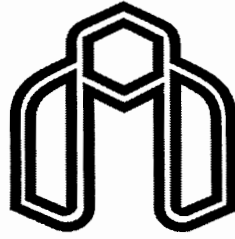


بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک
پایان نامه کارشناسی ارشد برق-کنترل

عنوان :

طراحی و شبیه سازی کنترل مبتنی بر رؤیتگر مقاوم
برای سیستم قدرت

گرد آورنده:

مصطفی کاشی

استاد راهنما:

دکتر صداقتی

استاد مشاور:

دکتر قره ویسی

چکیده

تحلیل پایداری سیستمهای قدرت را می توان به پایداری دینامیکی و پایداری گذرا پایداری حالت ماندگار و پایداری ولتاژ تقسیم کرد ، که توسط اغتشاشات سیستم تحت تاثیر قرار میگیرند.

یکی از استراتژیهای که برای بهبود بخشیدن به اجرای پایداری دینامیکی و پایداری در مقابل اغتشاش بزرگ سیستمهای قدرت بکار میرود ، طراحی کنترلرهای تحریک است.

در اینجا یک الگوریتم طراحی رویتگر و کنترل کننده برای یک کلاس ویژه از سیستمهای غیر خطی که شامل مدل سیستم قدرت SMIB میباشد ارائه میدهیم. طراحی رویتگر و کنترل کننده پیشنهادی ساده و بر پایه ساختار تبدیلهای یکسان که در یافتن فرمهای کانونیکال سیستمهای کنترل پذیر و رویت پذیر خطی استفاده می شوند، می باشد. سپس با استفاده از کنترل کننده و رویتگر پیشنهادی ، یک کنترلر تحریک بر پایه رویتگر را برای سیستم قدرت SMIB ، طراحی میکنیم. و از طریق شبیه سازی نشان داده میشود که کنترل کننده در مقابل عدم قطعیتهای پارامتری مقاوم است.

کلمات کلیدی: کنترل کننده مقاوم؛ رویتگر؛ تبدیلهای یکسان.

فهرست مطالب

فصل اول: تاریخچه و کلیات

۱	مقدمه
۴	۱-۱- انواع پایداری ها در سیستم قدرت
۴	۱-۱-۱- پایداری زاویه رتور یا پایداری سنکرون
۶	۱-۱-۲- پایداری فرکانس
۶	۱-۱-۳- پایداری ولتاژ
۷	۲- تاریخچه و مروری بر کارهای انجام شده
۹	۳- فهرست مطالب پایان نامه

فصل دوم: انواع رویتگرها

۱۱	مقدمه
۱۱	۱-۲- تخمین حالت
۱۳	۲-۲- تخمین حالت مقاوم
۱۴	۳-۲- ساختار و خواص رویتگرها
۱۸	۴-۲- رویتگرهای مرتبه کاهش یافته
۲۳	۵-۲- طراحی سیستمهای کنترل فیدبک حالت با رویتگر
۲۴	۱-۵-۲- طراحی سیستمهای کنترل فیدبک حالت با رویتگر مرتبه کامل
۲۶	۲-۵-۲- طراحی سیستمهای کنترل فیدبک حالت با رویتگر مرتبه کاهش یافته
۲۸	۶-۲- مقایسه بین سه نوع رویتگر حالت
۳۰	۱-۶-۲- رویتگرهای مرتبه بالا

۳۱	۲-۶-۲- رؤیتگرهای مد لغزشی
۳۲	۲-۶-۳- رؤیتگرهای توسعه یافته غیرخطی
۳۳	۲-۶-۴- مقایسه با استفاده از شبیه سازی

فصل سوم: مدل سازی سیستم قدرت

۳۴	مقدمه
۳۶	۱-۳- مدل سازی سیستم قدرت
۴۲	۲-۳- خطی سازی سیستم قدرت

فصل چهارم: طراحی رویتگر و کنترل کننده برای کلاس خاصی از سیستمهای غیرخطی

۴۴	مقدمه
۴۴	۱-۴- طراحی رویتگر و کنترل کننده برای کلاسی از سیستمهای غیر خطی
۴۶	۱-۱-۴- الگوریتم طراحی کنترل کننده
۵۰	۲-۱-۴- الگوریتم طراحی رویتگر

فصل پنجم: عملکرد طراحی رویتگر و کنترلر برای سیستم قدرت

۵۴	مقدمه
۵۴	۱-۵- طراحی کنترلر و رویتگر برای سیستم قدرت
۵۸	۲-۵- رویتگر ولتاژ استاتور و سرعت زاویه ای روتور
۶۲	۳-۵- کنترل موقعیت زاویه روتور
۶۷	۴-۵- شبیه سازی
۶۸	۱-۴-۵- دسته اول شبیه سازیها

۷۱ ۵-۴-۲- دسته دوم شبیه سازیها

۷۳ ۵-۴-۳- دسته سوم شبیه سازیها

فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۷۸ مقدمه

۷۹ ۶-۱- نتیجه گیری

۸۰ ۶-۲- پیشنهادات

۸۱ مراجع

فصل اول:

تاریخچه و کلیات

مقدمه

سیستم های قدرت امروزه به عنوان یکی از بزرگترین و پیچیده ترین مصنوعات بشری نقش مهمی را در همه بخش های زندگی بشر، از موارد استفاده های ساده در منازل و دفاتر کار تا صنایع بزرگ، ایفا می کند به همین دلیل حتی تصور مدت کوتاهی قطعی برق، می تواند باعث نگرانی های زیاد و کاهش سطح رفاه و آرامش زندگی باشد. به همین دلیل اهمیت موضوع نحوه تامین انرژی الکتریکی مسلماً کمتر از خود انرژی الکتریکی نیست. در این میان یکی از مسایل مهم در این مساله، نگرانی داشتن سیستم در یک حالت کار پایدار و حذف اثرات ناخوشایند اغتشاشات بزرگ و کوچک است که می تواند باعث از دست رفتن سیستم قدرت و اختلال در امر تامین برق برای مصرف کنندگان گردد. این امر که تحت عنوان پایداری سیستم های قدرت مطرح است یکی از مسایلی است که از بدو صنعتی شدن سیستم های قدرت و ورود گسترده و جدی آن به حوزه های زندگی بشر به شدت مورد استفاده بوده است.

ایجاد روال هایی برای افزایش پایداری سیستم های قدرت همواره و در طول زمان متناسب با پیشرفت سیستم ها و روشهای کنترلی در حال تغییر بوده است و از لحاظ سخت افزاری از پایداریهای کلاسیک گرفته تا انواع سیستم های مدرن مبتنی بر ادوات الکترونیک قدرت و از دید

کنترلی از روش های ساده تا سیستم های هوشمند در این امر آزموده شده اند. در واقع با گذر زمان و افزایش قدرت و دقت سیستم های کنترلی و نیز طراحی و ساخت سخت افزارهای جدیدتر، مساله پایداری حرکت رو به جلویی در جهت کاهش زمان برگرداندن سیستم به حالت طبیعی، پس از وقوع اشکالات در بخش های مختلف آن، داشته است.

از آنجا که سیستم قدرت یک سیستم غیر خطی است، پایداری سیستم به شدت وابسته به نوع و اندازه اغتشاشات بوقوع پیوسته است. البته در این بین، زمان وقوع اغتشاش و وضعیت سیستم در آن زمان و نیز مدت زمان امتداد اغتشاش از عوامل موثر در پایداری پس از وقوع اغتشاش است. در سالهای اخیر تعاریف زیادی برای بحث پایداری ارائه شده است که در گزارش کار IEEE در مرجع [۱] به تعریف زیر اشاره شده است:

پایداری سیستم قدرت ، قابلیت یک سیستم قدرت است که در یک نقطه کار معلوم، پس از وقوع یک اغتشاش فیزیکی ، در حالت و نقطه کار عادی خود باقی بماند، با این فرض که اغلب متغیرهای سیستم بدون تغییر عمده باقی بمانند.

با استفاده از تعریف بالا می توان نکات زیر را در بحث پایداری استخراج نمود:

۱) لازم نیست که سیستم پس از وقوع خطا در نقطه تعادل قبل از وقوع خطا باقی بماند . بدین دلیل که پس از وقوع خطا ممکن است برخی از بخش های سیستم (مثلا خطوط) بی برق شده و از سیستم خارج شوند. ولتاژ و توان عبوری از خطوط لزومی ندارد پس از وقوع خطا در مقدار قبلی خود

باقی بماند. اغلب اغتشاشاتی که در تحلیل های مرتبط به پایداری زاویه مطرح هستند باعث تغییر در توپولوژی سیستم و نقاط کار مختلف آن می شوند.

(۲) لازم است که نقاط تعادل پس از وقوع خطا، نقاط قابل قبولی باشند. نقطه کار قابل قبول برای هر سیستم بر اساس مشخصات آن باید دقیقاً معلوم شود. البته تعاریف دیگری هم برای پایداری مطرح شده است.

تحلیل پایداری ژنراتورهای سنکرون در سیستمهای قدرت را می توان به پایداری دینامیکی و پایداری گذرا تقسیم کرد، که هر دو بوسیله اغتشاشات سیستم تحت تاثیر قرار می گیرند. پایداری دینامیک مربوط به رفتار دینامیک سیستم در پاسخ به اغتشاشات کوچک می شود، در حالیکه پایداری گذرا مربوط به توانایی سیستم در اداره کردن اغتشاشات بزرگ و ناگهانی است.

یکی از استراتژیهای که برای بهبود بخشیدن به اجرای پایداری دینامیکی و پایداری در مقابل اغتشاش بزرگ ژنراتورهای سنکرون در سیستمهای قدرت بکار میرود، طراحی کنترلرهای تحریک^۱ است.

تابع کنترلی اصلی سیستم تحریک، تنظیم ولتاژ ژنراتور است که بوسیله تعدیل ولتاژ میدان نسبت به تغییرات ولتاژ ترمینال ژنراتور انجام میشود. در سالهای اخیر تحقیقات قابل توجهی برای اداره کردن این مسئله انجام شده است [۳۲].

واضح است که روشهای کلاسیک که از مدل های خطی کامل یا کاهش یافته برای طراحی کنترل کننده ها استفاده می کنند، اجرای سیستم حلقه بسته را محدود می کنند و فقط در نواحی

¹ Excitation controller

کوچکی حول نقطه کار معتبر می باشند. بعلاوه، تغییرات شرایط کار و اغتشاشات بزرگ می تواند شدیداً روی این کنترل کننده ها، تاثیر بگذارد.

۱-۱- انواع پایداری ها در سیستم قدرت:

بر اساس نوع پارامترها و فاکتورهای سیستم که در پایداری و عملکرد آن موثر هستند سه نوع پایداری قابل طرح است:

۱-۱-۱- پایداری زاویه رتور یا پایداری سنکرون:

معمولاً در شرایط کار عادی مجموع توان تولیدی ژنراتورهای یک سیستم قدرت با مجموع توان مصرفی و کل تلفات سیستم برابر است. با توجه به تغییرات سیستم، همواره یک تعادل بین توان مصرفی و توان اعمالی توسط توربین ها به ژنراتور وجود ندارد. اگر این میزان عدم تعادل از حد مشخصی تجاوز کند، باعث می شود توان اکتیو ژنراتورها کاهش و یا افزایش یابد که در این حالت ممکن است تغییراتی در سرعت و زاویه ماشین ایجاد گردد. پایداری زاویه رتور یا پایداری سنکرون به معنای توانایی ماشین های سنکرون در حفظ حالت سنکرونیزم پس از وقوع خطا در سیستم است. اگر خطا در محل ژنراتور و به شکل اساسی و غیرگذرا باشد، مثلاً وقوع خطای فاز به زمین در نزدیکی ژنراتور، ممکن است ژنراتور از کار بیفتد و از مدار خارج شود، زیرا در زمان وقوع خطا توان شتاب دهنده به محور ژنراتور اعمال شده و آنرا از حالت سنکرون با شبکه خارج می کند. در این حالت جریان زیادی از سیم پیچ های ژنراتور می گذرد که می تواند برای آن بسیار مخرب باشد.

معمولا این نوع پایداری را به دسته های زیر تقسیم می کنند:

۱- پایداری سیگنال کوچک:

پایداری سیگنال کوچک، عبارت است از قابلیت سیستم در برگشت به کار عادی پس از وقوع یک اغتشاش کوچک. بررسی و تحقیق در مورد این قبیل پایداری ها معمولا توسط خطی سازی معادلات حالت توصیف کننده سیستم حول نقطه کار انجام می پذیرد.

