیگنال نمونه برداری ولتاژ خط Vab انتخاب شود، عملکرد AVR باعث می شود (rms) Vab در مقدار ۱ پریونیت تثبیت شود، و به عنوان مثال اگر سیگنال فیدبک از Vca انتخاب شود مقدار Vab(rms) کمتر از ۰,۸۵ خواهد شد و



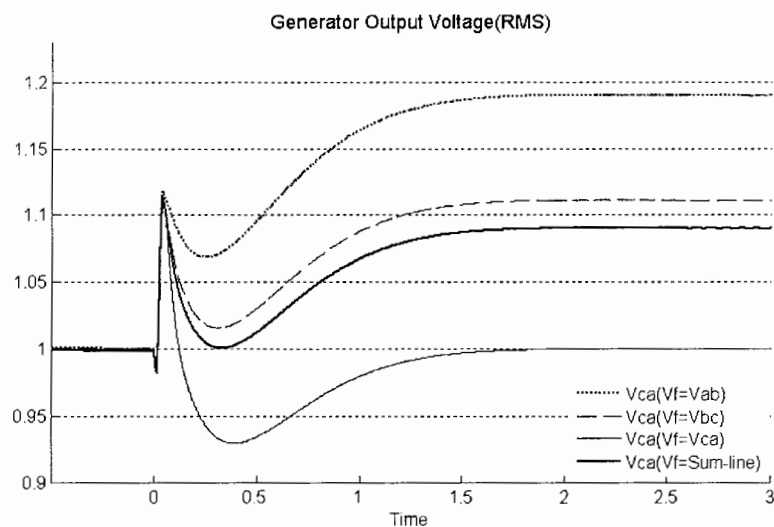
شکل ۶-۱۲- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ab}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲

بر اساس مطالب ارائه شده در بالا ولتاژ خروجی V_{bc} در شکل ۶-۱۳ نشان داده شده است.

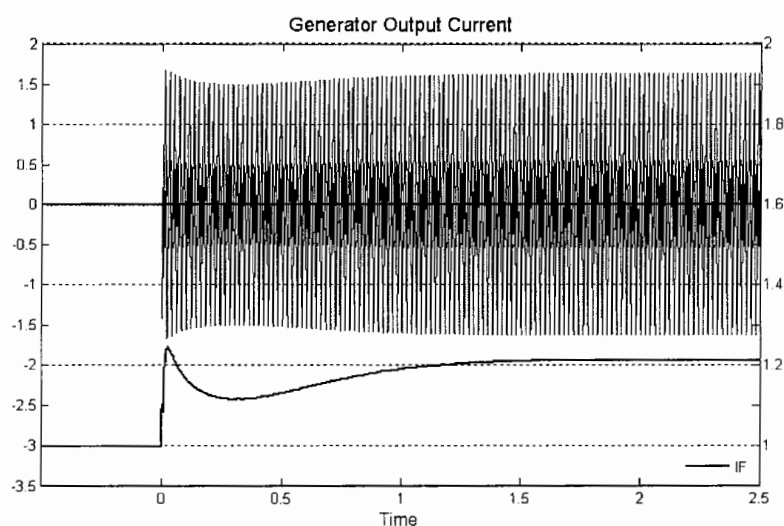


شکل ۶-۱۳- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{bc}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲

ولتاژ خروجی V_{ca} در شکل ۶-۱۴ نشان داده شده است.


 شکل ۶-۱۴- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ca}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲

شکل ۶-۱۵- جریان سه فاز خروجی ژنراتور و جریان فیلد را قبل از اعمال به بخش تحریک نشان می دهد، عدم تعادل بار بطور آشکار در شکل نشان داده شده است.


 شکل ۶-۱۵- ولتاژ خروجی ژنراتور $V_{ca}(rms)$ در شبکه نامتعادل ۲

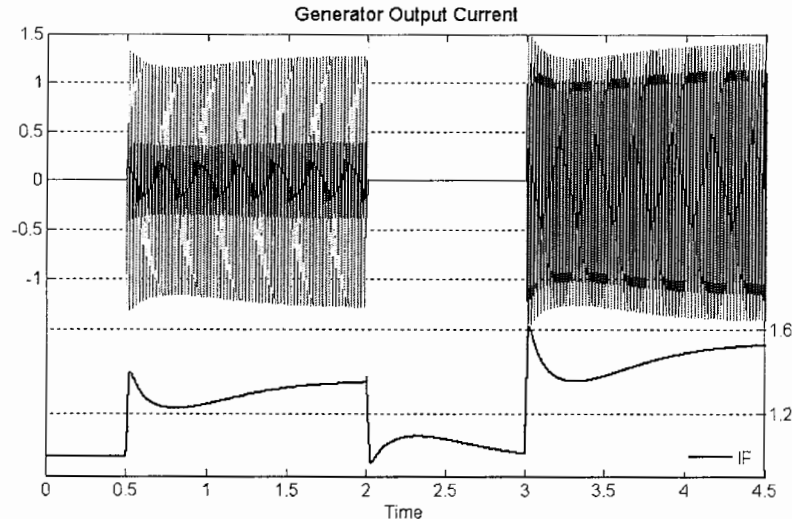
تا کنون در رابطه با تاثیر استفاده از فیدبک های مختلف در عملکرد AVR صحبت شد و با استناد به شکل های ارائه شده در بالا لزوم تبیین الگوریتم بهینه جهت نمونه برداری از ولتاژ آشکار شد.

ادامه این روش بعلت تعداد زیاد و تحلیل شکل ها مشکل است و در بخش های بعدی با تعریف شاخص های کیفیت بطور دقیق این مبحث دنبال می شود.

۳-۶- اثر پایدار ساز سیستم تحریک در بهبود عملکرد AVR:

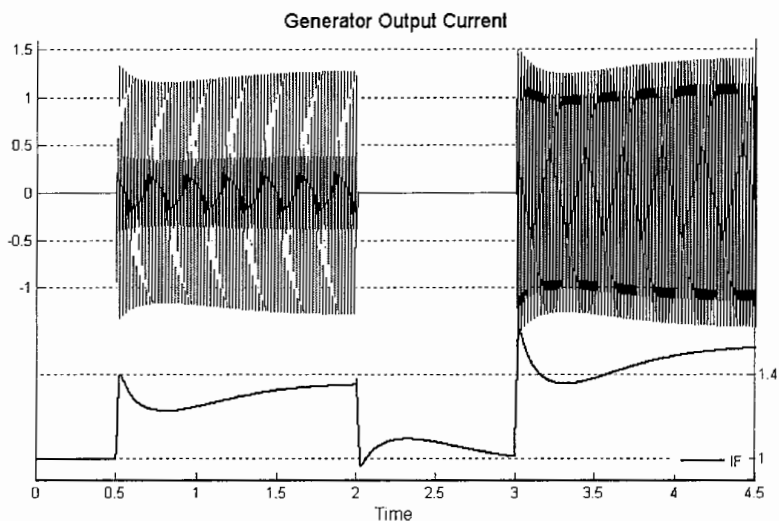
در پایان نامه عملکرد AVR بیشتر در شرایط حالت دائمی مورد بررسی قرار می گیرد، اما با طراحی ساختار جدید AVR (اضافه کردن پایدارساز سیستم تحریک، انتخاب بهینه پارامترهای کنترل کننده PID و اضافه کردن حلقه پایدار ساز سیستم قدرت) پاسخ عملکرد AVR در شرایط حالت گذرا و دائم بهبود پیدا می کند. ساختار کلی تنظیم کننده ولتاژ خودکار با ساختار بهبود یافته در ضمیمه C ارائه شده است.

شکل ۱۶-۶ جریان خروجی ژنراتور و فیلد را قبل از اعمال به بخش تحریک در شرایطی که AVR بدون پایدارساز طراحی شده باشد، نشان می دهد.



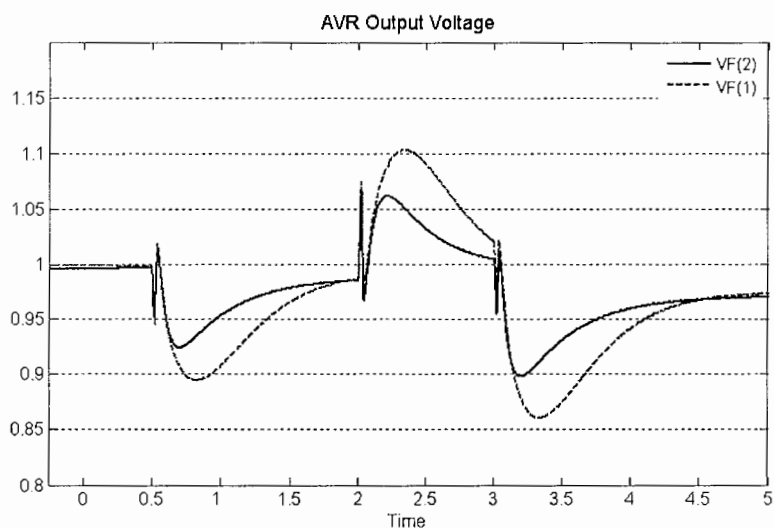
شکل ۱۶-۶- جریان خروجی ژنراتور و فیلد بدون پایدار ساز

شکل ۱۷-۶ جریان خروجی ژنراتور و فیلد را قبل از اعمال به بخش تحریک در شرایطی که AVR با پایدارساز تحریک طراحی شده باشد، نشان می دهد.



شکل ۶-۱۷- جریان خروجی ژنراتور و فیلد با استفاده از پایدار ساز

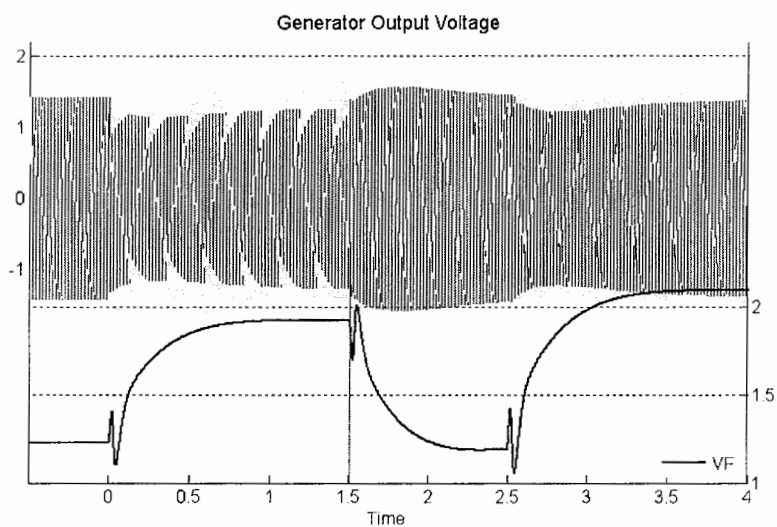
شاید در شکل های ۶-۱۶ و ۶-۱۷ تاثیر استفاده از پایدارساز (بدلیل مقیاس انتخاب شده) آشکار نباشد، به همین دلیل ولتاژ خروجی AVR در شکل ۶-۱۸ با هم مقایسه شده است.



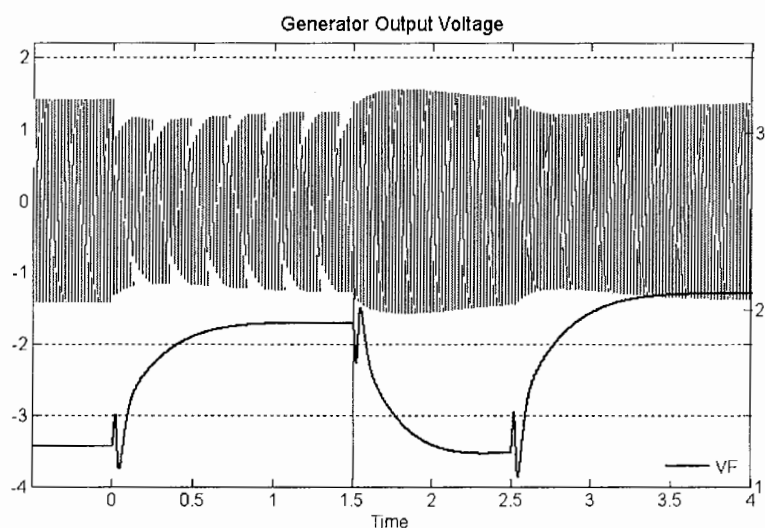
شکل ۶-۱۸- مقایسه بین ولتاژ خروجی AVR در شرایط مختلف

VF(1) = بدون پایدار ساز

VF(2) = با استفاده از پایدار ساز



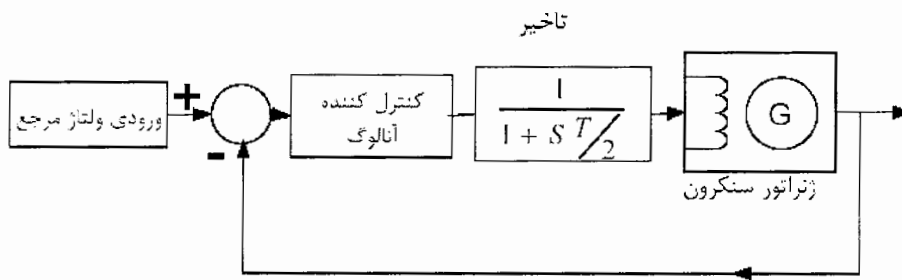
شکل ۶-۱۹- ولتاژ خروجی ژنراتور و AVR با کنترل کننده PID



شکل ۶-۲۰- ولتاژ خروجی AVR و ژنراتور با کنترل کننده PID و حلقه های پایدار ساز

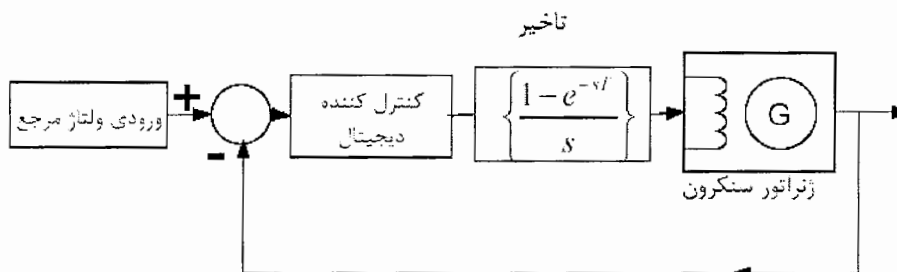
۴-۶- تنظیم کننده ولتاژ خودکار دیجیتال:

در فصل ۴ توضیح دادیم که پریود زمانی معینی (تا حدی کوچک) را جهت محاسبه زمان ورود و خروج اطلاعات در نظر می گیریم تا ضمن اینکه اطلاعات بصورت کامل به دیجیتال تبدیل شود (جلوگیری از کاهش دقت)، به سیستم تحریک آسیب نرسد. طراحی بر مبنای تکنیک های کنترل کننده حالت پیوسته و تنها با کمی تغییر در آن انجام می شود. شکل ۶-۲۱ بلوک دیاگرام شماتیک AVR به همراه سیستم کنترل آنالوگ را نشان می دهد.



شکل ۶-۲۱- بلوک دیاگرام شماتیک AVR به همراه سیستم کنترل آنالوگ

سیستم کنترل کننده در حوزه زمان پیوسته شکل ۶-۲۱ را می توان براحتی به معادل دیجیتال تبدیل کرد، برای این منظور معادل دیجیتال سیستم فوق بصورت شکل ۶-۲۲ خواهد بود.



شکل ۶-۲۲- بلوک دیاگرام تحقق کنترل کننده دیجیتال معادل نوع آنالوگ

۵-۶- طراحی کنترل کننده دیجیتال و بررسی اثر پریود نمونه برداری در عملکرد سیستم:

در طراحی کنترل کننده دیجیتال بر مبنای آنالوگ ما از روش ZOH استفاده کرده ایم.

پریود نمونه برداری^۱ عامل مهمی در طراحی کنترل کننده دیجیتال می باشد .

با در نظر گرفتن مطالب و فرمول های ارائه شده در فصل ۴ در رابطه با زمان نمونه برداری در AVR

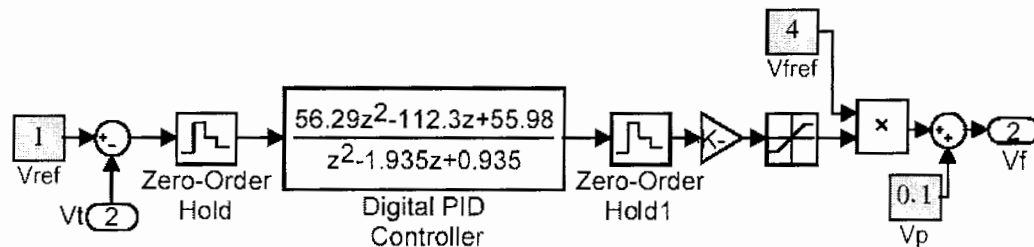
های دیجیتال، در این بخش تاثیر زمان نمونه برداری در عملکرد سیستم را مورد بررسی قرار می

دهیم.

کنترل کننده PID آنالوگ در AVR را می توان با ساده سازی بصورت رابطه ۱-۶ بیان کرد.

$$\frac{a_1s^2 + b_1s + c_1}{a_2s^2 + b_2s + c_2} \quad (1-6)$$

معادل کنترل کننده آنالوگ بصورت دیجیتال را با بلوک شکل ۶-۲۳ می توان پیاده سازی کرد.



شکل ۶-۲۳- معادل کنترل کننده PID آنالوگ بصورت دیجیتال

سیستم دیجیتال را می توان با تابع تبدیل رابطه ۶-۲ بیان کرد.

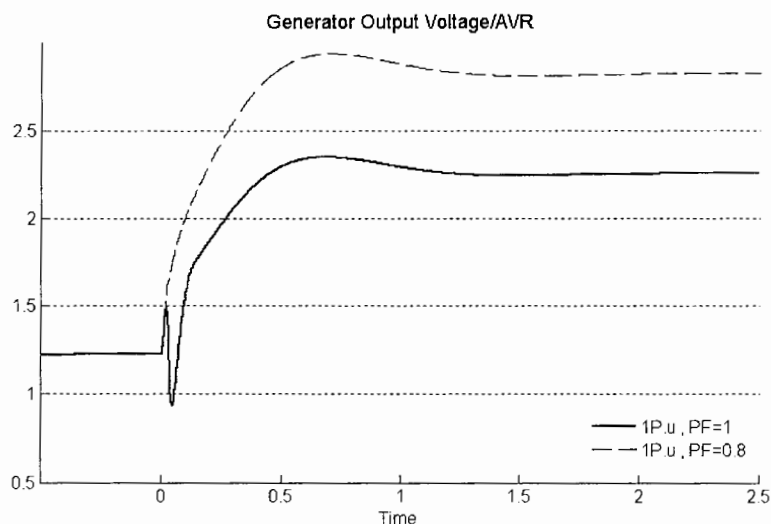
$$\frac{a_1Z^2 + b_1Z + c_1}{a_2Z^2 + b_2Z + c_2} \quad (2-6)$$

باید به این نکته توجه داشت که انتخاب و محاسبه زمان نمونه برداری در سیستم با در نظر گرفتن

اثر تاخیر در سیستم کنترل و استفاده از تقریب پد، یک سیستم کنترل با مشخصات مطلوب و مورد

نظر در حوزه زمان پیوسته طراحی کرده و سپس پاسخ فرکانسی حلقه بسته را رسم می کنیم،

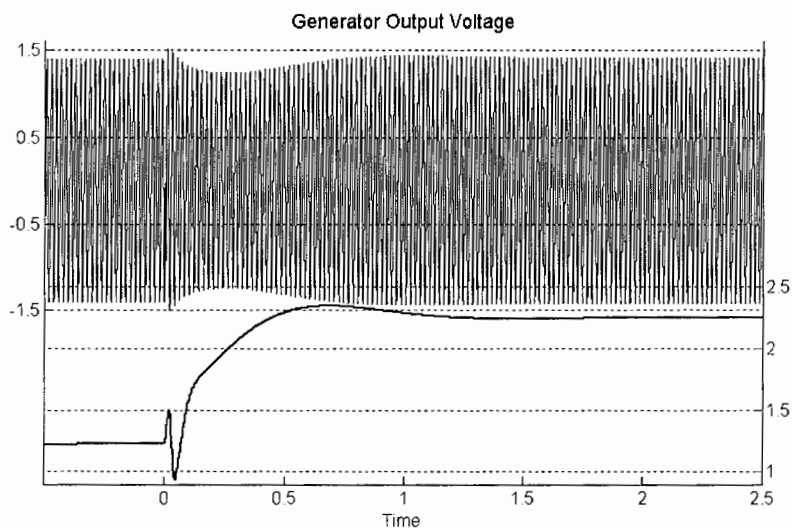
فرکانس نمونه برداری در این حالت اندازه ۲۰ تا ۳۰ برابر پهنای باند حلقه بسته سیستم می باشد.

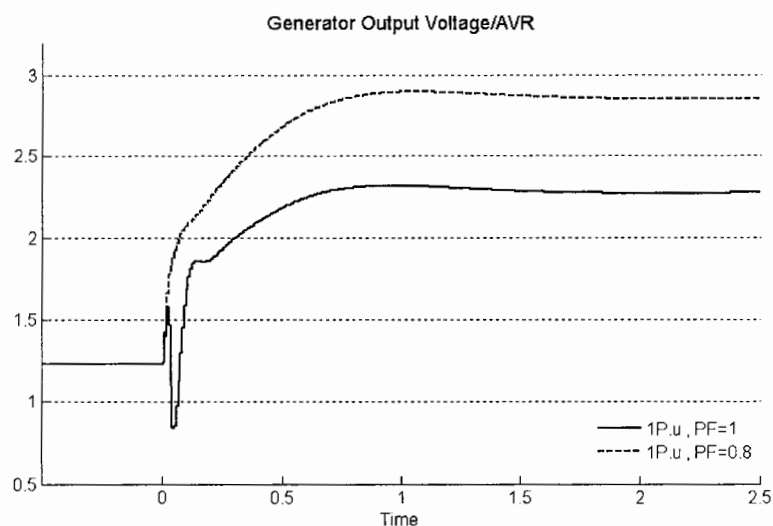
۱-۵-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 3ms$

 شکل ۶-۲۴- ولتاژ خروجی AVR دیجیتال در ضریب توان بار $PF=0.8$, $PF=1$
 $T_s=3ms$

ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال مرتبه دوم در جدول ۲-۶ ارائه شده است.