۲- پایداری گذرا:

این قبیل پایداری، قابلیت سیستم در برگشت به حالت کار عادی پس از وقوع یک اغتشاش سخت است، از قبیل اتصال کوتاههای سه فاز و یا تک فاز و یا از دست رفتن یکی از ژنراتورها، در این شرایط معمولا معادلات خطی مورد استفاده قرار نمی گردند و لازم است از آنالیزهای غیر خطی استفاده گردد.

۳- پایداری دینامیک:

این نوع پایداری هم مستقل از دو نوع قبل مورد توجه قرار گرفته و در مقالات مختلف از سوی مولفان تعاریف و روشهایی مختلفی برای بیان آن استفاده شده است.

۱-۱-۲- پایداری فرکانس :

این پایداری در حالی که اغتشاش از حالت محلی خارج شده و به شکل عمومی (گلوبال) تبدیل می گردد، مطرح می شود. در این حالت با وجود آنکه مجموع توان اعمالی به سیستم کافی است ولی در نقاطی از شبکه عدم تعادل های محلی وجود دارد. اگر توان تزریقی به شبکه کمتر از توان مصرفی و تلفات باشد این امر می تواند باعث تاثیر در فرکانس کل شبکه و ناپایداری آن گردد.

۱-۱-۳- پایداری ولتاژ:

این پایداری در اثر عدم وجود تعادل در توان راکتیو بوجود می پیوندد. لازم است که همواره تعادل بین توان راکتیو در تمام نقاط شبکه موجود باشد. بحث عدم پایداری در این حالت بدین معنی است که توان راکتیو تزریق شده به یک گره کمتر از میزان مورد نیاز است به همین دلیل اندازه ولتاژ در گره مورد نظر به کمتر از میزان نامی می رسد. اگر این حالت عدم تعادل خیلی زیاد شود و ولتاژ کل سیستم از حد قابل قبول خارج شود در این حالت ناپایداری در ولتاژ به وقوع پیوسته است. ادامه این امر می تواند باعث شکست ولتاژ و وقوع پدیده ولتاژ کولپس شود که می توانند مشکلات عمده ای را برای کل سیستم قدرت ایجاد کند.

۱-۲- تاریخچه و مروری بر کارهای انجام شده

از سال ۱۹۶۰ نوسانات فرکانس پایین در هنگام اتصال صنایع بزرگ به سیستمهای برق در این سیستمها دیده شده است. در این حالت اگر هیچ عنصر و یا ساختاری برای حذف این نوسانات موجود نباشد، ممکن است پایداری و سنکرونیزم در این سیستمها از دست رفته و خاموشیهای منطقه ای و مقطعی و یا سراسری ایجاد گردد. سیستمهای قدرت به عنوان سیستمهای بزرگ غیر خطی که خواص غیر خطی زیادی از خود نشان می دهند مطرح هستند که ممکن است تحت نوسانات کوچک و یا بزرگ الکترومکانیکی قرار گیرند. از سوی دیگر به دلیل وجود سرمایه گذاریهای بسیار زیاد در بخش برق و یا بخشهایی که از انرژی برق استفاده می کنند قطعیهای مکرر و نیز ناپایداریهای بوجود آمده در سیستم می تواند باعث ایجاد ضررهای زیادی به بخشهای مختلف گردد. به همین دلیل لازم است وسایل و سیستمهای کنترلی در سیستم قدرت ایجاد گردد که ضمن حذف نوسانات بوجود آمده در سیستم پایداری و قابلیت اطمینان آنها افزایش داده و امکان استفاده بیشتر و بهتر از سیستمهای قدرت را بوجود آورد.

بحث این پایدار سازها و لزوم آنها از سالهای ۱۹۲۰ و پس از گزارش اولین ناپایداریهای بوجود آمده در سیستمهای قدرت حالت جدی به خود گرفت که منجر به ایجاد و گسترش پایدار سازهای سیستم قدرت^۱ PSSها و سپس ادوات پیشرفته تر، همچون ادوات FACTS، گردید. به همین دلیل PSSها به عنوان ابزارهای اقتصادی و موثر در حذف نوسانات معمولاً مورد توجه و استفاده هستند. پایدار سازهای سیستم قدرت PSSها با اعمال فید بکها و سیگنالهای کنترلی مناسب باعث حفظ پایداری این سیستمها می گردند. به عبارت دیگر، در راستای مقابله با نوسانات فرکانس پایین یکی از روشهای کارآمد و معمول استفاده از یک سیگنال اضافی در سیستم تحریک ژنراتور است. وظیفه

^۱ Power System Stabilizer

تولید و اعمال این سیگنال اضافی را پایدار ساز سیستم قدرت (PSS) به عهده دارد. PSS به شرطی کار رضایت بخش خود را انجام خواهد داد که درست تنظیم شده باشد. برای تنظیم درست آن لازم است مدل خطی سیستم بررسی و تحلیل شود. یک پایدار ساز، گشتاور مثبت جهت دمپ کردن (حذف) نوسانات سیستم قدرت در جهت موافق با فاز سیگنال های سرعت اعمال می کند تا در اثر آن اثر گشتاور های منفی نوسانات (ایجاد کننده نوسانات) خنثی گردد.

یک پایدار ساز زمانی می تواند اثر قابل توجهی در سیستم قدرت و حذف نوسانات آن داشته باشد که پارامترهای آن به شکل مناسبی طراحی و تنظیم شده باشند. یکی از مشکلات این قبیل پایدار سازها ثابت بودن ضرایب آنها و پارامترهای معین کننده عملکرد آنهاست. به همین دلیل پایدار ساز فقط در محدوده مشخصی قادر به اعمال سیگنال کنترلی کارا است و در سایر حالات عملکرد سیستم، ممکن است سیگنال های تولیدی توسط آن چندان کارایی مناسبی در حذف نوسانات سیستم نداشته باشند. به همین دلیل تلاشهایی برای افزایش کارایی پایدار سازها در شرایط مختلف عملکرد سیستم های قدرت انجام شده است. از سوی دیگر طراحی پایدار سازهای کلاسیک نیازمند داشتن یک مدل از سیستم مورد نظر است که خصوصا در شبکه های بزرگ وجود این مدل عملا بسیار مشکل است. به همین دلیل استفاده از روشهای جدید تر مورد توجه واقع شده است.

تکنیکهایی نظیر روش لیاپانف، خطی سازی فیدبکی و مد لغزشی به مسئله پایداری گذرا برای مدل های ژنراتورهای سنکرون غیر خطی در سیستم قدرت رسیدگی کرده اند. ترکیب این تکنیکها، نظیر تکنیک مد لغزشی و اغتشاش ویژه^۱، که یک روش مناسب برای دسترسی به هدفهای کنترل کلاسیک سیستمهایی که دارای عدم قطعیت پارامتریک هستند، نیز انجام شده است. اخیرا یک الگوریتم طراحی کنترلر [۴] و یک الگوریتم طراحی رویترگر [۵] بطور جداگانه برای یک کلاس از سیستمهای غیر خطی

¹ Singular perturbation

ارائه شده است. هر دو طراحی شامل ترکیب تبدیل یکسان^۱ می باشند که سیستم اصلی را بطور جداگانه به سیستمهایی تا حدودی خطی به فرم کانونیکال کنترل پذیر و رویتگر تبدیل میکنند. قسمتی از غیر خطی های ظاهر شده در سیستم تبدیل یافته بوسیله کنترل کننده و رویتگر جبران شده است. تاثیر غیر خطی های باقیمانده ، بوسیله انتخاب مقتضی پارامترهای طراحی کنترل کننده و رویتگر از طریق روش بهره بالا^۲ برطرف شده است.

در این پروژه یک الگوریتم طراحی رویتگر و کنترل کننده را برای یک کلاس ویژه از سیستمهای غیر خطی که شامل مدل ژنراتورهای سنکرون در سیستم قدرت میباشد را ارائه میدهیم. سپس با استفاده از کنترل کننده و رویتگر پیشنهادی ، یک کنترلر تحریک بر پایه رویتگر را برای ژنراتور سنکرون در سیستم قدرت ، طراحی میکنیم. و از طریق شبیه سازی نشان داده میشود که کنترل کننده در مقابل قطعتهای پارامتری مقاوم^۳ است.

شبیه سازی های انجام شده در این پروژه برای سیستم قدرت، در محیط SIMULINK نرم افزار MATLAB انجام پذیرفته است

۱-۳- فهرست مطالب پایان نامه:

در این بخش به معرفی اجمالی فصل های مختلف پایان نامه می پردازیم:

• در فصل اول ضمن بیان مقدمه ای درباره پایداری سیستم های قدرت و انواع

آن، مروری بر کارهای انجام شده برای این منظور صورت پذیرفته است

^۱ Similarity transformation

^۲ High-Gain

^۳ Robust

- در فصل دوم ضمن بیان تاریخچه و کلیاتی در مورد تخمین حالت ساختار و خواص رُویتگرها مورد بررسی قرار گرفته است. در پایان این فصل مقایسه ای بین سه نوع رُویتگر حالت انجام شده است.
- در فصل سوم ضمن بیان علت استفاده از نرم افزار SIMULINK برای شبیه سازی، مدل سازی سیستم قدرت SMIB صورت گرفته است.
- در فصل چهارم الگوریتم طراحی رُویتگر و کنترلر برای کلاس ویژه ای از سیستمهای غیر خطی که شامل سیستم SMIB مورد بررسی ما نیز می باشد، آورده شده است.
- در فصل پنجم الگوریتم بیان شده در فصل چهارم به سیستم مورد بررسی ما اعمال شده، کل سیستم شبیه سازی شده و مقاوم بودن سیستم در مقابل اغتشاشات نشان داده شده است.
- در فصل ششم به بیان نتایج حاصل از کارهای انجام شده پرداخته ایم و پیشنهاداتی را برای بهبود کار و یا ادامه آن در آینده مطرح نموده ایم.

فصل دوم:

انواع رؤیتگرها

مقدمه

در این فصل، نخست به تاریخچه و کلیاتی در مورد تخمین حالت و رؤیتگرها اشاره کرده، سپس رؤیتگرها را از نقطه نظر ساختاری بررسی کرده و خواص آنها را بیان خواهیم کرد. در بخش آخر مقایسه ای بین سه نوع رؤیتگر حالت انجام شده است.

۲-۱- تخمین حالت

کنترل مؤثر یک فرآیند نیازمند اطلاعات پیوسته‌ای از متغیرهای حالت فرآیند می‌باشد. در عمل این متغیرهای حالت به ندرت قابل دسترس می‌باشند، رؤیتگرهای حالت، متغیرهای حالت مهم اما غیرقابل دسترس را برای ما دوباره بازسازی می‌کنند.

سیستم دینامیکی‌ای را که متغیرهای حالت آن، تخمینی از متغیرهای حالت مستقیم دیگری باشد، رؤیتگر آن سیستم می‌نامند. این عبارت اولین بار توسط لیونبرگر در سال ۱۹۶۳ میلادی وارد نظریه سیستم‌های خطی شد. لیونبرگر نشان داد که می‌توان برای هر سیستم خطی رؤیت‌پذیر،

رویتگری با این خاصیت طراحی نمود که خطای تخمین آن، یعنی تفاضل بین حالت واقعی سیستم و حالت رویتگر، با هر سرعت مورد نظری صفر گردد.

در واقع رویتگر سیستم دینامیکی است که ورودیهای آن ورودی و خروجی سیستم و خروجی آن متغیرهای حالت تخمین زده شده هستند.

چند سال قبل از معرفی رویتگرها توسط لیونبرگر، کالمن و باسی دو مقاله مشهور در زمینه «فیلتر کردن» و «پیش بینی کردن» خطی منتشر کردند. ایشان در این دو مقاله تخمین زننده حالتی را تعریف کردند که نسبت به نویز فرآیند و نویز مشاهده بهینه است. این تخمین زننده حالت، که اکنون فیلتر کالمن نامیده می شود، ساختار یک رویتگر خطی را دارد. بنابراین، به عبارتی دیگر می توان رویتگر خطی را فیلتر کالمن بهینه در نظر گرفت.

روشهای تخمین حالت از اواسط دهه هفتاد میلادی آغاز شده. کالمن فیلتر و رویتگر لیونبرگر جزء اولین موارد بودند: از آن به بعد، تلاشهای متعددی در طراحی رویتگرها با استفاده از این دو روش انجام شد. بسیاری از این تلاشها، توسعه و بسط مستقیمی از این دو طراحی بودند^۱، نظیر کالمن فیلتر توسعه یافته^۲ و رویتگر لیونبرگر توسعه یافته^۳،

اگرچه چندین مطالعه، نقصان این روشها را برای فرآیندهای خیلی غیرخطی نشان دادند^۴. زیرا این روشها از خطی شده مدل فرآیند غیرخطی استفاده می کنند.