مرتبه صفر	مرتبه یک	مرتبه دو
۵۴,۵۴	-۱۱۰,۸	۵۶,۲۹
۰,۶۳۹۱	-۱,۶۳۹	۱

جدول ۲-۶- ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال

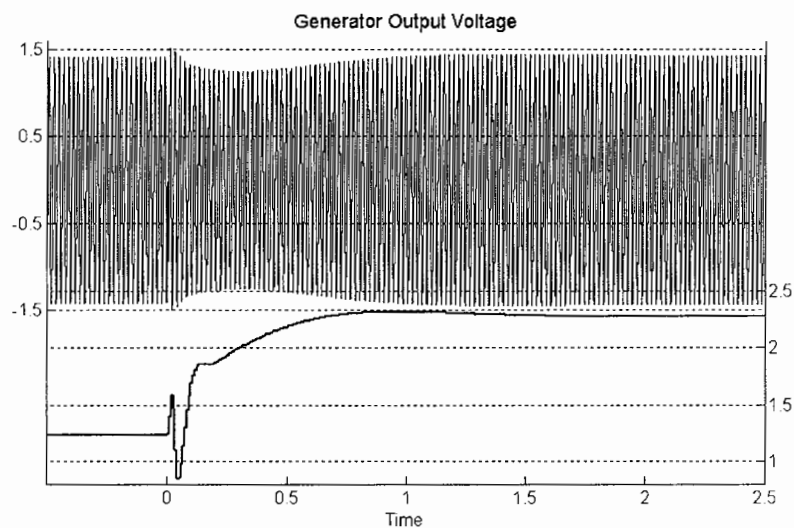

 شکل ۶-۲۵- ولتاژ خروجی ژنراتور و AVR در بار یک پریونیت ($PF=1$)

۶-۵-۲- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 8ms$

 شکل ۶-۲۶- ولتاژ خروجی AVR دیجیتال در ضریب توان بار $PF=1$, $PF=0.8$
 $T_s=8ms$

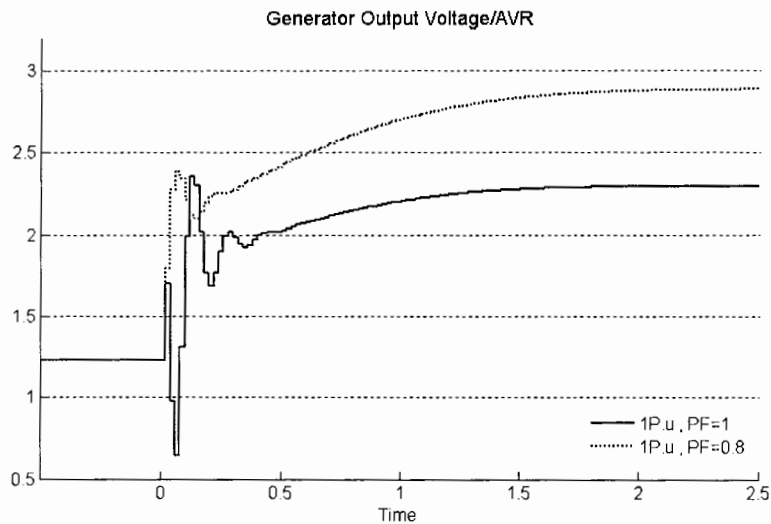
ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال مرتبه دوم در جدول ۶-۳ ارائه شده است.

مرتبه صفر	مرتبه یک	مرتبه دو
۵۲,۹۲	-۱۰۹,۱	۵۶,۲۹
۰,۳۰۳	-۱,۳۰۳	۱

جدول ۶-۳- ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال


 شکل ۶-۲۷- ولتاژ خروجی ژنراتور و AVR در بار یک پریونیت ($PF=1$)

۳-۵-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 20ms$



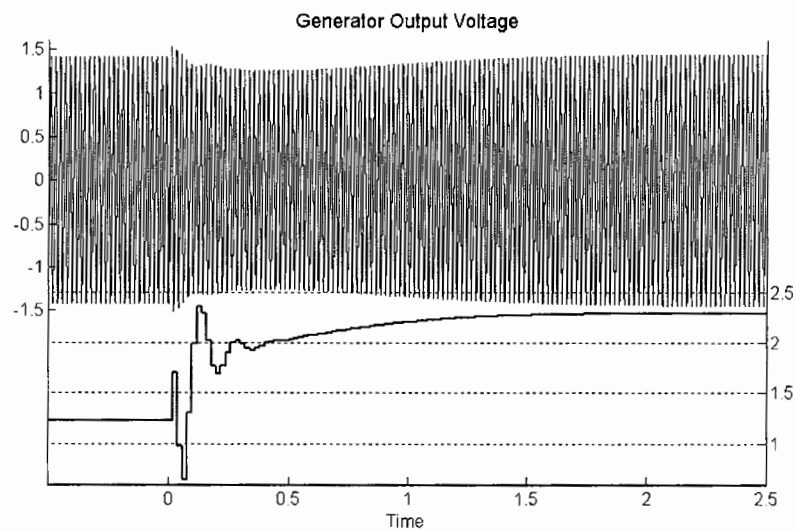
شکل ۶-۲۸- ولتاژ خروجی AVR دیجیتال در ضریب توان بار $PF=0.8$, $PF=1$

$T_s=20ms$

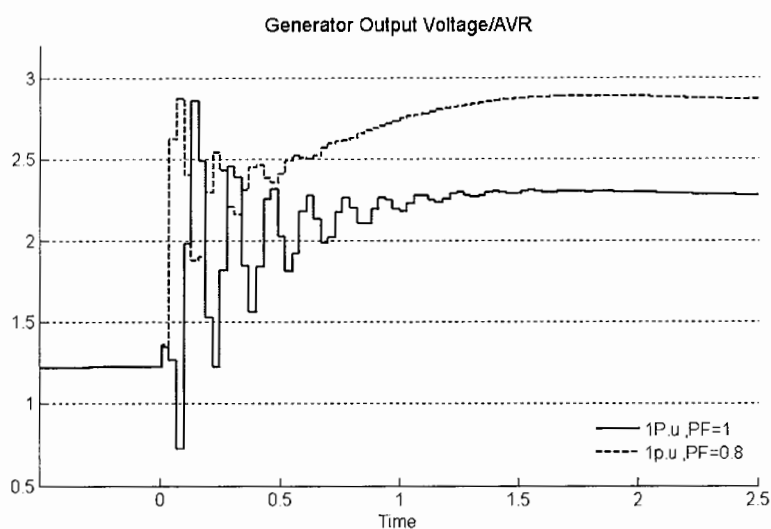
ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال مرتبه دوم در جدول ۴-۶ ارائه شده است.

مرتبه دو	مرتبه یک	مرتبه صفر
۵۶,۲۹	-۱۰۷,۸	۵۱,۷۲
۱	-۱,۰۵۱	۰,۰۵۰۵۴

جدول ۴-۶- ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال



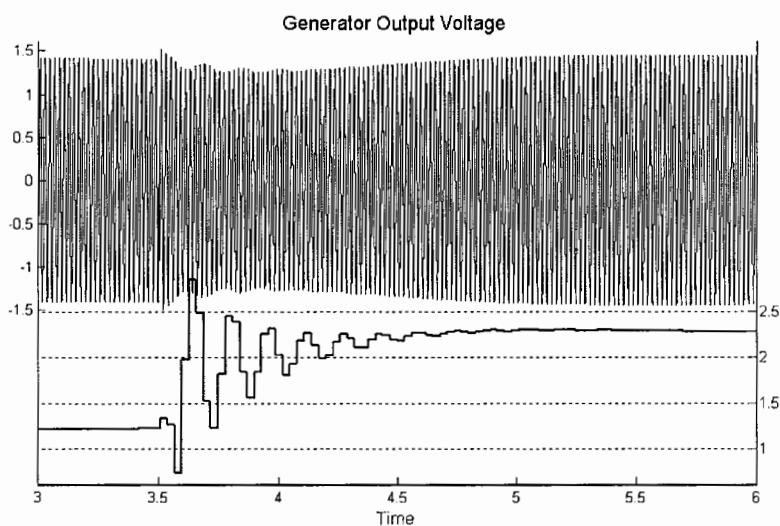
شکل ۶-۲۹- ولتاژ خروجی ژنراتور و AVR در بار یک پریونیت ($PF=1$)

۴-۵-۶- طراحی کنترل کننده PID با پریود نمونه برداری $T_s = 30ms$

 شکل ۳۰-۶ ولتاژ خروجی AVR دیجیتال در ضریب توان بار $PF=0.8$, $PF=1$
 $T_s=20ms$

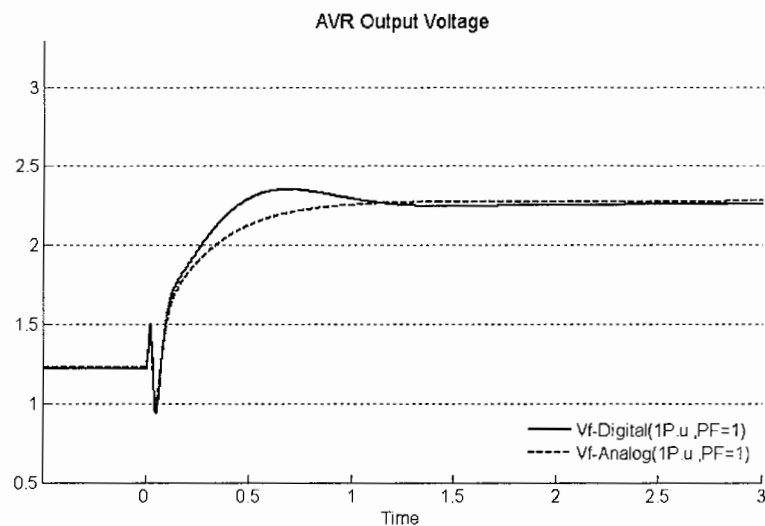
ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال مرتبه دوم در جدول ۵-۶ ارائه شده است.

مرتبه صفر	مرتبه یک	مرتبه دو
۵۱,۵۴	-۱۰۷,۴	۵۶,۲۹
۰,۰۱۱۳۶	-۱,۰۱۱	۱

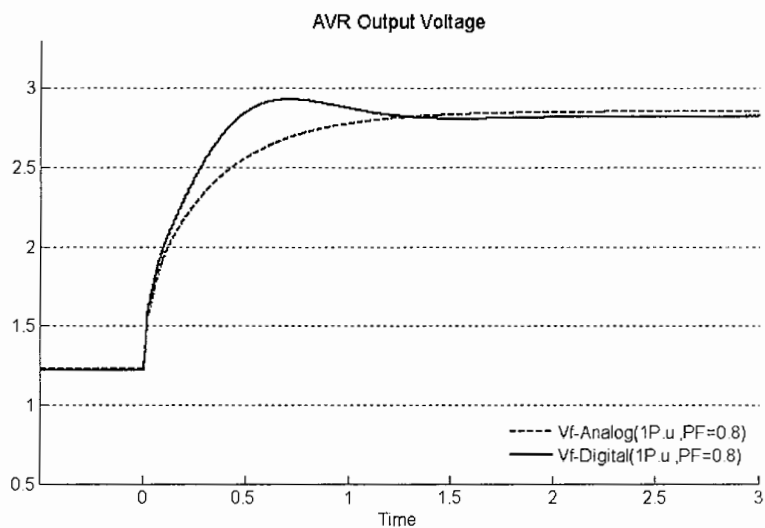
جدول ۵-۶- ضرایب صورت و مخرج کنترل کننده PID دیجیتال


 شکل ۳۱-۶- ولتاژ خروجی ژنراتور و AVR در بار یک پریونیت ($PF=1$)

در شکل ۳۲-۶ ولتاژ خروجی AVR دیجیتال با نوع آنالوگ آن مقایسه می شود.