از سال ۱۹۸۰، روشهای تخمین حالت متنوعی برای سیستمهای غیرخطی توسعه یافت. روشهایی از قبیل: رویتگرهای حالت غیرخطی مدار باز^۵، تخمین حالت از طریق فرمولبندی اپتیمم^۶

¹ JO and KOFF, 1976; OGUNNAIKE, 1994; ROBERTSON, 1995; LIOTTA, 1997

² EKF

³ ELO

⁴ KANTOR, 1989; TATIRAJU and SOROUGH, 1997

⁵ DAUTIDIS and KRAVARIS, 1992; SOROUGH and KRAVARIS, 1994

⁶ BEQUETTE, 1991; MICHALSKA and MAYNE, 1995

رؤیت‌گرهای بهره‌بالا^۲، روش تزریق خروجی^۳، رؤیت‌گرهای مجانبی^۴ و رؤیت‌گرهای کاهش مرتبه یافته حلقه بسته^۵،

۲-۲- تخمین حالت مقاوم:

از آنجایی که تخمین‌گر در اصل بر اساس مدل دستگاه می‌باشند و یک مدل کامل نادر است هر نقصان در مدل دستگاه یا حضور اغتشاش می‌تواند اجرای تخمین‌گر را کاهش دهد. چندین تلاش برای توسعه تخمین‌گرهای مقاوم در دهه گذشته صورت گرفته است.^۶

اکثر روشهای عمومی برای تخمین مقاوم در نوشته‌ها، تخمین پارامتر و حالت همزمان را بوسیله ساختن یک مدل برای نشان دادن دینامیکهای پارامتر یا تخمین اغتشاش بوسیله فرض یک مدل تصادفی. اختیار می‌کنند^۷،

برای مثال سیکارلا در سال ۱۹۹۵ از ترکیب تخمین پارامتر و حالت برای طراحی یک رؤیت‌گر مقاوم برای سیستمهای غیرخطی زمان گسسته استفاده کرد. او از یک تبدیل خطی سیستم غیرخطی اصلی استفاده کرد که بدست آوردن آن برای سیستمهای پیچیده مشکل است. همچنین، اجرای رؤیت‌گر مقاوم اکیداً محلی است. مک گرگور و کزوب در سال ۱۹۹۲ و گنون در سال ۱۹۹۱ از

^۱ BEQUETTE, ۱۹۹۱; MICHALSKA and MAYNE, ۱۹۹۵

^۲ ZEITZ, ۱۹۸۷, VAN DOOTINGH, ۱۹۹۲; DEZA, ۱۹۹۲

^۳ KRENER and ISIDORI, ۱۹۸۳; KRENER and RESPONDEK, ۱۹۸۵

^۴ DOCHAIN, ۱۹۹۲

^۵ SOROUGH, ۱۹۹۲; TATIRAJU and SOROUGH, ۱۹۹۷; TATIRAJU, ۱۹۹۹

^۶ GAGNOON and MACGREGOR, ۱۹۹۱; WANG and BALAKRISHNAN, ۱۹۹۹

^۷ GAGNON and MacGREGOR, ۱۹۹۱; KOZUB and MacGREGOR, ۱۹۹۲; CICCARELLA, ۱۹۹۵

یک کالمن فیلتر توسعه یافته برای تخمین پارامتر و حالت با هم استفاده کردند. هرچند، آنها قادر به تخمین همه عناصر بردار حالت به طور مقاوم نبودند.

کرتز و هسن در سال ۱۹۹۸ دو رؤیتگر مقاوم مرتبه کاهش یافته و مرتبه کامل را ارائه دادند که از یک مدل گام تصادفی برای تخمین اغتشاش همزمان با تخمین حالت استفاده کردند. تخمین پارامتر و حالت همزمان، هنگامی مهم است که علاقمند به شناخت پارامترهای فرآیند باشد.

از آنجایی که برای تخمین همیشه یک مدل مورد نیاز است و مدل دقیق نادر است، مقاوم بودن تخمین (در مقابل ضعف مدل فرآیند) از اهمیت بیشتری نسبت به مقاوم بودن در کنترل برخوردار است.

۲-۳- ساختار و خواص رؤیتگرها

فرض کنید که سیستم دینامیکی در نمایش معمول فضای حالت به صورت زیر داده شده

است

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1-2)$$

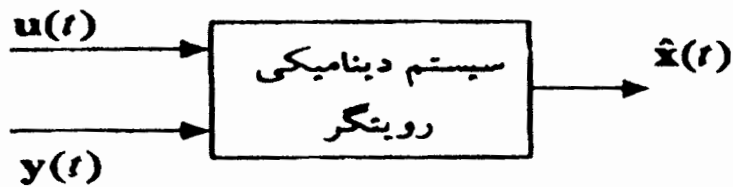
برای این سیستم کنترل کننده فیدبک حالت $u(t) = -Kx(t)$ با فرض در دسترس بودن $x(t)$

برای اندازه گیری، طراحی شده است. ولی بجای آنکه بتوان حالت $x(t)$ را اندازه گرفت، تنها می توان

خروجی سیستم را به صورت زیر اندازه گیری کرد

$$y(t) = Cx(t) \quad (2-2)$$

$y(t)$ را متغیر اندازه گیری شده می نامند.



شکل ۱-۲- سیستم دینامیکی رُویتگر

اکنون سیستم دینامیکی را همانند شکل (۱-۲) در نظر بگیرید، که ورودیهای آن u و

y و خروجی آن \hat{x} باشد. معادله فضای حالت این سیستم دینامیکی عبارتست از

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x}(t) + \hat{B}u(t) + Ly(t) \quad (۳-۲)$$

که در آن \hat{x} برداری n -بعدی است و ماتریسهای \hat{A} و \hat{B} و L را باید چنان انتخاب نمود که

خطای رُویت زیر

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (۴-۲)$$

به طور مجانبی به صفر میل کند. این روش برخورد با طراحی رُویتگر، روش لیونبرگر است.

با بکارگیری معادلات (۱-۲) و (۴-۲) می توان یک معادله دینامیکی برای خطا به صورت

زیر بدست آورد

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = Ax(t) + Bu(t) - \hat{A}[x(t) - e(t)] - \hat{B}u(t) - LCx(t) \\ &= \hat{A}e(t) + (A - LC - \hat{A})x(t) + (B - \hat{B})u(t) \end{aligned} \quad (۵-۲)$$

اگر بخواهیم که خطای رُویت مستقل از $x(t)$ و $u(t)$ به طور مجانبی صفر گردد، باید ضرایب

$x(t)$ و $u(t)$ را در معادله (۵-۲) برابر صفر قرار دهیم و \hat{A} متناظر با سیستم دینامیکی پایدار باشد.

بنابراین

$$\hat{A} = A - LC$$

$$\hat{B} = B$$

(۷-۲)

از این رو انتخاب \hat{A} و \hat{B} و L دلخواه نیست. در واقع هیچ انتخابی در گزینش \hat{B} وجود ندارد و باید برابر ماتریس کنترل B قرار داده شود. \hat{A} نیز پس از انتخاب L تعیین میگردد. تنها ماتریسی را که میتوان انتخاب نمود ماتریس L است. با وارد کردن معادلات (۶-۲) و (۷-۲) در معادله (۳-۲)، داریم

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= (A - LC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ly(t) \\ &= (A - LC)\hat{x}(t) + \begin{bmatrix} B & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(t) \\ y(t) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (۸-۲)$$

معادله توصیف کننده رُویت گر (۸-۲)، به صورت معادله حالت سیستم (۱-۲) است. این معادله را می توان به صورت زیر نیز نوشت

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + L[y(t) - C\hat{x}(t)] \quad (۹-۲)$$

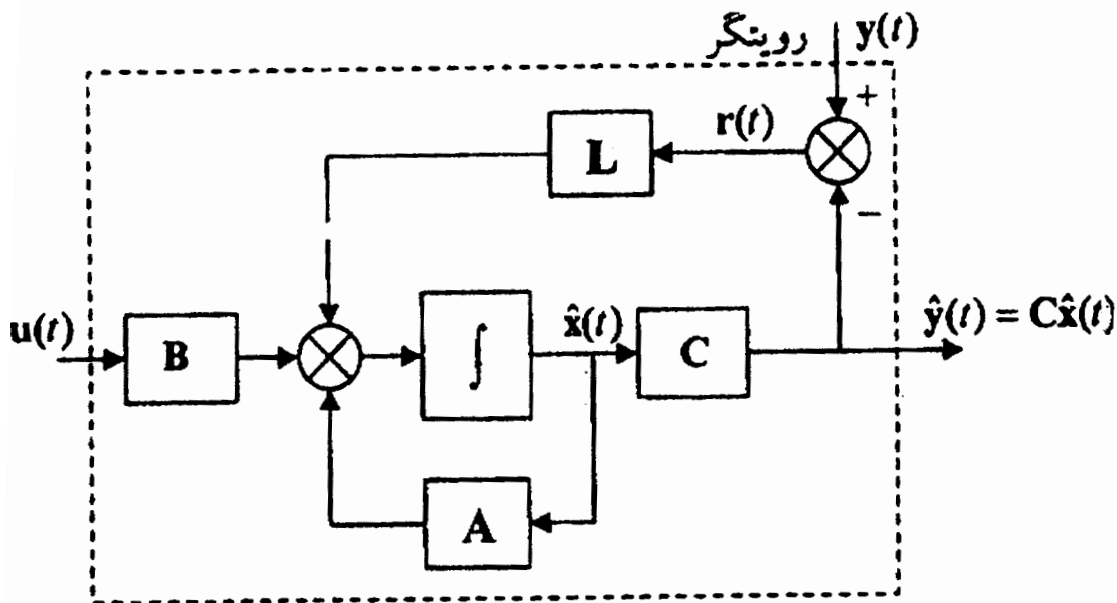
دیاگرام بلوکی رُویت گر داده شده با معادله (۸-۲) یا (۹-۲)، در شکل ۲-۲ نشان داده شده است.

ماتریس حالت سیستم $\hat{A} = A - LC$ است که در معادله (۵-۲)، معادله دینامیکی خطا نیز ظاهر می شود. با برآورده ساختن معادله های (۶-۲) و (۷-۲) معادله (۵-۲) به صورت زیر خواهد بود

$$\dot{e}(t) = \hat{A}e(t) \quad (۱۰-۲)$$

برای آنکه خطا به طور مجانبی به صفر نزدیک شود، لازم است که \hat{A} ماتریسی پایدار باشد.

یعنی آنکه، مقادیر ویژه ماتریس حلقه بسته $\hat{A} = A - LC$ در سمت چپ محور موهومی قرار گیرند. به مقادیر مشخصه ماتریس \hat{A} قطب های رُویتگر گویند.



شکل ۲-۲- بلوک دیاگرام رُویتگر خطی

اگر بیش از یک خروجی داشته باشیم، ماتریس L منحصر بفرد نیست و درجه آزادی بیشتری در انتخاب L خواهیم داشت. جهت دستیابی به عملکرد رضایتبخش رُویتگر، به این نکته برای انتخاب L توجه کنید که برای همگرایی سریع خطای رُویت به صفر بایستی قطبهای رُویتگر را هرچه دورتر از محور موهومی، در سمت چپ صفحه s ، قرار داد. لیکن این جایگزینی قطب ها، بهره زیاد ماتریس L را لازم دارد که رُویتگر را به هر نویز اندازه گیری که با خروجی سیستم $y(t)$ جمع گردد، بسیار حساس می کند. فیلتر کالمن مصالحه ای بین سرعت صفر شدن خطای رُویت و مسأله نویز اندازه گیری منجر می گردد.

شرط لازم و کافی وجود بهره رُویتگر L برای جابجایی قطبهای رُویتگر، رُویت پذیری

سیستم است. برای نشان دادن این مطلب توجه کنید که

$$\det[\lambda I - (A - LC)] = \det[\lambda I - (A^T - C^T L^T)] \quad (11-2)$$

طرف راست معادله (۱۱-۲) همانند مسأله جایابی قطب است و مقادیر ویژه $A^T - C^T L^T$ را در صورتی می توان با انتخاب مناسب L^T در مکانهای دلخواه جایگزین کرد که جفت (A^T, C^T) کاملاً کنترل پذیر باشد. جفت (A^T, C^T) کاملاً کنترل پذیر است اگر فقط اگر جفت (A, C) کاملاً رُویت پذیر باشد و یا به عبارت دیگر ماتریس رُویت پذیری سیستم رتبه کامل باشد.

۲-۴- رُویتگرهای مرتبه کاهش یافته

مرتبه رُویتگر داده شده با معادله (۸-۲)، برابر با مرتبه سیستم اصلی است. این رُویتگر تمامی متغیرهای حالت سیستم را تخمین می زند و لذا آنرا رُویتگر مرتبه کامل می نامند. در بسیاری از موارد عملی و کاربردهای صنعتی، می توان متغیرهای حالت را به دو دسته تقسیم کرد: آنهایی که مستقیماً قابل اندازه گیری اند و در دسترس هستند و آنهایی که دسترسی مستقیم به آنها امکان پذیر نیست. در این حالت، تخمین کلیه متغیرهای حالت لزومی ندارد و می توان تنها متغیرهای دسته دوم را تخمین زد. مرتبه رُویتگر در این حالت کمتر از مرتبه سیستم اصلی است و چنان رُویتگرهایی را رُویتگرهای مرتبه کاهش یافته می نامند.

در این بخش، روش طراحی رُویتگرهای مرتبه کاهش یافته لیونبرگر را بررسی می کنیم.

سیستم خطی و رُویت پذیر توصیف شده با معادلات حالت و خروجی زیر را در نظر بگیرید

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

(۱۲ و ۱۱-۲)

$$y(t) = Cx(t)$$

که در آن بردار حالت $x(t)$ n -بعدی، بردار ورودی $u(t)$ m -بعدی و بردار خروجی $y(t)$ l -بعدی است. لیونبرگر نشان داده است که می توان برای سیستم داده شده با معادلات (۱۱-۲) و (۱۲-۲) رُیتگر مرتبه $n-l$ را با حالت $z(t)$ چنان طراحی کرد که تخمینی از ترکیب خطی متغیرهای حالت سیستم باشد. این ترکیب خطی را می توان بدینصورت نوشت

$$z(t) = Lx(t) \quad (۱۳-۲)$$

که در آن L ماتریس $(n-l) \times n$ بعدی است. سیستم دینامیکی رُیتگرهای مرتبه کاهش یافته لیونبرگر با بردار حالت $z(t)$ عبارتست از

$$\dot{z}(t) = Dz(t) + Ty(t) + Ru(t) \quad (۱۴-۲)$$

که در آن D ، T ، R و ماتریسهای ثابت با ابعاد $(n-l)(n-l)$ ، $(n-l)l$ و $(n-l)m$ است. مسأله طراحی رُیتگر لیونبرگر، تعیین این ماتریس ها است.

فرض کنید که ماتریس تبدیل L وجود دارد که رابطه ماتریسی زیر را برآورده می کند

$$LA - DL = TC \quad (۱۵-۲)$$

و ماتریس R را بدین صورت تعریف می کنیم

$$R = LB \quad (۱۶-۲)$$

در واقع، می توان نشان داد که اگر مقادیر ویژه ماتریس D (که توسط طراح انتخاب می شوند)، تکراری نبوده و مخالف مقادیر ویژه A باشند، آنگاه معادله (۱۵-۲) جواب منحصر بفردی برای L دارد. از معادلات (۱۱-۲) و (۱۴-۲)، داریم

$$\begin{aligned}\dot{z}(t) - L\dot{x}(t) &= Dz(t) + Ty(t) + Ru(t) - LAx(t) - LBu(t) \\ &= Dz(t) + Ty(t) - LAx(t)\end{aligned}\quad (۱۷-۲)$$

با جایگزینی برای LA از معادله (۱۵-۲) در معادله (۱۷-۲)، داریم

$$\dot{z}(t) - L\dot{x}(t) = D[z(t) - Lx(t)] \quad (۱۸-۲)$$

پاسخ معادله دینامیکی (۱۸-۲)، برای $t \geq 0$ عبارت است از

$$z(t) - Lx(t) = e^{Dt} [z(0) - Lx(0)] \quad (۱۹-۲)$$

که در آن $z(0)$ و $x(0)$ به ترتیب شرایط اولیه بردارهای $z(t)$ و $x(t)$ می باشند. همانطور که معادله (۱۹-۲) نشان می دهد، مقادیر ویژه D نرخ صفر شدن خطای رُویت یا نرخ رسیدن مقادیر تخمین زده شده به مقادیر واقعی را تعیین می کند. ماتریس D ، ماتریس رُویتگر است و در تعیین مقادیر ویژه آن برای دستیابی به عملکرد مناسب سیستم کنترل فیدبک حالت با رُویتگر مرتبه کاهش یافته لیونبرگر باید دقت کافی را به عمل آورد.

بردار حالت تخمین زده شده $\hat{x}(t)$ از دو بخش تشکیل می گردد. بخشی از آن با اندازه گیری $y(t)$ و بخش دیگر با تخمین $z(t)$ از $Lx(t)$ بدست می آید. لذا از معادلات (۱۲-۲) و (۲-۱۳)، داریم

$$\begin{bmatrix} y(t) \\ z(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ L \end{bmatrix} \hat{x}(t) \quad (۲۰-۲)$$

با فرض رتبه کامل بودن ماتریس $\begin{bmatrix} C^T & L^T \end{bmatrix}^T$ ، بدست می آوریم

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} C \\ L \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y(t) \\ z(t) \end{bmatrix} \quad (۲۱-۲)$$

با تعریف

$$\begin{bmatrix} C \\ L \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 \end{bmatrix} \quad (22-2)$$

معادله (۲۱-۲)، بدین صورت بازنویسی می شود

$$\hat{x}(t) = F_1 y(t) + F_2 z(t) \quad (23-2)$$

که در آن

$$F_1 C + F_2 L = I_n \quad (24-2)$$

طراحی رُویتگر لیونبرگر تعریف شده با معادله (۲۴-۲) به تعیین ماتریس های D ، T و R بستگی دارد و به عبارت دیگر، به حل معادله ماتریسی (۲۵-۲) وابسته است. این معادله ماتریسی باید به گونه ای حل شود که ماتریس L رتبه کامل داشته و ماتریس تعریف شده در معادله (۲۰-۲) ناویژه باشد. در اینجا یکی از روشهای طراحی رُویتگر لیونبرگر را ارائه می دهیم. نخست ماتریس D را انتخاب کرده و سپس L و T را حل می کنیم. به مراحل طراحی زیر توجه کنید

مرحله اول: ماتریس D را با تعیین $n-1$ مقادیر ویژه رُویتگر تعیین کنید.

مرحله دوم: ماتریس تبدیل ناویژه Q را بدست آورید که

$$CQ = \begin{bmatrix} 0_{l,n-1} & I_l \end{bmatrix} \quad (25-2)$$

و حاصلضرب LQ را به صورت زیر تفکیک کنید:

$$LQ = \begin{bmatrix} I_{n-1} & \tilde{L}_{n-l,l} \end{bmatrix} \quad (26-2)$$

معادله (۲۶-۲) رتبه کامل بودن ماتریس L را تضمین می کند.

مرحله سوم: با ماتریس تبدیل Q، ماتریس \tilde{A} را به صورت زیر تفکیک کنید:

$$\tilde{A} = Q^{-1}AQ = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & \tilde{A}_{12} \\ \tilde{A}_{21} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} \quad (27-2)$$

که در آن، تفکیک \tilde{A} متناظر با تفکیک LQ داده شده با معادله (26-2) است.

مرحله چهارم: از معادله (15-2) داریم

$$LQ(Q^{-1}AQ) - D(LQ) = T(CQ) \quad (28-2)$$

با جایگزینی معادلات (25-2)؛ (26-2) و (27-2) در معادله (28-2)، بدست می آوریم

$$\tilde{A}_{11} + \tilde{L}\tilde{A}_{21} = D \quad (29-2)$$

و

$$\tilde{A}_{12} + \tilde{L}\tilde{A}_{22} - D\tilde{L} = T \quad (30-2)$$

سپس از معادله (29-2)، \tilde{L} و از معادله (30-2)؛ T را بدست آورید.

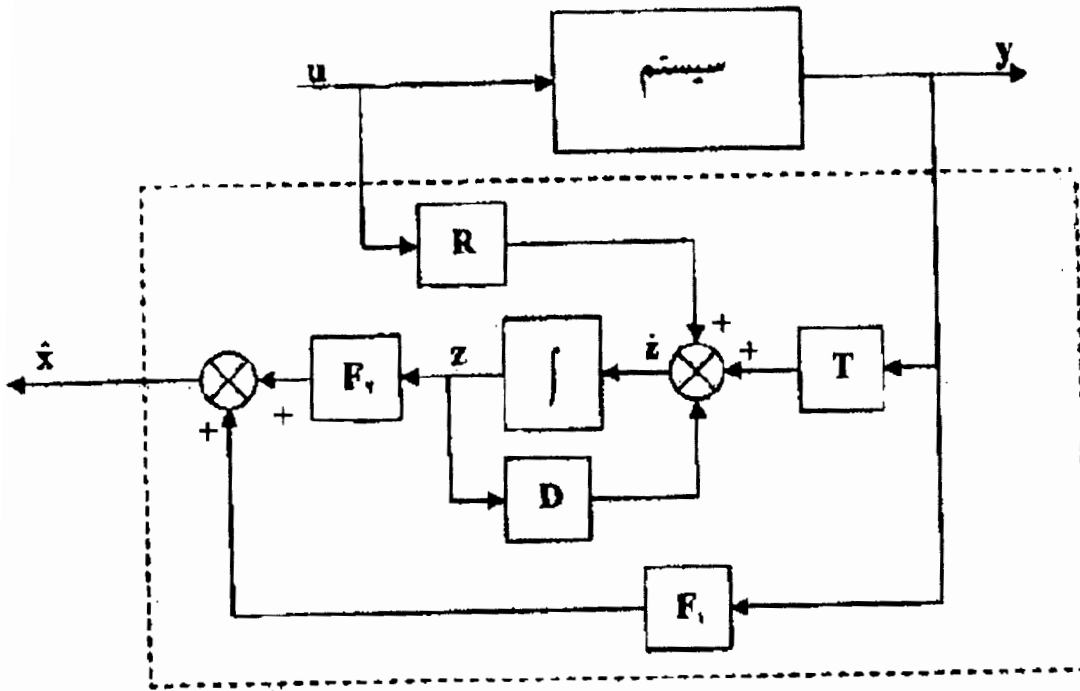
مرحله پنجم: در این مرحله، ماتریس های L و R را به ترتیب زیر از معادله های

$$L = \begin{bmatrix} I_{n-1} & \tilde{L}_{n-1,l} \end{bmatrix} Q^{-1} \quad (31-2)$$

و معادله (16-2)، پس از جایگزینی برای L بدست آورید. سپس ماتریس های F1 و F2 را

از معادله (22-2) تعیین کنید.

دیگرام بلوکی رؤیتگر مرتبه کاهش یافته لیونبرگر در شکل 2-3 نشان داده شده است.



شکل ۲-۳- رُویتگر مرتبه کاهش یافته لیونبرگر

۲-۵- طراحی سیستم های کنترل فیدبک حالت با رُویتگر

یکی از مفروضات مهم طراحی فیدبک حالت $x(t)$ برای اندازه گیری و فیدبک است.

در بخش های قبل، طراحی رُویتگرها برای تخمین بردار حالت سیستم ارائه گردید. در

طراحی رُویتگر، فرض می شود که متغیر اندازه گیری شده خروجی به صورت

$$y(t) = Cx(t) \quad (۲-۳۲)$$

برای اندازه گیری و فیدبک در دسترس است. در اینجا، حالت های تخمین زده شده توسط

رُویتگر را، با طراحی فیدبک حالت ترکیب خواهیم کرد و با این کار مشکل عدم دسترسی به حالتها

را در سیستم کنترل فیدبک حالت بر طرف خواهیم نمود.