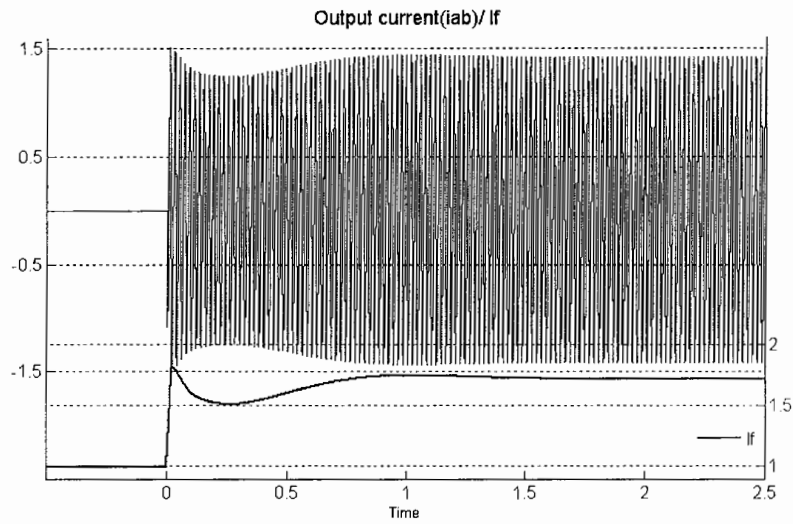
شکل ۳۲-۶- مقایسه ولتاژ خروجی AVR دیجیتال با نوع آنالوگ در $PF=1$



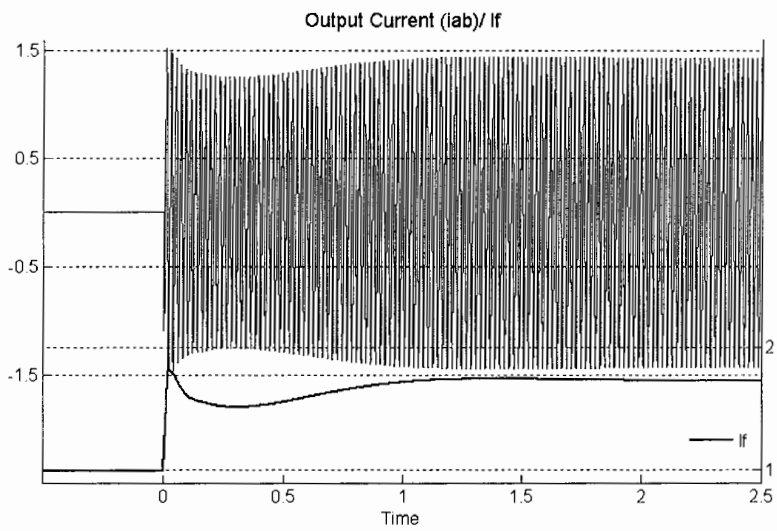
شکل ۳۳-۶- مقایسه ولتاژ خروجی AVR دیجیتال با نوع آنالوگ در $PF=0.8$

جهت بررسی اثر زمان نمونه برداری در طراحی کنترل کننده دیجیتال و مقایسه آن با نوع آنالوگ بهتر است که جریان خروجی ژنراتور را مورد بررسی قرار دهیم.

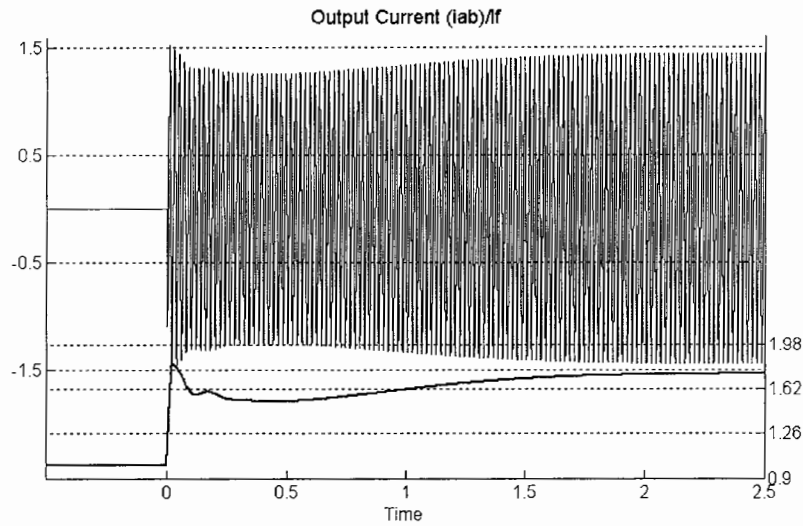
جریان خروجی ژنراتور (جهت وضوح شکل فقط فاز a) در شکل ۳۴-۶ نشان داده شده است.



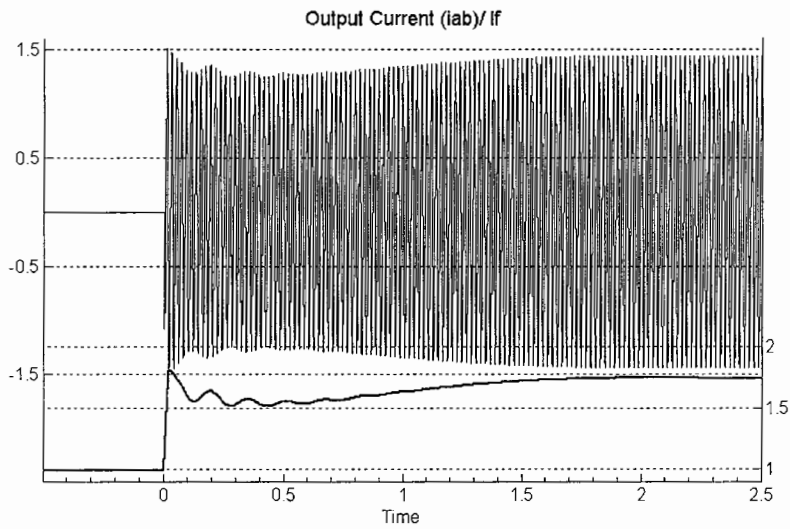
شکل ۶-۳۴- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتال $T_s=3ms$



شکل ۶-۳۵- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتال $T_s=8ms$



شکل ۶-۳۶- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتال $T_s=20ms$



شکل ۶-۳۷- جریان خروجی ژنراتور (فاز a) با AVR دیجیتال $T_s=30ms$

انتخاب زمان نمونه برداری در طراحی کنترل کننده دیجیتال عامل مهمی است، شکل ۶-۳۸ بروشنی تاثیر انتخاب زمان نمونه برداری را در ولتاژ خروجی AVR نشان می دهد.

۶-۶- شاخص های عملکرد:

در شرایط عدم تعادل بار ولتاژ های خط و ولتاژ های فاز (ترمینال ژنراتور) با هم برابر نیستند، و مرجع خاصی جهت انتخاب سیگنال فیدبک در شبکه وجود ندارد. می خواهیم با انتخاب شاخص های کیفیت عملکرد AVR را مورد ارزیابی قرار داده تا با استناد به نتایج شبیه سازی بهینه ترین الگوریتم جهت استفاده از فیدبک ولتاژ معرفی گردد.

۶-۶-۱- شاخص واریانس:

یکی از این معیارها میزان پراکندگی شاخص تحت کنترل، حول نقطه میانگین یا (واریانس) می باشد که در رابطه ۳-۶ به آن اشاره می شود.

$$\gamma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n}} \quad (3-6)$$

در رابطه ۳-۶ \bar{X} میانگین شاخص می باشد.

در حالت بی باری مقدار میانگین ولتاژ ترمینال ژنراتور (rms_{L-L}) را به عنوان مبنا انتخاب می کنیم، در شرایط (عدم تعادل بار)، شبیه سازی AVR با انتخاب فیدبک های مختلف از ولتاژ انجام می گیرد و در هر حالت واریانس (درصد پراکندگی ولتاژ از مقدار بی باری) تعیین شده، به عنوان یک شاخص در جدول ۶-۶ ارائه می شود.

برای تعیین درصد عدم تعادل (بارهای سه فاز متصل به ژنراتور) در شبکه های توزیع نامتعادل نیز از معیار واریانس با رابطه ۳-۶ بهره می گیریم.

۶-۶-۲- میزان هارمونیک های ولتاژ های خط:

یکی دیگر از معیار های انتخاب فیدبک ولتاژ، میزان هارمونیک های ۳ و ۵ در ولتاژ های خط و ولتاژ سیم زمین در شرایط حالت نامتعادل می باشد. با انتخاب هر فیدبک ولتاژ، تمام هارمونیک های ولتاژ خط V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} در شرایط حالت دائمی محاسبه شده و به عنوان یک شاخص در جدول ۶-۶ ارائه می شود.

۶-۳-۳- درصد اعوجاج هارمونیک کل^۲:

اعوجاج هارمونیک کل با رابطه ۶-۴ بیان می شود.

$$\text{اعوجاج هارمونیک کل} = \frac{I_H}{I_F} \quad (۶-۴)$$

$$I_H = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

I_F مقدار rms هارمونیک ها

I_F مقدار rms هارمونیک n ام

با توجه به انتخاب مدل دقیق ژنراتور (در تشکیل ماتریس های اندوکتانس، توابع sin و cos با ضرایب ۴، ۸، ۱۲، ۲۴، ۲۰، ۱۶ و ۲۸ در نظر گرفته شده است) یکی از معیار های کلی انتخاب فیدبک ولتاژ، درصد اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ های ترمینال ژنراتور می باشد. با انتخاب هر فیدبک ولتاژ، درصد اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} در شرایط حالت دائمی محاسبه شده و به عنوان یک شاخص در جدول ۶-۶ ارائه می شود.

۶-۷- شبیه سازی و انتخاب فیدبک ولتاژ:

با تعریف شاخص های کیفیت در بخش قبل می خواهیم عملکرد AVR در شبکه های توزیع نامتعادل مورد بررسی قرار دهیم. در شبکه توزیع نامتعادل مقدار بارهای متصل به ژنراتور برابر نیستند، بنابراین با اجرای بیش از ۱۰۰ بار شبیه سازی و بررسی نتایج با بارهای مختلف به این نتیجه رسیدیم که انتخاب بارها بصورت زیر بیشترین تغییرات را نتیجه می دهد.

۱. بار نامی

۲. دو برابر بار نامی

۳. اتصال باز بودن ترمینال ژنراتور

استفاده از ترکیب نامتعادل این بارها در اتصال به ترمینال ژنراتور بیش از ۲۵ حالت مختلف می باشد. فرآیند شبیه سازی با در نظر گرفتن این ترکیب ها انجام گرفته است. جدول ۶-۷ تعداد ترکیبات مورد استفاده در شبیه سازی با فرض حذف ترکیبات تکراری را نشان می دهد.