۲-۵-۱- ساختار سیستم کنترل فیدبک حالت با رُویتگر مرتبه کامل

سیستم کنترل پذیر و رُویت پذیر توصیف شده با معادلات حالت و خروجی زیر را در نظر

بگیرید

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

(۳۴-۲)

$$y(t) = Cx(t)$$

کنترل کننده فیدبک حالت را به صورت زیر در نظر گرفتیم

$$u(t) = -Kx(t)$$

(۳۵-۲)

اگر بردار حالت سیستم برای اندازه گیری و فیدبک در دسترس نباشد، راه حل طبیعی آن

است که رُویتگر مرتبه کاملی به صورت زیر برای سیستم طراحی کنیم

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - C\hat{x}(t)]$$

(۳۶-۲)

و سپس کنترل کننده را با حالت تخمین زده شده ترکیب کنیم:

$$u(t) = -K\hat{x}(t)$$

(۳۷-۲)

که در آن K ماتریس بهره فیدبک داده شده در معادله (۳۵-۲) است. جایگزینی معادله (۲-۲)

(۳۷) در معادله (۳۶-۲) می دهد

$$\dot{\hat{x}}(t) = [A - BK - LC]\hat{x}(t) + Ly(t)$$

(۳۸-۲)

از معادلات (۳۲-۲)، (۳۳-۲)، (۳۷-۲)، (۳۸-۲)، معادله حلقه بسته سیستم به صورت زیر

بدست می آید:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -BK \\ LC & A - LC - BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix}$$

(۳۹-۲)

اکنون خطای تخمین را به صورت زیر تعریف کنید

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (40-2)$$

معادله دینامیکی حاکم بر سیستم خطا، با مشتق گیری از معادله (۴۰-۲) و جایگذاری از

(۳۳-۲) و (۳۶-۲) بدست می آید

$$\dot{e}(t) = [A - LC]e(t) \quad (41-2)$$

جایگزینی $\hat{x}(t) = x(t) - e(t)$ در معادله (۳۷-۲) و بکارگیری معادله (۳۳-۲) خواهد

داد

$$\dot{x}(t) = [A - BK]x(t) + BKe(t) \quad (42-2)$$

با در نظر گرفتن معادله (۴۱-۲)، مشاهده می شود که با انتخاب مناسب ماتریس بهره L

معادله (۴۱-۲) پایدار مجانبی است و $e(t)$ به صفر میل خواهد کرد.

اکنون معادله (۴۲-۲)، را در نظر می گیریم. در صورتی که سیستم زیر پایدار مجانبی

باشد، $x(t)$ به صفر میل خواهد کرد.

$$\dot{x}(t) = [A - BK]x(t) \quad (43-2)$$

با فرض کنترل پذیری حالت، همواره می توان K را به گونه ای تعیین کرد که سیستم

داده شده با معادله (۴۳-۲) پایدار مجانبی باشد. بنابراین، مشاهده می شود که پیدا کردن ماتریس

های بهره L و K به گونه ای که معادله های (۴۱-۲) و (۴۲-۲)، سیستم پایدار مجانبی را تشکیل

دهند امکان پذیر است.

برای تحلیل بیشتر سیستم حلقه بسته (۳۹-۲)، ماتریس تبدیل زیر را تعریف کنید

$$T = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix}, \quad T^{-1} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix}$$

با اعمال این تبدیل به معادله (۲-۳۹)، بدست می آوریم

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (۲-۴۴)$$

مقادیر مشخصه سیستم داده شده با معادله (۲-۴۴)، که همان مقادیر مشخصه سیستم

حلقه بسته داده شده با معادله (۲-۳۹) هستند، از رابطه زیر بدست می آیند

$$\det \begin{bmatrix} sI - A + BK & -BK \\ 0 & sI - A + LC \end{bmatrix} = \det(sI - A + BK) \det(sI - A + LC) \quad (۲-۴۵)$$

در نتیجه، مجموعه مقادیر ویژه حلقه بسته از مقادیر مشخصه A-BK (قطب های داده شده

با کنترل فیدبک حالت) و مقادیر مشخصه A-LC (قطب های رُویتگر) تشکیل می شود.

بنابراین، از نتایج بدست آمده داریم که مسئله تعیین رُویتگر پایدار مجانبی و کنترل کننده

فیدبک حالت پایدار مجانبی را می توان به طور جداگانه در نظر گرفت، زیرا که ترکیب آنها به یک

سیستم کنترل پایدار مجانبی خواهد انجامید. به این واقعیت که می توان کنترل کننده فیدبک حالت

و رُویتگر را بطور مجزا طراحی نمود، اصل جداپذیری می گویند.

۲-۵-۲- ساختار سیستم کنترل کننده فیدبک حالت با رُویتگرهای مرتبه کاهش یافته

در این بخش با فرض کنترل پذیری و رُویت پذیری داده شده با معادلات (۲-۳۳) و (۲-۲)

(۳۴)، از متغیر اندازه گیری شده خروجی برای تخمین حالت های سیستم با رُویتگر مرتبه کاهش یافته

استفاده می کنیم.

معادله دینامیکی رُویتگر مرتبه کاهش یافته عبارت است از :

$$\dot{z}(t) = Dz(t) + Ty(t) + Ru(t) \quad (۲-۴۶)$$

و تخمین متغیرهای حالت سیستم از رابطه زیر بدست می آید

$$\hat{x}(t) = F_1 y(t) + F_2 z(t) \quad (۴۷-۲)$$

با استفاده از متغیرهای حالت تخمین زده شده قانون کنترل فیدبک حالت عبارتست از

$$\begin{aligned} u(t) &= -K\hat{x}(t) \\ &= -KF_1 Cx(t) - KF_2 z(t) \end{aligned} \quad (۴۸-۲)$$

معادلات توصیف کننده سیستم کنترل حلقه بسته با رُویتگر مرتبه کاهش یافته عبارتند از

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK F_1 C & -BK F_2 \\ TC - LBK F_1 C & D - LBK F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ z(t) \end{bmatrix} \quad (۴۹-۲)$$

دینامیک خطای بین ترکیب خطی حالت های سیستم $Lx(t)$ و رُویتگر $z(t)$ ، بدین صورت

تعریف می شود

$$\dot{e}(t) = \dot{z}(t) - L\dot{x}(t) \quad (۵۰-۲)$$

با اعمال تبدیل خطی تعریف شده با ماتریس ناویژه تبدیل زیر

$$T = \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ L & I_{n-1} \end{bmatrix}$$

به سیستم حلقه بسته داده شده با معادله (۴۹-۲)، داریم

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & -BK F_2 \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (۵۱-۲)$$

بنابراین، از معادله (۲-۵۱) داریم که، قطب‌های سیستم حلقه بسته از قطب‌های حلقه بسته فیدبک حالت طراحی شده Λ -BK و رؤیتگر D تشکیل می‌شوند. این نتیجه را لیونبرگر بدین صورت بیان کرده است.

قضیه ۲-۱ - متناظر با سیستم مرتبه n کاملاً کنترل پذیر و رؤیت پذیر داده شده با معادلات (۲-۳۳) و (۲-۳۴) و l خروجیهای ناوابسته خطی، سیستم فیدبک دینامیکی مرتبه $n-l$ را می‌توان چنان طراحی کرد که $2n-l$ مقادیر ویژه سیستم ترکیب شده هر مقدار دلخواهی را اختیار کند.

۲-۶- مقایسه بین سه نوع رؤیتگر حالت

رؤیت‌گرها سیستم‌های دینامیکی هستند که خروجی آنها تخمین متغیرهای حالت سیستم است. در صورتی که تخمین و بازسازی کلیه متغیرهای حالت مورد نیاز باشد، از رؤیت‌گرهای مرتبه کامل و اگر تنها تخمین و بازسازی تعدادی از متغیرهای حالت مورد نیاز باشد از رؤیت‌گرهای مرتبه کاهش یافته استفاده می‌شود.

در اینجا یک مقایسه از عملکرد و مشخصات سه رؤیت‌گر حالت شامل: رؤیت‌گرهای بهره بالا^۱، مدل‌گزشی^۲ و حالت توسعه یافته^۳ را نشان می‌دهیم.

رؤیت‌گر بهره بالا اولین بار توسط اسفندیاری و خلیل ارائه شد که برای حل طراحی سیستم‌های غیرخطی بکار رفت.

¹ High-gain

² sliding mode

³ extended state

اولین کار بر روی رهیتر مد لغزشی بوسیله اسلوتین و توپکین انجام شد، افرادی مانند فرناندز از آن برای آشکار کردن جریان در سیستم‌های غیرخطی استفاده کردند. کلاس رهیترهای حالت توسعه یافته غیرخطی بوسیله هان در سال ۱۹۹۵ به عنوان یک طراحی رهیتر واحد ارائه شد. NESO در مسائل کنترل صنعتی کلیدی مورد تحقیق و آزمایش قرار گرفته است.

معیار ما برای مقایسه این سه نوع رهیتر حالت بر اساس تعقیب کردن خطاهای رهیتر در دو حالت ماندگار زودگذر و مقاوم بودن اجرا در مقابل نامعینی‌های دستگاه است. در زیر یک معرفی از تکنیکهای طراحی رهیتر موجود را ارائه می‌دهیم.

رهیترهای موجود:

یک سیستم دینامیک زمان پیوسته، نامتغیر با زمان خطی را در نظر بگیرید.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (52-2)$$

رهیتر لیونبرگر بوسیله

$$\hat{x}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - C\hat{x}(t)] \quad (53-2)$$

خطای تخمین

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (54-2)$$

رابطه دینامیک خطا

$$\dot{e} = (A - LC)e - Ae \quad (55-2)$$

بدست می‌آیند. خطای تخمین به صفر میل می‌کند اگر $\hat{A} = A - LC$ همه مقادیر ویژه‌اش در نیمه صفحه چپ باشد. طراحی رؤیت‌گر بستگی به انتخاب ماتریس بهره L دارد. رؤیت‌گر ابزار سودمندی است برای بدست آوردن اطلاعات متغیرهای داخلی یک سیستم که ناشناخته‌اند، بدین منظور از آن در کنترل، تخمین و دیگر کاربردهای مهندسی استفاده شده است. رقابت اصلی در این کاربردها آن است که طراحی رؤیت‌گر بستگی زیادی به درستی و دقت مدل ریاضی دستگاه در اینجا A و B و C دارد. برای معرفی توانایی رؤیت‌گرها در رابطه با نویز، اغتشاش و نامعینی، چندین تکنیک ارائه شده است که بطور خلاصه در زیر معرفی می‌شوند. برای سادگی و مقایسه، یک سیستم غیرخطی مرتبه دو بصورت زیر فرض شده است.

$$\dot{y}(t) = f(y(t), \dot{y}(t), w(t)) + b_0 u(t) \quad (56-2)$$

که $f(0)$ معرف دینامیکهای دستگاه اغتشاش است. w اغتشاش ورودی نامعین u سیگنال کنترل و y خروجی است.

۲-۶-۱- رؤیت‌گرهای مرتبه بالا:

رؤیت‌گر مرتبه بالا (HGO) برای دستگاه (۵۶-۲) بصورت:

$$\dot{\hat{x}}_1(t) = \hat{x}_2(t) + h_1(y(t) - \hat{x}_1(t)) \quad (57-2)$$

$$\dot{\hat{x}}_2(t) = f_0(0) + b_0 u(t) + h_2(y(t) - \hat{x}_1(t))$$

که $f_0(0)$ یک مدل خاص تابع غیرخطی $f(0)$ است. رابطه‌های خطای تخمین:

$$\dot{\hat{x}} = -h_1 \tilde{x}_1(t) + \tilde{x}_2$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -h_2 \tilde{x}_1 + \delta(x(t), \tilde{x}(t))$$

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix}$$

$$\delta(0) = f(0) - f_0(0)$$

در غیاب جمله اغتشاش $\delta(x, \tilde{x})$ ، خطای مجانبی بوسیله طراحی گین رویت گر به طوری

که ماتریس

$$A_0 = \begin{bmatrix} -h_1 & 1 \\ -h_2 & 0 \end{bmatrix}$$

هورویتز باشد، بدست می آید. برای این سیستم مرتبه دو، A_0 برای جهات معین h_1 و h_2

هورویتز است.

در حضور $\delta(x, \tilde{x})$ ، گین های رویت گر

$$h_1 = \frac{\gamma_1}{\varepsilon}, \quad h_2 = \frac{\gamma_2}{\varepsilon} \quad (58-2)$$

است که $0 < \varepsilon \leq 1$ و گین γ_1 و γ_2 از طریق جابجایی قطب بدست می آید.

۲-۶-۲- رویت گرهای مد لغزشی

رویت گر لغزشی (SMO) برای سیستم غیرخطی (w) بوسیله رابطه زیر تعریف شده است.

$$\dot{\hat{x}}_1 = \gamma_1 (y - \hat{x}_1) + \hat{x}_2 + k_1 \text{sign}(y - \hat{x}_1)$$

(59-2)

$$\dot{\hat{x}}_2 = \gamma_2 (y - \hat{x}_1) + f_0 + b_0 u + k_2 \text{sign}(y - \hat{x}_1)$$

ثابت‌های γ_1 و γ_2 برای قرار دادن قطب‌های سیستم خطی شده در مکان‌های مطلوب انتخاب شده‌اند. گین سوئیچینگ k_1 یک باند روی خطای تخمین حالت ماندگار x_2 است و k_2 بزرگتر از خطای مدل کردن $\delta(0)$ انتخاب شده است.