فاز c	فاز b	فاز a	% میزان عدم تعادل (واریانس)
1 p.u	1 p.u	1 p.u	0
0.5 p.u	1 p.u	1 p.u	0.288
0.5 p.u	0.5 p.u	1 p.u	0.408
0.5 p.u	0.5 p.u	0.5 p.u	0.5
0 p.u	1 p.u	1 p.u	0.57
0 p.u	0.5 p.u	0.5 p.u	0.707
0 p.u	0 p.u	1 p.u	0.81
0 p.u	0 p.u	0.5 p.u	0.866

جدول ۶-۷- ترکیب بار های انتخاب شده در شبیه سازی سیستم توزیع نامتعادل

با انتخاب بار در ترمینال ژنراتور طبق جدول ۶-۷، عملکرد AVR طراحی شده در این پایان نامه را در شبکه های توزیع نامتعادل با انتخاب فیدبک های ولتاژ مختلف مورد بررسی قرار می دهیم. انتخاب فیدبک های ولتاژ به عنوان سیگنال مرجع با الگوریتم های زیر صورت می گیرد.

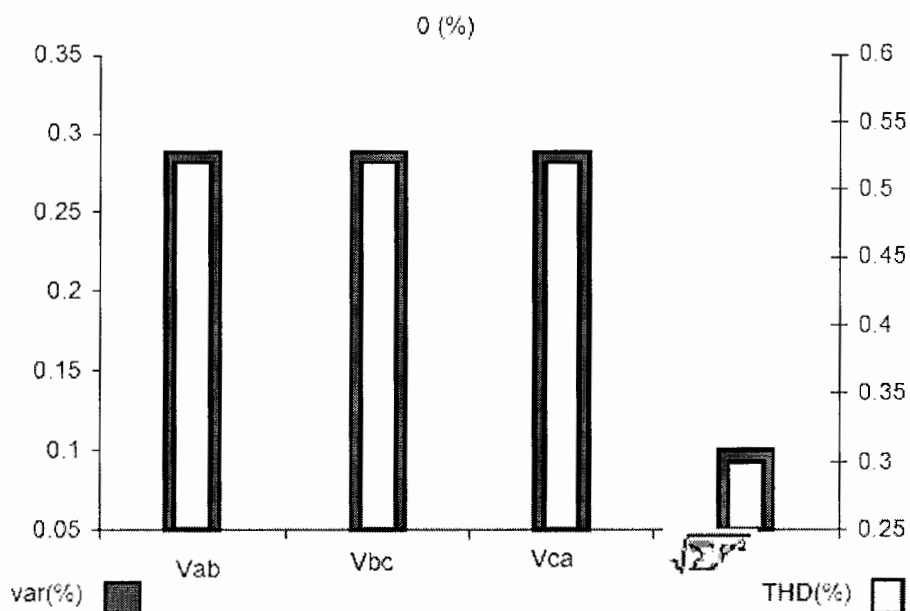
۱. هر یک از ولتاژ های (rms) خط بطور جداگانه (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})

۲. هر یک از ولتاژ های (rms) فاز بطور جداگانه (V_a, V_b, V_c)

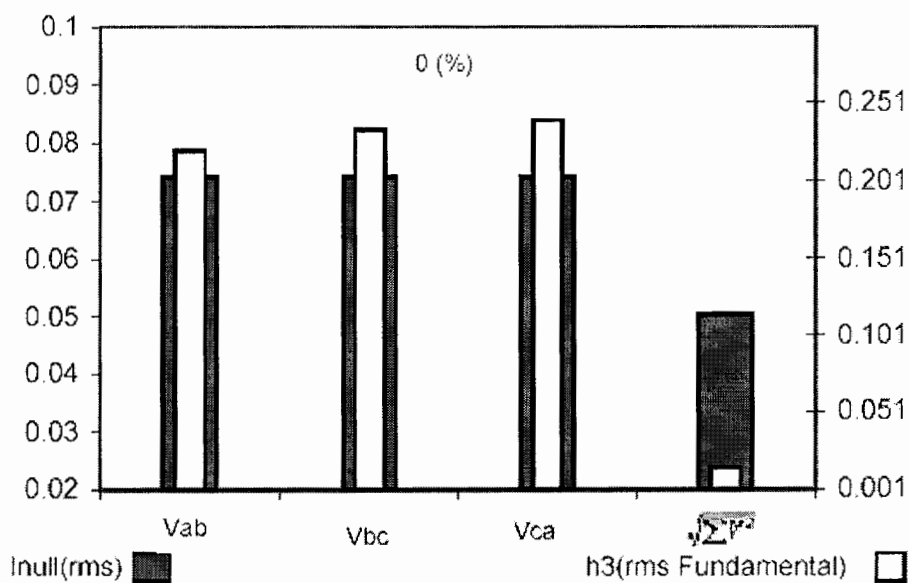
۳. مجذور مجموع مربعات ولتاژ های خط $(\sqrt{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2})$

۴. مجذور مجموع مربعات ولتاژ های فاز $(\sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2})$

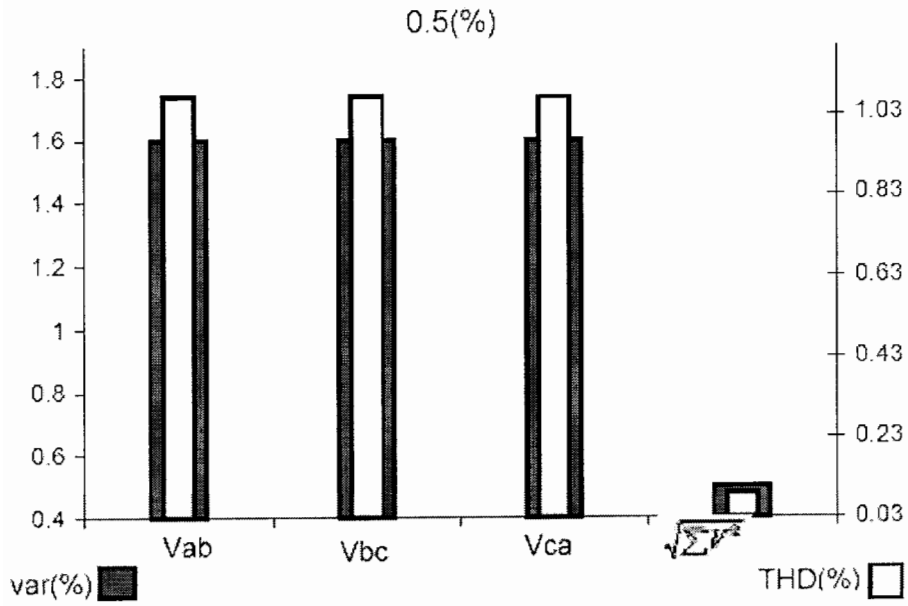
شکل های ۶-۳۹ تا ۶-۵۴ به استناد نتایج حاصل از شبیه سازی سیستم توزیع نامتعادل با استفاده از جدول ۶-۷ رسم شده است.



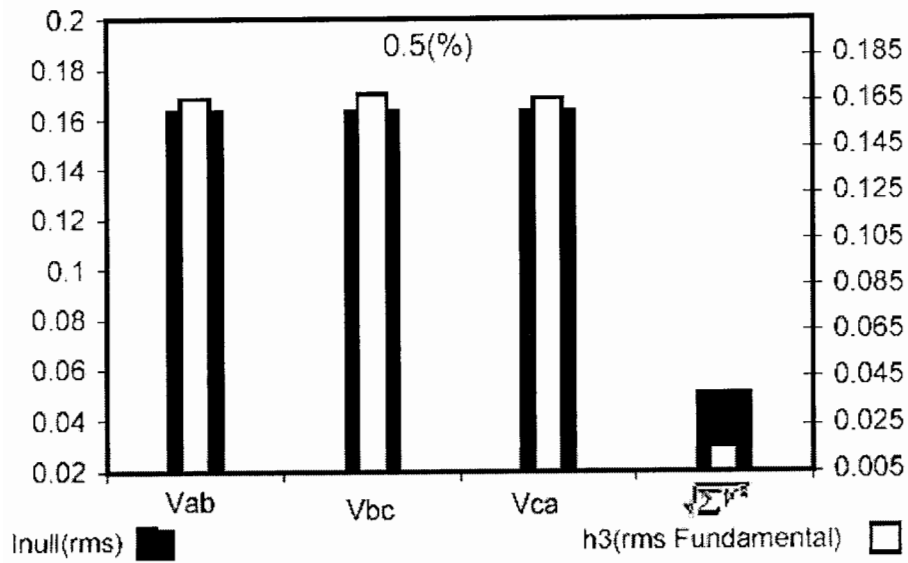
شکل ۶-۳۹- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



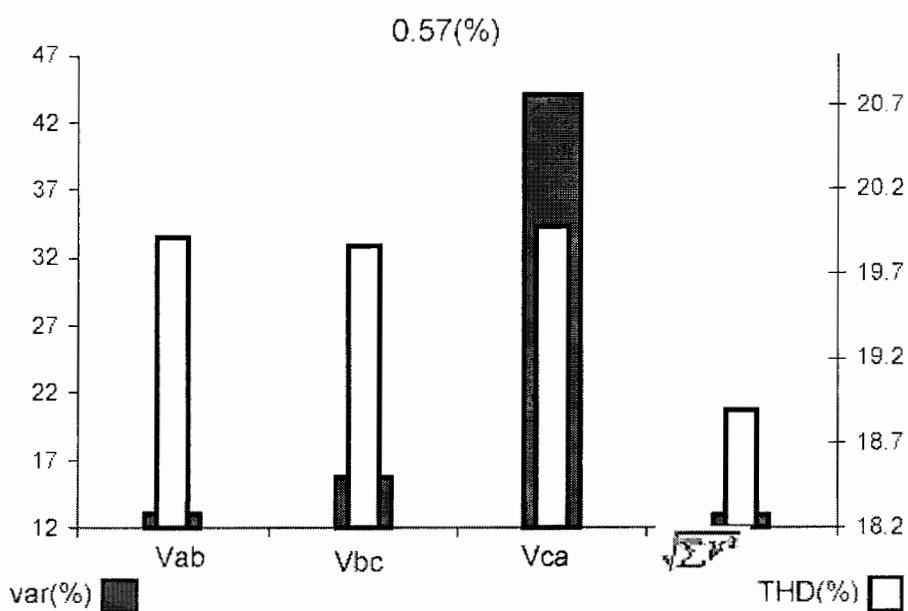
شکل ۶-۴۰- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



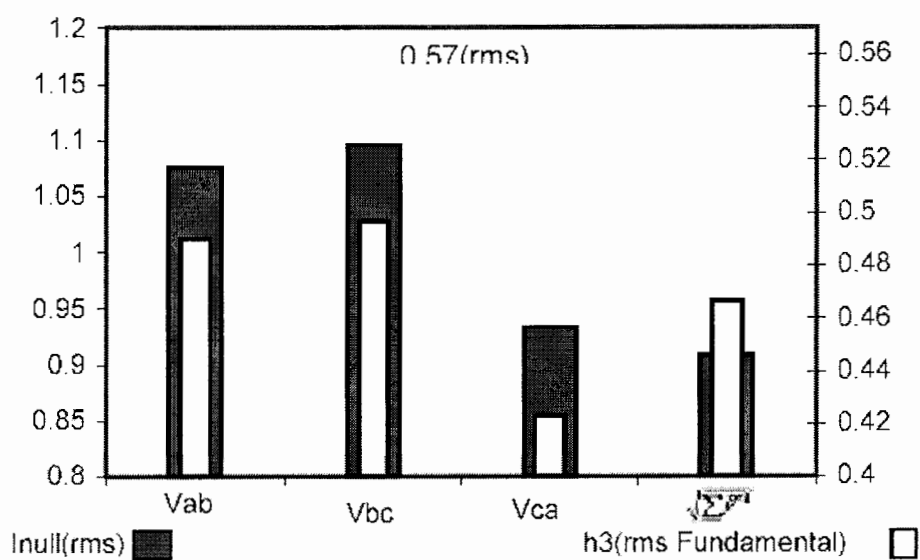
شکل ۶-۴۱- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