۲-۶-۳- رُویت‌گرهای حالت توسعه یافته غیرخطی (NESO)

دستگاه (۲-۵۶) را ابتدا بصورت زیر فرض می‌کنیم.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_1 + b_0 u \\ \dot{x}_3 &= h \\ y &= x_1\end{aligned}\quad (۲-۶۰)$$

که $f(y, \dot{y}, w)$ به عنوان یک حالت توسعه یافته x_3 رفتار می‌کند. فرض شده است که

$f(0)$ و مشتق آن $h = \dot{f}(y, \dot{y}, w)$ ناشناخته باشند. همان یک رُویت‌گر غیرخطی برای (۹) بصورت زیر ارائه داده است.

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2 + \beta_1 g_1(e) \\ \dot{z}_2 &= z_3 + \beta_2 g_2(e) + b_0 u \\ \dot{z}_3 &= \beta_3 g_3(e)\end{aligned}\quad (۲-۶۱)$$

که $e = y_1 - z_1$ ، z_3 تخمین تابع نامعین $f(0)$ است و

$$g_i(e, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} |e|^{\alpha_i} \text{sign}(e) & , |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha_i}} & , |e| \leq \delta \end{cases} \quad \delta > 0 \quad (2-62)$$

اگر α_i بین صفر و یک انتخاب شود، g_i گین بالا را می‌دهد، هنگامی که خطا کوچک است δ یک عدد کوچک است که برای محدود کردن گین در همسایگی مبدا استفاده می‌شود.

۲-۶-۴- مقایسه با استفاده از شبیه سازی

اگر سیستم خطی زیر را در نظر بگیریم.

$$\bar{y} = -1.41\dot{y} + 23.2u$$

که y خروجی و u ورودی است و سه رؤیت گر حالت توصیف شده در بالا را بر آن اعمال کنیم، از نتایج شبیه سازی آنها می‌توان فهمید که رؤیت گر حالت توسعه یافته در مقایسه با دو رؤیت گر مرتبه بالا و مد لغزشی اجرای بهتری دارد و در مقابل نامعینی‌ها و اغتشاشات خارجی مقاومتر است.

فصل سوم:

مدل سازی سیستم قدرت

مقدمه:

در این فصل ابتدا روابط سیستم قدرت مورد مطالعه را بدست آورده و مدل آن را شبیه سازی می کنیم.

برای شبیه سازی سیستم قدرت از نرم افزار SIMULINK موجود در MATLAB استفاده شده است. سیمولینک یک ابزار کارآمد و مفید در بسیاری از کاربردها از جمله حل معادلات غیرخطی، طراحی کنترلرهای عصبی و نیز کنترلرهای کلاسیک و بسیاری دیگر از کاربردهای مفید در مهندسی است که به همراه نرم افزار MATLAB ارایه می گردد که بسیاری از کاربردهای مفید آن بدلیل برخورداری از ساختار بلوکی و بانک جامع حاوی بلوک های متنوع است. به همین دلیل استفاده از سیمولینک در سیستم های قدرت می تواند به شکل گسترده انجام پذیرد. بیان معادلات خطی و غیر خطی حاکم بر سیستم های قدرت با بلوک های متناسب با آنها و نیز امکان اضافه نمودن کنترلرهای مورد نیاز، بدون نیاز به برنامه نویسی های طولانی، از جمله دلایل استفاده از این نرم افزار در تحلیل سیستم های قدرت است. در این بخش ضمن بیان معادلات حاکم بر هر کدام از بخش های سیستم قدرت نحوه شبیه سازی آنها توسط بلوک های موجود و نیز بلوک های مورد استفاده برای هر بخش از سیستم توضیح داده خواهند شد.

به شکل معمول برای تحلیل حالت های گذرای سیستم های قدرت استفاده از نرم افزارهایی شبیه EMTP و یا EMTDC معمول هستند که مبتنی بر روشهای حل گره ها و نیز انتگرال گیری به روش دوزنقه ای هستند. ولی این نرم افزار ها از لحاظ اضافه نمودن کنترلرها محدودیت هایی دارند. سیمولینک یک محیط باز و مناسب برای مدل سازی، تحلیل و شبیه سازی دینامیک سیستم های قدرت است. سیمولینک با استفاده یک محیط واسطه گرافیکی برای ارتباط با کاربر ایجاد می کند. در محیط سیمولینک هر سیستمی به راحتی با بلوک های استاندارد مدل سازی می شود و به سریعترین و آسان ترین حالت می توان نتایج و خروجی ها و یا هر بخش مورد نظر را مشاهده نمود. پارامترها و الگوریتم های مورد استفاده در سیمولینک می توانند به راحتی بر اساس شرایط مساله تغییر یابند. با توجه به این نکات نمای کلی و نکات کلیدی سیمولینک عبارتند از:

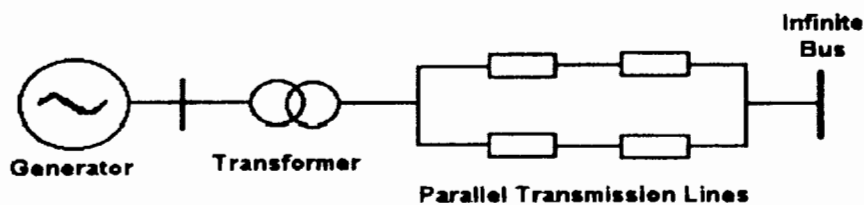
- امکان شبیه سازی و نمایش همزمان پارامترهای سیستم در طول مدت شبیه سازی
- یک بانک جامع بلوک های جامع برای ایجاد سیستم های خطی، غیر خطی، گسسته با ورودی ها و خروجی های چندگانه
- هفت روش انتگرال گیری برای حل سیستم ها، با گامهای ثابت و یا متغیر
- ساختار مدل های مرتبه ای نا محدود
- اتصالات برداری و یا اسکالر بین بلوک ها
- امکانات پنهان نمودن بلوک ها برای ایجاد بلوک های مورد استفاده توسط دیگران و یا اضافه نمودن بلوک ها به بانک بلوک ها

استفاده از سیمولینک در مقالات در حال گسترش است و در حوزه سیستم های قدرت نیز نمونه هایی از آن در مرجع [۶] آمده است.

۳-۱- مدل سازی سیستم قدرت

در این بخش به معرفی مدل ها و معادلات مورد استفاده برای شبیه سازی بخش های مختلف

سیستم قدرت می پردازیم



شکل ۳-۱- نمای شماتیک تک ماشینه به باس بینهایت

روابط ماشین سنکرون در زیر آمده است:

$$\begin{aligned}\dot{\delta}_m &= \omega - \omega_s \\ \dot{\omega} &= \frac{P_m}{M} - \frac{D}{M}(\omega - \omega_s) - \frac{1}{M}(|E'_q| + (x_q - x'_d)I_d)I_q \\ |\dot{E}'_q| &= -\frac{1}{T'_{do}} \left[|E'_q| - (x'_d - x_d)I_d - E_{fd} \right]\end{aligned}\quad (1-3)$$

روابط جبری استاتور بصورت زیر است:

$$\begin{aligned}x_q I_q - v_t \sin(\delta - \theta) &= 0 \\ |E'_q| - v_t \cos(\delta - \theta) - x'_d I_d &= 0\end{aligned}$$

و

$$\begin{aligned}v_d &= v_t \sin(\delta - \theta) \\ v_q &= v_t \cos(\delta - \theta)\end{aligned}$$

و روابط شبکه،

$$\begin{aligned}R_L I_d - x_L I_q &= V_d = v_\infty \sin(\delta) \\ x_L I_d + R_L I_q &= V_q = v_\infty \cos(\delta)\end{aligned}$$

به منظور بدست آوردن مدل ریاضی SMIB، برای سادگی فرض می کنیم $R_L = 0$ ، در

نتیجه داریم:

$$\begin{aligned}-x_L I_q &= x_q I_q - v_\infty \sin(\delta) \\ x_L I_d &= |E'_q| - x'_d I_d - v_\infty \cos(\delta)\end{aligned}$$

از معادلات جبری استاتور، جریانها بوسیله روابط زیر بدست می آیند:

$$I_q = \frac{v_a \sin(\delta)}{x_q + x_l}$$

$$I_d = \frac{|E'_q| - v_\infty \cos(\delta)}{x'_d + x_l}$$

با استفاده از عبارات بالا در (۳-۱)، مدل SMIB بوسیله روابط زیر بیان می شود،

$$\dot{\delta}_m = \omega - \omega_s$$

$$\dot{\omega} = \frac{P_m}{M} - \frac{D}{M}(\omega - \omega_s) - |E'_q| \frac{V_\infty \sin(\delta)}{MX'_d} - \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X'_d}\right) \frac{V_\infty^2 \sin(\delta) \cos(\delta)}{M}$$

$$|\dot{E}'_q| = -\frac{X_d}{T'_{do} X'_d} |E'_q| - \frac{(X'_d - X_d)}{T'_{do} X'_d} V_\infty \cos(\delta) + \frac{1}{T'_{do}} E_{fd}$$

که

$$X_d = x_d + x_l, X_q = x_q + x_l, X'_d = x'_d + x_l.$$

یک ژنراتور سنکرون را که بوسیله خطوط انتقال کاملاً راکتیو به پایه شبکه که با باس بینهایت نمایش داده، متصل میباشد را در نظر میگیریم. ماشین در سرعت سنکرون ω_s میچرخد و توانایی جذب یا تحویل هر مقدار از انرژی را دارد. سیستم را بوسیله روابط زیر مدل میکنیم.

$$M\ddot{\delta}_m + D\dot{\delta}_m + P_g = P_m \quad (۳-۲)$$

$$T'_{do} |\dot{E}'_q| = -\frac{X_d}{X'_d} |E'_q| - \left(\frac{X'_d - X_d}{X'_d}\right) V_\infty \cos(\delta_m) + E_{fd}$$

که $\delta_m = \angle E'_q - \angle V_\infty$ زاویه ژنراتور نسبت به باس بینهایت، $\omega = \dot{\delta}$ سرعت زاویه ای روتور

و E'_q ولتاژ گذرا می باشد که در شرایط بی باری با ولتاژ ترمینال ژنراتور یکی است، M ضریب لختی در

مبنای واحد، D ضریب میرا کنندگی، P_m توان مکانیکی تولید شده بوسیله توربین و T'_{do} ثابت زمانی

گذرای حلقه باز، راکتانس افزوده^۱، x_d راکتانس محور طولی، x_l راکتانس خط، $X_d = x_d + x_l$ راکتانس افزوده گذرا، و V_∞ ولتاژ باس بی نهایت است، که مقدار ثابتی است.

P_g ، توان تولید شده و E_{fd} ولتاژ تحریک از رابطه زیر بدست می آیند:

$$P_g = \frac{1}{X'_d} |E'_q| |V_\infty| \sin(\delta_m) + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) |V_\infty|^2 \sin(2\delta_m)$$

$$E_{fd} = \frac{w_s M_f}{\sqrt{2} r_f} v_f$$

که v_f ولتاژ میدان تحریک، x'_d راکتانس طولی گذرا، x_q راکتانس عرضی، X_q راکتانس افزوده عرضی، M_f اندوکتانس متقابل بین سیم پیچهای استاتور و روتور، از سیم پیچهای میدان و r_f مقاومت میدان است.

مدل سیستم قدرت بیان شده را بصورت زیر دوباره نویسی می کنیم:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_m &= \omega - \omega_s & (3-3) \\ \dot{\omega} &= m_1 - m_2 |E'_q| \sin(\delta_m) - m_3 \cos(\delta_m) \sin(\delta_m) - m_4 (\omega - \omega_s) \\ |\dot{E}'_q| &= -m_5 |E'_q| + m_6 \cos(\delta_m) + m_7 E_{fd} \end{aligned}$$

که پارامترهای m_i به نوع ماشین، پارامترهای خط انتقال، لختی روتور و ولتاژ باس بینهایت بستگی دارند و فقط در نقطه کار مقداری ثابت میباشند.

¹ Augmented Reactance

$$m_1 = \frac{P_m}{M},$$

$$m_2 = \frac{|V_\infty|}{MX'_d},$$

$$m_3 = \frac{|V_\infty|^2}{M} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right)$$

$$m_4 = \frac{D}{M},$$

$$m_5 = \frac{X_d}{V'_{do} X'_d},$$

$$m_6 = - \left(\frac{X'_d - X_d}{T'_{do} X'_d} \right) |V_\infty|,$$

$$m_7 = \frac{1}{T'_{do}}$$

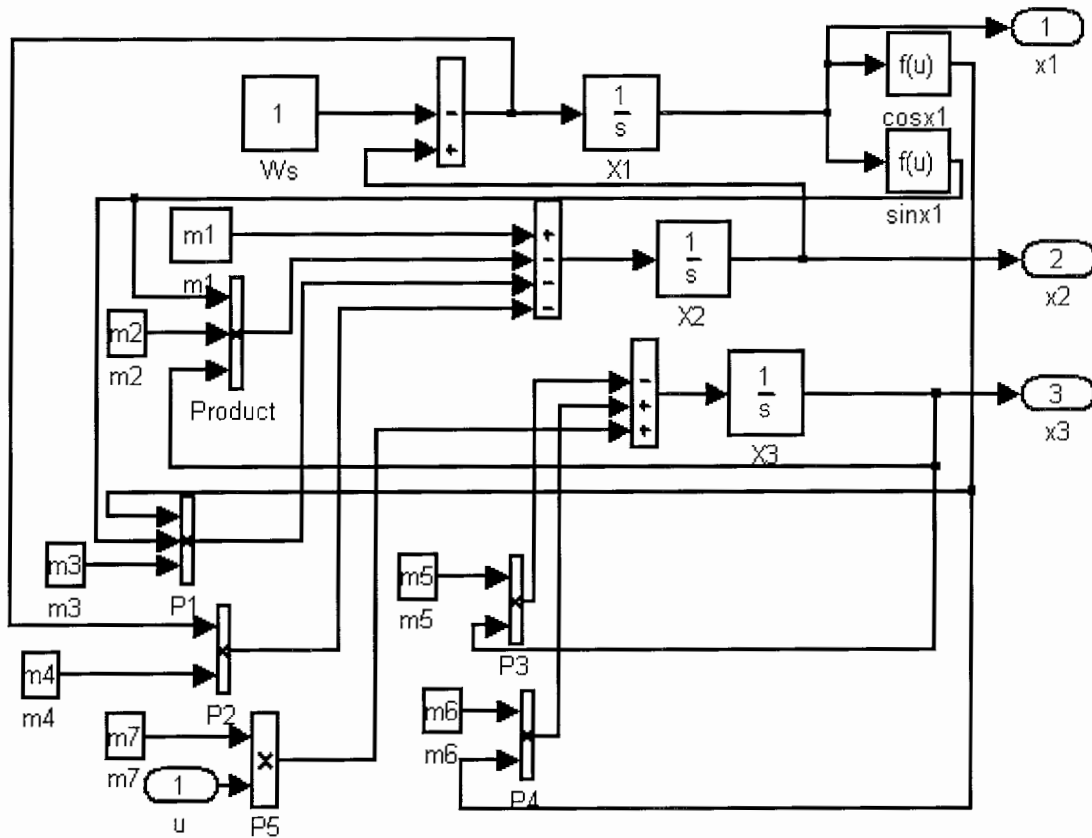
سیستم (۳-۳) در فضای حالت بصورت زیر در می آید.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - \omega_s \\ \dot{x}_2 = m_1 - m_2 x_3 \sin(x_1) - m_3 \cos(x_1) \sin(x_1) - m_4 (x_2 - \omega_s) \\ \dot{x}_3 = m_5 x_3 + m_6 \cos(x_1) + m_7 u \end{cases} \quad (4-3)$$

که

$$x_1 = \delta_m, x_2 = \omega, x_3 = |E'_q|, u = E_{fd}$$

فرضی که ما برای سیستم قدرت در نظر گرفتیم، یعنی SMIB^۱، بدیهی است که فرض ایده آلی میباشد ولی سبب مطالعه جزئیات رفتار ژنراتور، تحلیل فرآیند گذرا و طراحی کنترل کننده های مناسب میشود.



شکل ۳-۲- مدل شبیه سازی شده سیستم با Simulink

مدلهای ژنراتور خبره فراوانی که شامل دینامیکهای شار نشستی استاتور میباشد، هم اکنون در نوشته ها موجود میباشد [۷]. هر چند برای هدف طراحی کنترل، روش عمومی اجرا کردن یک

^۱ Single Machine Infinite Bus

کاهش مدل روی این مدل‌های پیچیده، با استفاده از ابزارهای ریاضی شناخته شده از قبیل تئوری انتگرال چند متغیره^۱ می باشد.

در مرجع [۷] نشان داده شده است که یک کاهش مدل از طریق تکنیک انتگرال چند متغیره منجر به مدل داده شده بوسیله رابطه (۳-۱) میشود.

۳-۲- خطی سازی سیستم قدرت

حال اگر نقطه^{*} $x^* = (\delta_m^*, w^*, |E'_q|^*)$ را نقطه تعادل سیستم (۳-۴) باشد، با خطی سازی

سیستم حول

$$\Delta x = x - x^* = (\delta_m - \delta_m^*, w - w_s, |E'_q| - |E'_q|^*) = (\Delta \delta_m, \Delta w, \Delta |E'_q|)$$

داریم:

$$\Delta \dot{\delta}_m = \Delta \omega$$

$$\Delta \dot{\omega} = -\left\{ \frac{|E'_q| V_\infty \cos(\delta_m^*)}{MX'_d} + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) V_\infty^2 [\cos^2(\delta_m^*) - \sin^2(\delta_m^*)] \right\} \\ \times \Delta \delta_m - \frac{D}{M} \Delta \omega - \frac{V_\infty \sin(\delta_m^*)}{MX'_d} \Delta |E'_q|$$

$$\Delta \dot{|E'_q|} = \frac{(X'_d - X_d)}{T'_{do} X'_d} v_\infty \sin(\delta_m^*) \Delta \delta_m - \frac{X_d}{T'_{do} X'_d} \Delta |E'_q| + \frac{1}{T'_{do}} \Delta E_{fd}$$

یا بطور معادل

^۱ Integral Manifold Theory

$$\Delta \dot{\delta}_m = \Delta \omega$$

$$\Delta \dot{\omega} = -\frac{K_1}{M} \Delta \delta_m - \frac{D}{M} \Delta \omega - \frac{K_2}{M} \Delta |E'_q|$$

$$\Delta |\dot{E}'_q| = \frac{-K_4}{T'_{do}} \Delta \delta_m - \frac{1}{T'_{do} K_3} \Delta |E'_q| + \frac{1}{T'_{do}} \Delta E_{fd}$$

که شکل ماتریسی زیر را دارد:

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{K_1}{M} & -\frac{D}{M} & -\frac{K_2}{M} \\ -\frac{K_4}{T'_{do}} & 0 & -\frac{1}{T'_{do} R_3} \end{bmatrix}$$

$$K_1 = -\left\{ \frac{|E'_q| V_\infty \cos(\delta_m^*)}{X'_d} + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) V_\infty^2 [\cos^2(\delta_m^*) - \sin^2(\delta_m^*)] \right\}$$

$$K_2 = \frac{V_\infty \sin(\delta_m^*)}{X'_d},$$

$$K_3 = \frac{X'_d}{X_d},$$

$$K_4 = \frac{(X_d - X'_d)}{X'_d} V_\infty \sin(\delta_m^*)$$

فصل چهارم:

عملکرد طراحی رویتگر و کنترل کننده

برای کلاس خاصی از سیستمهای

غیرخطی

مقدمه

در این فصل ، طراحی کنترل کننده و رویتگر برای کلاس خاصی از سیستمهای غیر خطی را بررسی میکنیم. طراحی به برخی نظریه های تبدیل های یکسان که دریافتن فرمهای کانونیکال برای سیستمهای غیر خطی به کار رفته، وابسته می باشد. و الگوریتمهایی برای طراحی کنترلر و رویتگر برای کلاس در نظر گرفته شده، ارائه می دهیم.

۴-۱- طراحی رویتگر و کنترل کننده برای کلاس خاصی از سیستمهای غیر خطی

فرض می کنیم سیستمهای غیر خطی تحت بررسی به شکل زیر باشند:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \gamma_1(x_1)x_2 + g_1(x_1) \\ \dot{x}_2 = \gamma_2(x_1)x_3 + g_2(x_1, x_2) \\ \vdots \\ \dot{x}_i = \gamma_i(x_1)x_{i+1} + g_i(x_1, \dots, x_i) \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = \gamma_{n-1}(x_1)x_n + g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) \\ \dot{x}_n = g_n(x) + \sigma u \end{cases} \quad (1-4)$$

که $u \in R, x \in R^n$ ، فرض شده توابع g_i بطور پیوسته بین دامنه در نظر گرفته شده قابل تشخیص باشند و $\sigma \neq 0$. توجه داشته باشید که، بدون از دست دادن کلیت مسئله، σ می تواند تابعی از x باشد، ما برای سادگی ترجیح داده ایم که آن را به عنوان یک مقدار ثابت در نظر بگیریم.

سیستم بالا را به فرم ماتریسی زیر دوباره نویسی میکنیم.

$$\dot{x} = \Gamma(x)x + g(x) + \sigma Bu \quad (2-4)$$

$$\Gamma(x) = \begin{bmatrix} 0 & \gamma_1(x_1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & & \gamma_{n-1}(x_1) & & \\ 0 & \dots & \dots & & 0 \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x_1) \\ g_2(x_1, x_2) \\ \vdots \\ g_n(x) \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

فرضهای زیر را در نظر می گیریم،

ف. (۱-۴) ثابتهای مثبت c_1, c_2 ، $0 < c_1 \leq c_2 < \infty$ وجود دارند به قسمی که برای همه $x \in R^n$

داریم:

قدم (۲-۴) سپس ماتریس روبرو را می سازیم:

$$U(\zeta) = [B, F(\zeta)B, \dots, F^{n-1}(\zeta)B]$$

به آسانی میتوان دریافت که به علت (ف.۴-۱) ماتریس $U(\zeta)$ مرتبه کاملی از همه $\zeta \in R^n$ میباشد.

قدم (۳-۴) سپس قرار میدهیم:

$$V_o = [B, AB, \dots, A^{n-1}B]$$

که

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & 0 \\ & & & & 1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (۵-۴)$$

قدم (۴-۴) سپس تعریف می کنیم:

$$M_o(\zeta) = V_o U^{-1}(\zeta)$$

میتوان دریافت که $M_o(\zeta)$ پایین مثلثی است و برای کلیه $\zeta \in R^n$ بدلیل معکوس پذیر بودن

V_o و $U^{-1}(\zeta)$ ناویژه است.

قدم (۵-۴) محاسبه میکنیم:

$$Q(\zeta) = M_o(\zeta)F(\zeta)M_o^{-1}(\zeta) - A$$

میتوان دریافت که تمامی عناصر $Q(\zeta)$ بجز ستون اول همگی صفر هستند.

$$Q(\zeta) = \begin{bmatrix} q_1(\zeta) & 0 \cdots 0 \\ \vdots & \vdots \\ q_n(\zeta) & 0 \cdots 0 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۶) قرار می دهیم:

$$\tilde{A}(\zeta) = A + BL_c(\zeta)$$

که

$$L_c(\zeta) = [q_n(\zeta), \dots, q_1(\zeta)]$$

در نتیجه:

$$\tilde{A}(\zeta) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ q_n(\zeta) & q_1(\zeta) & & \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۷) :

$$V(\zeta) = [B, \tilde{A}(\zeta)B, \dots, \tilde{A}^{n-1}(\zeta)B]$$

قدم (۴-۸) سرانجام تعریف میکنیم:

$$M(\zeta) = V(\zeta)U^{-1}(\zeta)$$

حال، قانون کنترل را به شکل زیر در نظر میگیریم:

$$u(x) = \frac{1}{\sigma} (-L_c(x)M(x)x - k_c \Delta_\alpha M(x)x - g_n(x)) \quad (6-4)$$

k_c بردار سطری انتخاب شده ای است به گونه ای که $A - Bk_c$ پایدار باشد.

$L_c(x)$ و $M(x)$ به ترتیب از قدمهای (6-4) و (8-4) بدست می آیند.

Δ_α ، ماتریس قطری بدست آمده از رابطه زیر میباشد،

$$\Delta_\alpha = \text{diag}(\alpha^n, \dots, \alpha), \alpha \geq 1, \alpha \geq 1$$

نکته 4-1- از رابطه (6-4) درمی یابیم که کنترل کننده پیشنهادی ترکیبی از یک قسمت

فیدبک کنترل خطی، با یک کنترل بهره بالا نمایش داده شده با جمله $-k_c \Delta_\alpha M(x)x$ ، می باشد.