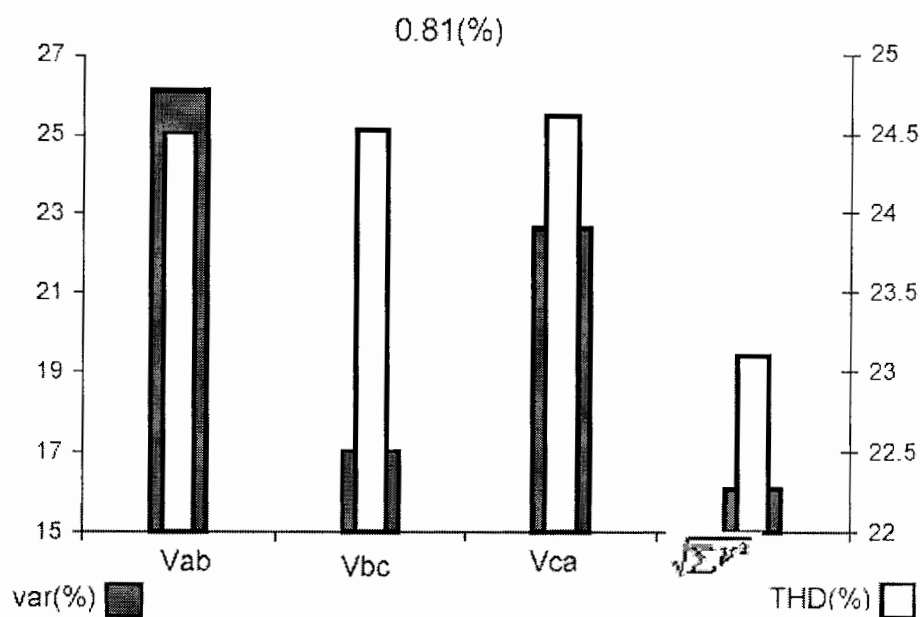
شکل ۶-۴۲- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



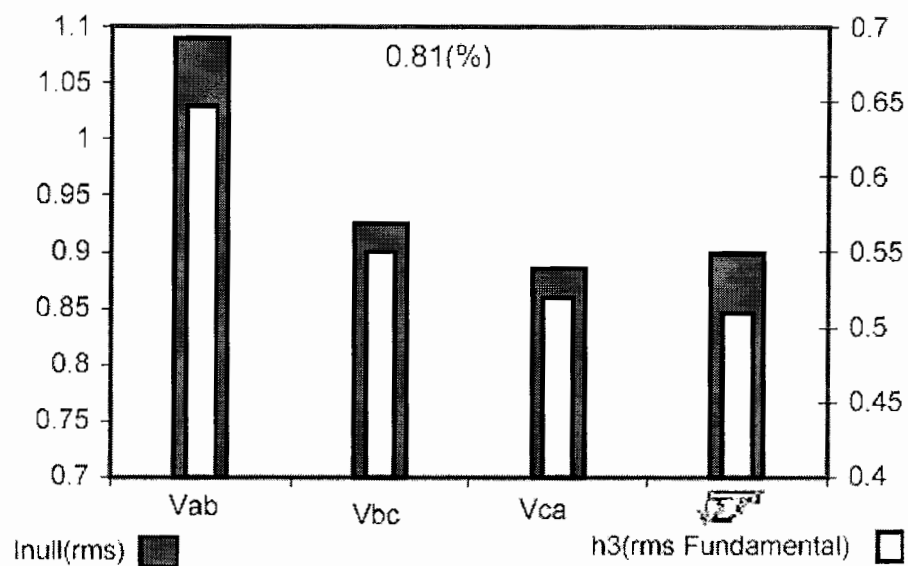
شکل ۶-۴۳- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



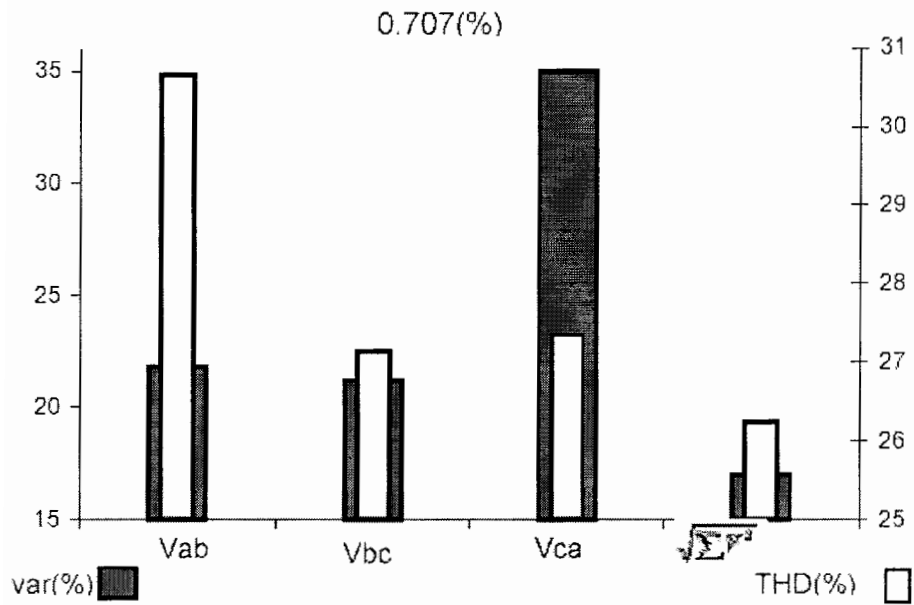
شکل ۶-۴۴- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



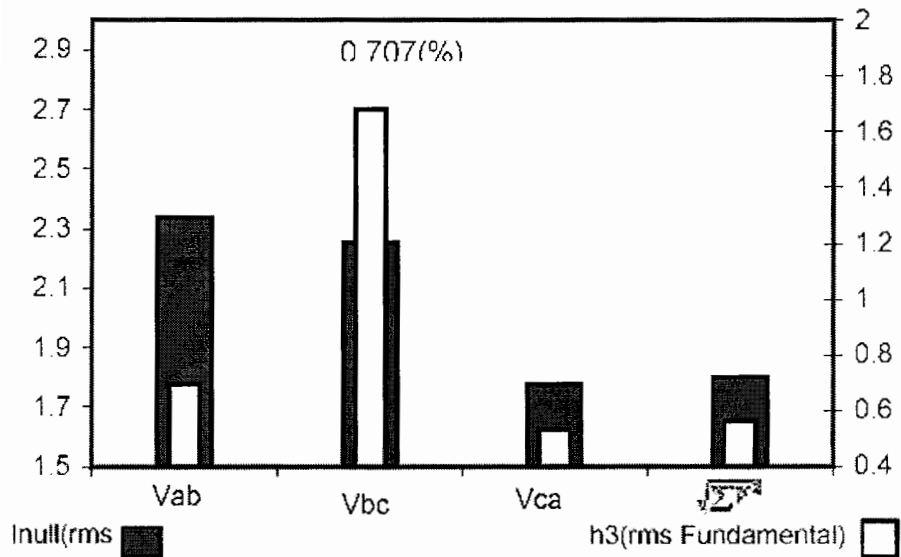
شکل ۶-۴۵- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیذبک های مختلف ولتاژ



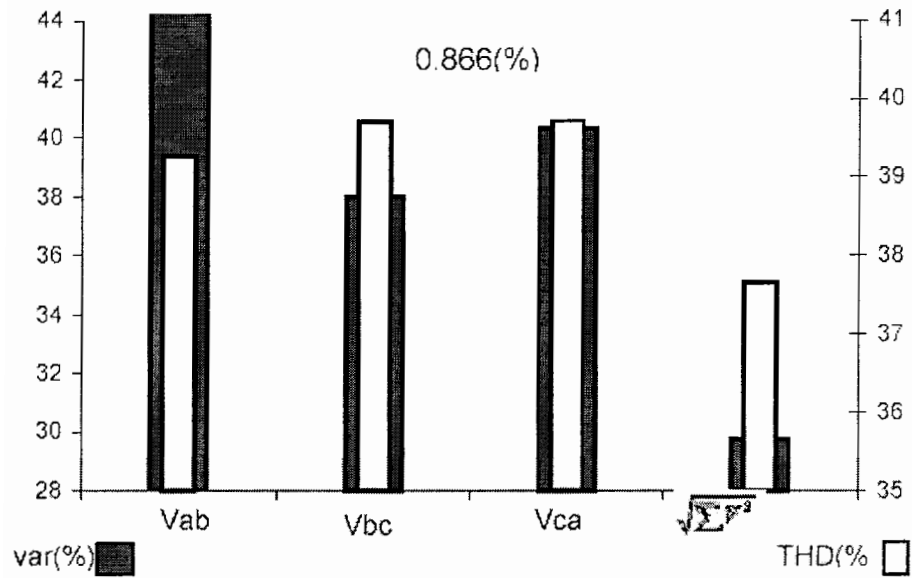
شکل ۶-۴۶- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیذبک های مختلف ولتاژ



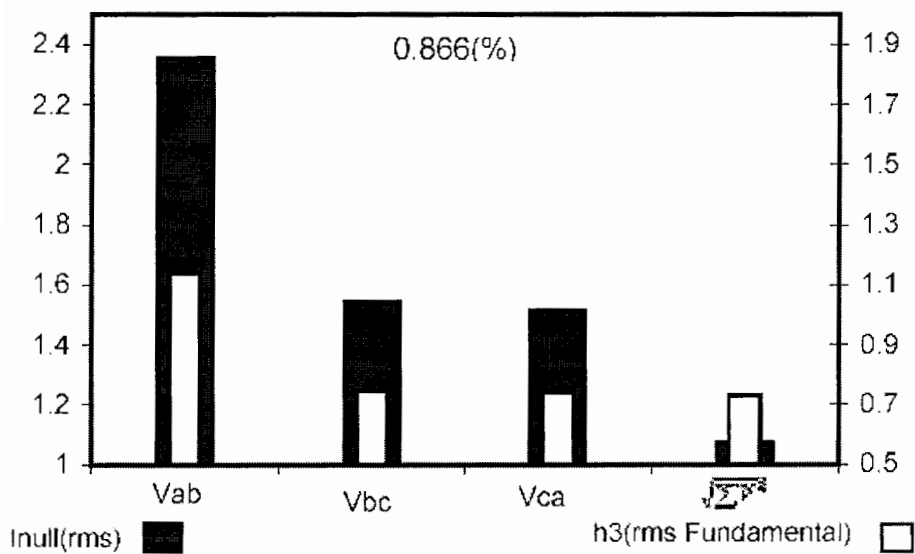
شکل ۶-۴۷- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



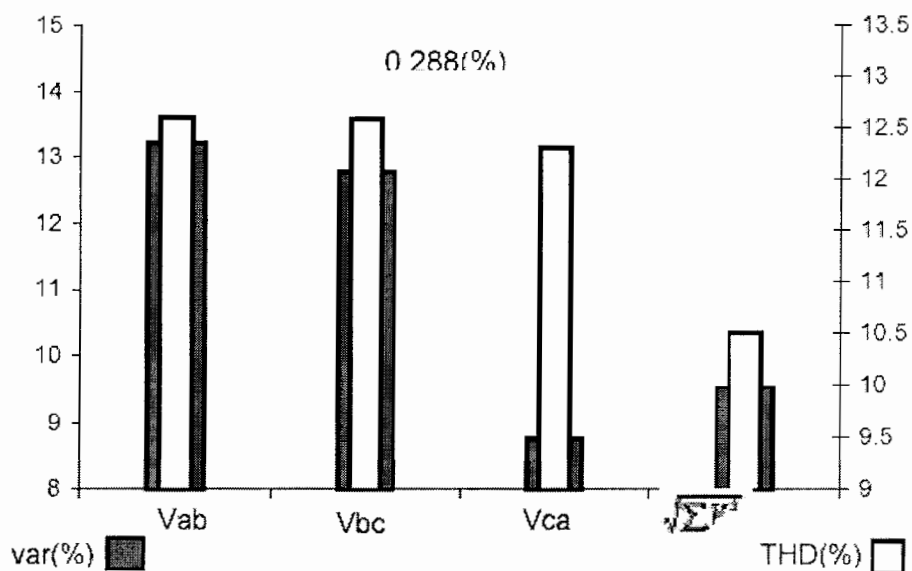
شکل ۶-۴۸- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



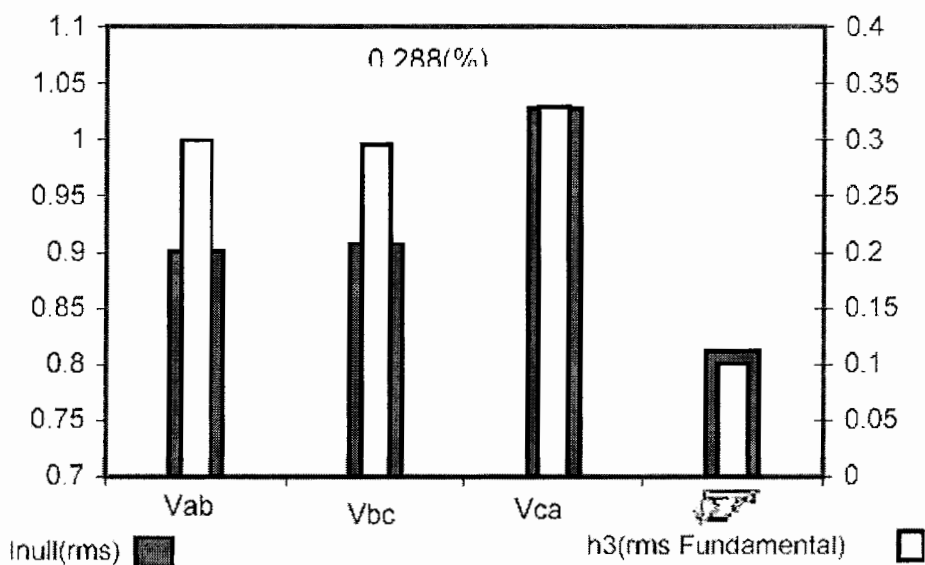
شکل ۶-۴۹- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیذبک های مختلف ولتاژ



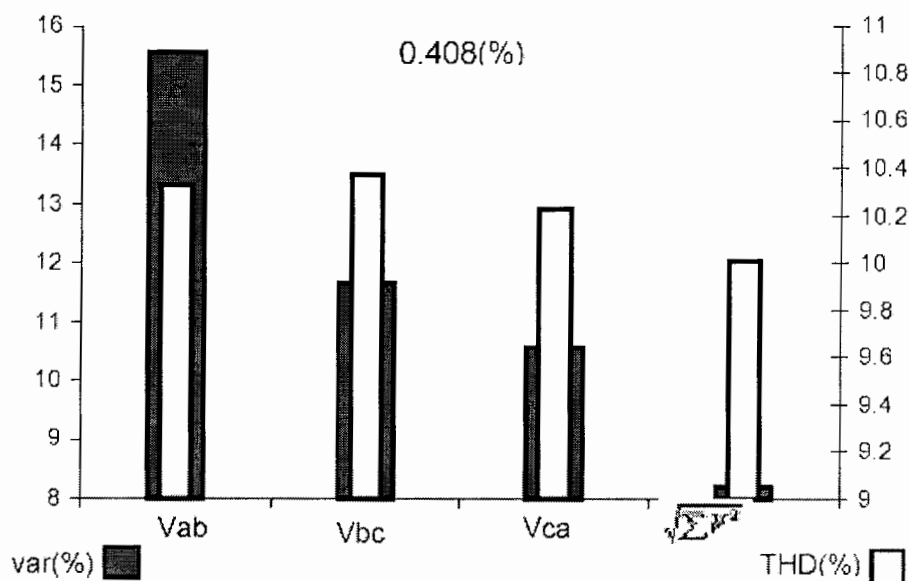
شکل ۶-۵۰- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیذبک های مختلف ولتاژ



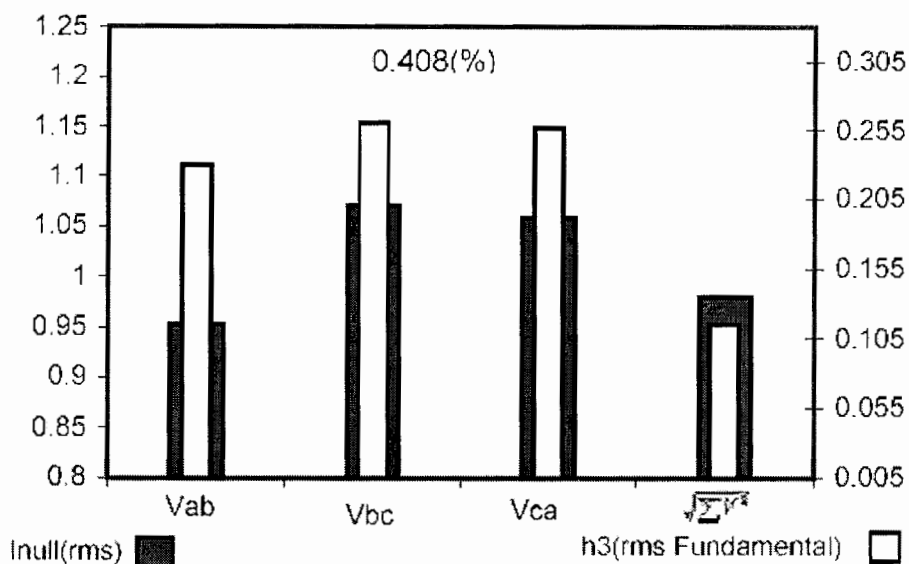
شکل ۶-۵۱- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ



شکل ۶-۵۲- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ

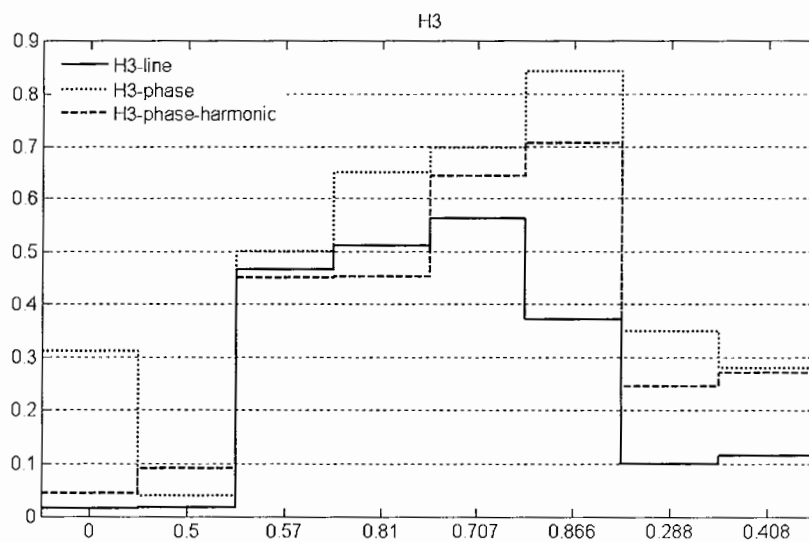


شکل ۶-۵۳- درصد واریانس و اعوجاج هارمونیک کل با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ

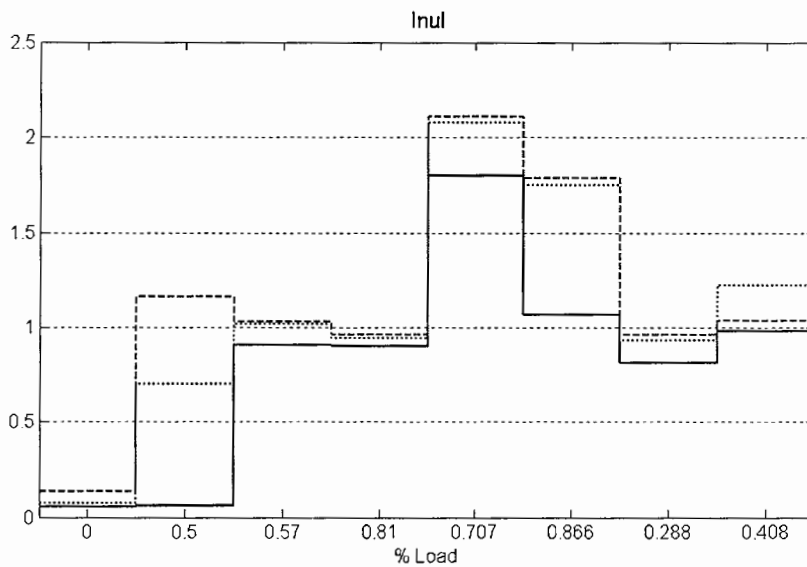


شکل ۶-۵۴- جریان سیم صفر و میانگین هارمونیک سوم ولتاژ با انتخاب فیدبک های مختلف ولتاژ

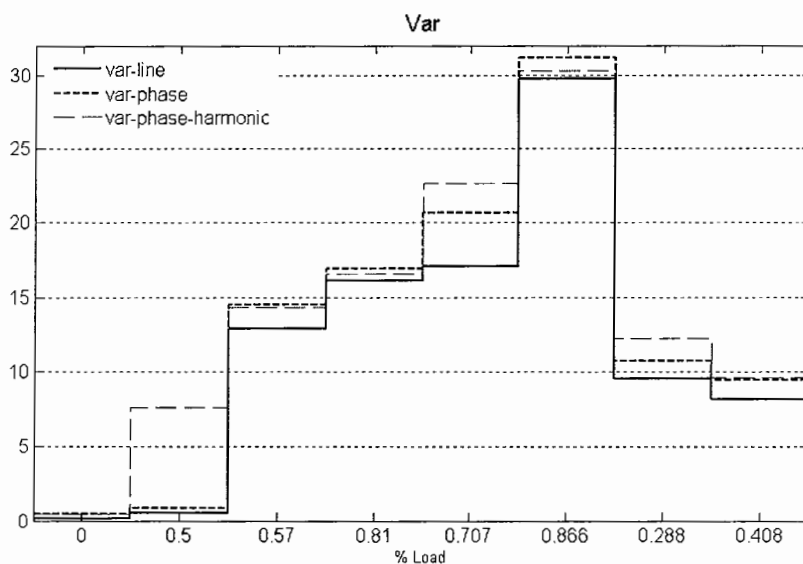
با انتخاب سیگنال فیدبک بصورت مجذور مجموع مربعات ولتاژ های خط و فاز در شکل ۶-۵۵ بطور جداگانه میانگین هارمونیک سوم ولتاژ های خط در بارهای مختلف نشان داده شده است.



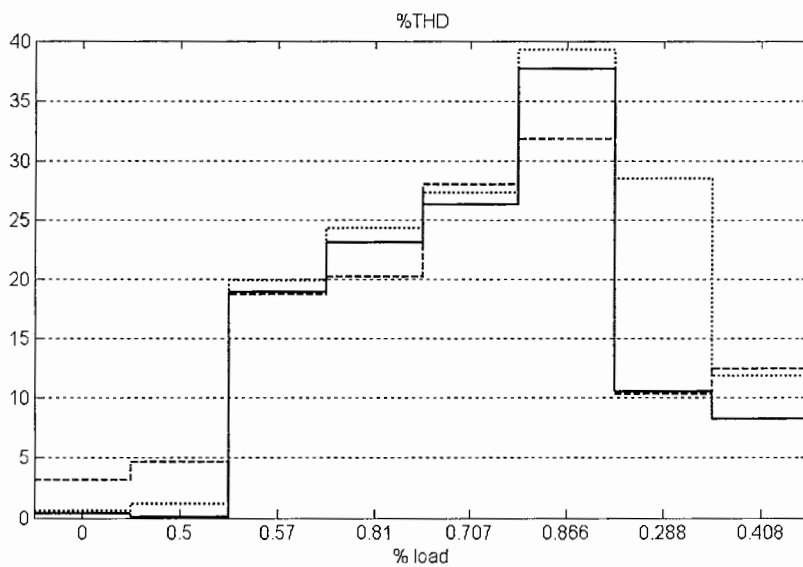
شکل ۶-۵۵- مقایسه میانگین هارمونیک سوم ولتاژ خط در بارهای مختلف



شکل ۶-۵۶- مقایسه مقدار (rms) جریان سیم صفر در بارهای مختلف



شکل ۶-۵۷- مقایسه درصد انحراف ولتاژ از مقدار مطلوب در بارهای مختلف



شکل ۶-۵۸- مقایسه درصد اعوجاج کل ولتاژهای خط در بارهای مختلف

جدول ۶-۶ نتایج حاصل از شبیه سازی را نشان می دهد



درصد وارینانس بار	Vab فیبرک	Vbc فیبرک	Vca فیبرک	مجدور مجموع خط	مربعات ولتاژ های مجدور مجموع	فاز	مربعات ولتاژ های مجدور مجموع فاز (دقیق)	وارینانس ولتاژ %THD Inul H3
%۰.۵۷	۰.۲۸ ۰.۵۲ ۰.۷۲۲۶ ۰.۲۲	۰.۲۸ ۰.۵۲ ۰.۷۲۲۹ ۰.۲۳۴	۰.۲۸ ۰.۵۲ ۰.۷۲۲۷ ۰.۲۴	۰.۱ ۰.۳۱ ۰.۵۰۴ ۰.۱۰۱۵	۰.۴۶۹ ۰.۵۱ ۰.۷۲۵۳ ۰.۳۱	۰.۴ ۳.۱۳ ۰.۱۳۲۳ ۰.۰۴۳	۷.۶۴ ۴.۶۵ ۱.۱۶ ۰.۰۹	
%۰.۰۵	۱.۶ ۱.۰۷۶ ۰.۱۶۳۴ ۰.۱۶۶	۱.۶ ۱.۰۷۶ ۰.۱۶۳۴ ۰.۱۶۶	۱.۶ ۱.۰۷۳ ۰.۱۶۳۴ ۰.۱۶۶	۰.۵ ۰.۰۵ ۰.۵۹۶۳ ۰.۱۶	۰.۸۱۸ ۱.۱ ۰.۷ ۰.۰۴	۰.۴ ۳.۱۳ ۰.۱۳۲۳ ۰.۰۴۳	۷.۶۴ ۴.۶۵ ۱.۱۶ ۰.۰۹	
%۰.۰۵۷	۱۳ ۱۹.۹۲ ۱.۰۷۶ ۰.۴۹	۱۵.۶۹ ۱۹.۸۷ ۱.۰۹۶ ۰.۴۹۶۶	۴۴ ۱۹.۹۸ ۰.۹۳۳۳ ۰.۲۳۳۳	۱۲.۹ ۱۸.۸۹ ۰.۹۰۸۸ ۰.۴۶۶۶	۱۴.۵۱ ۱۹.۹ ۱.۰۲۲ ۰.۵	۱۴.۳ ۱۸.۷۱ ۱.۰۲۹ ۰.۴۵	۱۴.۳ ۱۸.۷۱ ۱.۰۲۹ ۰.۴۵	
%۰.۰۸۱	۲۶.۱۰ ۲۴.۵۱ ۱.۰۹ ۰.۴۴۶۶	۱۷.۰۳ ۲۴.۵۳ ۰.۹۲۶۵ ۰.۵۵	۲۲.۶۱ ۲۴.۶۱ ۰.۸۸۶ ۰.۵۲	۱۶.۱۰ ۲۳.۱ ۰.۸۹۹ ۰.۵۱۰	۱۶.۸۵ ۲۴.۲۸ ۰.۹۴۵۱ ۰.۶۵	۱۶.۵۹ ۲۰.۱۸ ۰.۶۱۱ ۰.۴۵۳	۱۶.۵۹ ۲۰.۱۸ ۰.۶۱۱ ۰.۴۵۳	

جدول ۶-۶- نتایج حاصل از شبیه سازی

درصد واریانس بار	Vab فیدبک	Vbc فیدبک	Vca فیدبک	خط	مجموع مربعات ولتاژهای مجموع	مربعات ولتاژ های فاز (دقیق)	/واریانس ولتاژ			
							H3	Inul	%THD	H3
%۰,۰۷۰۷	۲۱,۸	۲۱,۱۹	۳۵	۱۷	۲۰,۶۳	۲۲,۶۱	H3	Inul	%THD	H3
	۳۰,۶۶	۲۷,۱۳۳	۲۷,۳۴۳	۲۶,۲۴	۲۷,۲۵	۲۸,۰۱	Inul	%THD	H3	H3
	۲,۳۴	۲,۲۵۵	۱,۷۷۸	۱,۸	۲,۰۷۶	۲,۱۰۶	%THD	H3	Inul	H3
	۰,۶۹۶۶	۱,۶۸۳۳	۰,۵۳	۰,۵۶۲۰	۰,۶۹۶	۰,۶۴۳	H3	Inul	%THD	H3
%۰,۰۸۶۶	۵۵	۳۸	۴۰,۳	۳۹,۷۴	۳۱,۱۴	۳۰,۳	H3	Inul	%THD	H3
	۳۹,۲۷	۳۹,۷۱	۳۹,۷۱۶	۳۷,۶۶	۳۹,۲۹	۳۱,۸۱	Inul	%THD	H3	H3
	۲,۳۵۲	۱,۵۲۵	۱,۵۱۵	۱,۰۷۲	۱,۷۵	۱,۷۸۵	%THD	H3	Inul	H3
	۱,۱۴	۰,۷۵	۰,۷۴۳	۰,۷۲۲	۰,۸۴۳۳	۰,۷۰۶	H3	Inul	%THD	H3
%۰,۰۲۸۸	۱۳,۲۲	۱۲,۷۷	۱۸,۷۷	۹,۵۳	۱۰,۷۱	۱۲,۲۲	H3	Inul	%THD	H3
	۱۲,۶۰۳	۱۲,۵۸۶	۱۲,۳۱	۱۰,۵	۲۸,۵۲۶	۱۰,۲۸	Inul	%THD	H3	H3
	۰,۹۰۱۳	۰,۹۰۷۵	۱,۰۲۸	۰,۸۱۲	۰,۹۳۴۹	۰,۹۶۲۹	%THD	H3	Inul	H3
	۰,۳	۰,۲۹۶۶	۰,۳۳	۰,۱۰	۰,۳۵	۰,۲۴۶	H3	Inul	%THD	H3
%۰,۰۴۰۸	۱۵,۵۶	۱۱,۶۶	۱۰,۵۵	۸,۲	۹,۴۸	۹,۵۹	H3	Inul	%THD	H3
	۱۰,۳۵	۱۰,۳۷	۱۰,۲۳	۱۰,۰۱	۱۱,۸۵	۱۲,۴۵	Inul	%THD	H3	H3
	۰,۹۵۳	۱,۰۷	۱,۰۵۸	۰,۹۸	۱,۲۲۵	۱,۰۳۵	%THD	H3	Inul	H3
	۰,۲۳	۰,۲۶	۰,۲۵۶۶	۰,۱۱۵	۰,۲۸	۰,۲۷	H3	Inul	%THD	H3

جدول ۶-۶- نتایج حاصل از شبیه سازی

با توجه و بررسی گراف های رسم شده در شکل های ۶-۳۹ تا ۶-۵۸ و نتایج جدول ۶-۶ به این نتیجه خواهیم رسید که در حالت کلی با انتخاب سیگنال فیدبک بصورت مجذور مجموع مربعات ولتاژهای خط نسبت به حالت های دیگر:

۱. درصد انحراف ولتاژ از مقدار مطلوب در فازهای ژنراتور بهینه و حداقل خواهد بود.

۲. میانگین درصد اعوجاج هارمونیک کل در ولتاژهای V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} کمترین مقدار را دارد.
۳. جریان سیم صفر به حداقل مقدار خود خواهد رسید.
۴. میزان هارمونیک های سوم و پنجم در جریان سیم صفر حداقل خواهد بود.
۵. میانگین هارمونیک سوم در V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} کاهش خواهد یافت.

Abstract

Stability and reliability in power systems depend on suitable design generator excitation control. Automatic voltage regulator (AVR) is center core in generator excitation control. We will define a basic excitation system for both analog and digital systems. The methods employed to provide excitation control of synchronous generators are evolving. there is a growing trend toward the use of digital electronics to perform the control and protection functions of modern excitation system. These digital excitation systems are not just digital versions of their analog counterparts, but contain sophisticated control functions not readily available in analog excitation systems.

The extend research done in construction and control system design in balance distribution networks. But usually small generators remain in balance and unbalance distribution network with load variation.

In the balance distribution networks phase and line voltages are equal, and any one of voltages use in design AVR feedback signal. But in unbalance Networks cannot use the unique voltage to compare.

This thesis comprises of two sections:

First, A design and simulation model of a basic power system “Diesel generator 31.5 kVA ,AVR and excitation system” is set up to evaluate effect AVR in unbalance network.

Second, This thesis is intended to study the effects of the AVR systems of the performance of the diesel generator with choose voltage feedback in unbalance network. With description the quality Index (voltage variance, harmonics analysis) evaluate the performance different algorithm voltage feedback. And on the base of result introduce optimal algorithm in choose voltage feedback.

Keywords:

Diesel generator-Digital automatic voltage regulator(AVR)-Excitation control-Stability