قضیه 4-1- اگر سیستم (2-4) در فرض (ف.4-3) صدق کند، $\alpha_0 > 0$ وجود دارد بقسمی که

برای هر $\alpha > \alpha_0$ مبدا $x=0$ از سیستم حلقه بسته زیر

$$\dot{x} = \Gamma(x)x + g(x) + \sigma Bu(x) \quad (7-4)$$

پایدار مجانبی محلی میباشد. ($u(x)$ از رابطه (6-4) بدست می آید).

اثبات قضیه بالا در مرجع [4] آورده شده است.

۴-۱-۲- الگوریتم طراحی رویتگر

در طراحی کنترل کننده در بخش قبلی فرض را بر آن گذاشتیم که تمامی متغیرهای حالت سیستم (۲-۴) قابل اندازه گیری باشند، هر چند در بسیاری از کاربردهای عملی این فرض صحیح نیست. بنابراین طراحی رویتگری برای سیستم (۲-۴) برای انجام مقصود ضروری است.

در اینجا رویتگری برای سیستم (۲-۴) هنگامی که فقط متغیر حالت x_1 قابل اندازه گیری باشد را طراحی میکنیم. $y = x_1$.

ساختار طراحی رویتگر تا حدودی دوگان طراحی کنترل کننده میباشد.

با توجه به اینکه $\Gamma(x)$ فقط به x_1 بستگی دارد، می توان سیستم (۲-۴) را با توجه به معادلات خروجی بصورت زیر بازنویسی کرد.

$$\begin{cases} \dot{x} = \Gamma(x)x + g(x) + \sigma Bu \\ y = cx = x_1 \end{cases} \quad (۸-۴)$$

که

$$c = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \text{ و } y \in R, x \in R^n$$

(ف. ۱-۴) و (ف. ۲-۴) را در نظر میگیریم، (ف. ۳-۴) برای طراحی رویتگر ضرورتی ندارد.

با تعریف ماتریسهای زیر برای $\zeta \in R^n$ و $y \in R$ شروع می کنیم،

قدم (۴-الف) ابتدا قرار می دهیم:

$$F(y, \zeta) = \Gamma(y) + \left(\frac{\partial g}{\partial x}\right)(\zeta)$$

قدم (۴-ب) سپس ماتریس زیر را می سازیم:

$$Y(\zeta, y) = \begin{bmatrix} C \\ CF(y, \zeta) \\ \vdots \\ CF^{n-1}(y, \zeta) \end{bmatrix}$$

می توان دریافت که ماتریس $Y(\zeta, y)$ پایین مثلثی بوده و با استفاده از (ف.۴-۱) برای هر

$$y \in R \text{ و } \zeta \in R^n \text{ ناویژه میباشد.}$$

قدم (۴-ج) ماتریس زیر را محاسبه می کنیم:

$$\phi(y, \zeta) = Y(y, \zeta)F(y, \zeta)Y^{-1}(y, \zeta) - A$$

که A از رابطه (۵-۴) بدست می آید.

می توان فهمید که تمام عناصر $\phi(y, \zeta)$ بجز سطر آخر صفر میباشند یعنی $\phi(y, \zeta)$ به فرم زیر

است:

$$\phi(y, \zeta) = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \\ \phi_1(y, \zeta) \dots \phi_n(y, \zeta) \end{bmatrix}$$

قدم (۴-د) سپس بردار ستونی

$$L_0(y, \zeta) = \text{col}[\phi_n(y, \zeta), \dots, \phi_1(y, \zeta)]$$

را می سازیم که ϕ_i ها عناصر ماتریس $\phi(y, \zeta)$ می باشند.

قدم (۴-۵) قرار می دهیم:

$$\tilde{A}(y, \zeta) = A + L_0(y, \zeta)C = \begin{bmatrix} \phi_n(y, \zeta) & 1 \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ & & 1 \\ \phi_1(y, \zeta) \cdots & & 0 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۶) ماتریس زیر را می سازیم:

$$w(y, \zeta) = \begin{bmatrix} C \\ C\tilde{A}(y, \zeta) \\ \vdots \\ C\tilde{A}^{n-1}(y, \zeta) \end{bmatrix}$$

می توان نشان داد که $w(y, \zeta)$ ماتریس پایین مثلثی با عناصر قطری مساوی با یک میباشد،

بنابراین $w(y, \zeta)$ برای همه $\zeta \in R^n$ و $y \in R$ معکوس پذیر است.

قدم (۴-۷) سرانجام تعریف میکنیم:

$$S(y, \zeta) = W^{-1}(y, \zeta)Y(y, \zeta)$$

حال، سیستم زیر را در نظر میگیریم:

$$\dot{\hat{x}} = \Gamma(y)\hat{x} + g(\hat{x}) + \sigma Bu + S^{-1}(y, \hat{x})[L_0(y, \hat{x}) + \Lambda_\beta^{-1}k_0](y - C\hat{x}) \quad (۹-۴)$$

که:

- k_0 بگونه ای انتخاب میشود که $A - k_0C$ پایدار باشد.

- $L_0(y, \hat{x})$ و $S(y, \hat{x})$ به ترتیب از (۴-۵) و (۴-۶) بدست می آیند.

$$\Lambda = \text{diag}\left[\frac{1}{\beta}, \frac{1}{\beta^2}, \dots, \frac{1}{\beta^n}\right], \beta \geq 0 -$$

قضیه ۴-۲- اگر سیستم (۸-۴) در (ف.۴-۱) و (ف.۴-۲) صدق کند آنگاه $\beta_0 > 0$ وجود دارد

به قسمی که برای همه $\beta > \beta_0$ ، سیستم (۹-۴) روینگری نمایی برای سیستم (۸-۴) می باشد.

اثبات این قضیه در مرجع [۵] آورده شده است.

نکته ۴-۲- توجه داشته باشید که اگر تابع $g(x)$ را بتوان بصورت $g(x) = \tilde{g}(y) + \tilde{g}(x)$ درآورد

سپس فقط $\tilde{g}(x)$ در الگوریتم طراحی روینگر بکار خواهد رفت.

$F(y, \zeta)$ را می توان بصورت زیر

$$F(y, \zeta) = \Gamma(y) + \left(\frac{\partial \tilde{g}}{\partial x}\right)(\zeta)$$

در نظر گرفت. در عوض $\tilde{g}(x)$ در دینامیکهای خطا حذف خواهد شد که مطمئناً برخی ساده

سازیهها را در بیان بهره روینگر، همراه خواهد داشت.

نکته ۴-۳- پارامترهای β, α که به ترتیب بهره های بالای کنترل کننده و روینگر را نشان

میدهند، بطور دلخواه بمنظور بهبود بخشیدن به اجرای طرح روینگر _ کنترل کننده، انتخاب میشوند.

فصل پنجم:

عملکرد طراحی رویتگر و کنترل کننده
برای سیستم قدرت

$$m_1 = \frac{P_m}{M}, \quad m_2 = \frac{|V_\infty|}{MX'_d}, \quad m_3 = \frac{|V_\infty|^2}{M} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right)$$

$$m_4 = \frac{D}{M}, \quad m_5 = \frac{X_d}{V'_{do} X'_d}, \quad m_6 = -\left(\frac{X'_d - X_d}{T'_{do} X'_d} \right) |V_\infty|, \quad m_7 = \frac{1}{T'_{do}}$$

نکته ۵-۱- فرض می‌کنیم که این پارامترها فقط در یک نقطه کار پایدار ثابتند. اگر چه در اصل

این پارامترها متغیر با زمان می‌باشند و در این مورد یک سیستم متغیر با زمان غیرخطی میشود، پس

فرض بالا را میتوان به این صورت در نظر گرفت که پارامترها در یک باند مشخص تغییر می‌کنند.

ولتاژ تحریک E_{fd} بعنوان یک فیدبک کنترل برای پایدار کردن ژنراتور بعد از اتصال کوتاه یا

اغتشاش گشتاور توربین مطرح شده است. برای یک مقدار ولتاژ تحریک داده شده ثابت $E_{fd} = E^*_{fd}$

طرف چپ روابط (۵-۱) در نقطه تعادل $(\delta^*_m, \omega^*, |E'_q|) = (\delta^*_m, \omega^*, |E'_q|)$ صفر میشوند.

بنابراین:

$$\omega^* = \omega_s$$

$$|E'_q|^* = \frac{m_6 \cos \delta^*_m + m_7 E^*_{fd}}{m_5}$$

$$0 = m_1 - \left(m_3 + \frac{m_2 m_6}{m_5} \right) \cos(\delta^*_m) \sin(\delta^*_m) - \frac{m_2 m_7}{m_5} E^*_{fd} \sin(\delta^*_m) - m_4 (\omega^* - \omega_s)$$

$$\delta^*_m = 2 \arctan(p_m)$$

p_m ریشه معادله چند جمله‌ای زیر است:

$$a z_m^4 + (b - c) z_m^3 + 2a z_m^2 + (-b - c) z_m + a = 0$$

با

$$a = 0.5 \times m_5, \quad b = m_2 m_6 + m_3 m_5, \quad c = m_2 m_7 E_{fd}^*$$

نکته ۵-۲- مدلهای ژنراتور سنکرون پیچیده دیگری را نیز می توان در نظر گرفت. برای مثال

یک مدل مرتبه پنجم با پیوند شار استاتور طولی و عرضی (ψ_q, ψ_d) ، $|E'_q|$ و متغیرهای مکانیکی ω, δ_m بصورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_m &= \omega - \omega_s \\ \dot{\omega} &= \frac{P_M}{M} + \frac{V}{MX'_d} E'_d \psi_q + \frac{1}{M} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_q} \right) \psi_d \psi_q - D(\omega - \omega_s) \\ \dot{E}'_q &= -\frac{X_d}{T'_{do} X'_d} E'_q - \left(\frac{X'_d - X_d}{T'_{do} X'_d} \right) \psi_d + v_f \\ \dot{\psi}_d &= -\frac{\omega_s R_s}{X'_d} \psi_d + \omega \psi_q + \frac{\omega_s R_s}{X'_d} E'_q + \omega_s v \sin(\delta_m) \\ \dot{\psi}_q &= -\omega \psi_d - \frac{\omega_s R_s}{X'_d} \psi_q + \omega_s v \cos(\delta_m) \end{aligned}$$

به آسانی می توان فهمید که این سیستم، نسبتاً درجه سوم با دینامیکهای داخلی است، فرض شده است که دینامیکهای صفر این مدل به منظور طراحی کنترلر برای این کلاس از سیستمها پایدار باشند. بعلاوه، اگر فقط زاویه روتور را بعنوان تنها خروجی قابل اندازه گیری در نظر بگیریم، این سیستم ساختاری را که در نظر گرفتیم ندارد، برای این کلاس از سیستمهای غیر خطی تکنیکهای دیگری برای طراحی روینگر باید در نظر گرفته شده است.

با استفاده از تئوری انتگرال چند متغیره^۱ می توان این مدل را به مرتبه سوم کاهش داد [۷]، با

فرض اینکه شرایط اولیه $\psi_q(0), \psi_d(0)$ نزدیک به manifold تعریف شده با

$$\psi_q = V \sin(\delta_m), \quad \psi_d = V \cos(\delta_m)$$

¹ Integral Manifold Theory

است، در نتیجه مدل مرتبه سوم زیر بدست می آید.

$$\begin{cases} \dot{\delta}_m = \omega - \omega_s \\ \dot{\omega} = \frac{T_m}{M} - \frac{V}{MX'_d} E'_q \sin(\delta_m) + \frac{1}{2M} \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_q} \right) V^2 \sin(2\delta_m) \\ \dot{E}'_q = -\frac{X_d}{T'_{do} X'_d} E'_q - \left(\frac{X'_d - X_d}{T'_{do} X'_d} \right) \cos(\delta_m) + v_f \end{cases}$$

فرض ژنراتور متصل به باس بینهایت بدیهی است که فرضی ایده آل است ولی مطالعه وسیع رفتار

ژنراتور، تحلیل فرآیند گذرا و طراحی کنترلر را برای ما فراهم می کند.

سیستم (۱-۵) در فضای حالت بصورت زیر در می آید.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - \omega_s \\ \dot{x}_2 = m_1 - m_2 x_3 \sin(x_1) - m_3 \cos(x_1) \sin(x_1) - m_4 (x_2 - \omega_s) \\ \dot{x}_3 = m_5 x_3 + m_6 \cos(x_1) + m_7 u \end{cases} \quad (۲-۵)$$

که

$$x_1 = \delta_m, \quad x_2 = \omega, \quad x_3 = |E'_q|, \quad u = E_{fd}$$

به آسانی میتوان نشان داد که سیستم (۲-۵) بفرم (۲-۴) است، با

$$\gamma_1(x_1) = 1$$

$$\gamma_2(x_1) = -m_2 \sin(x_1)$$

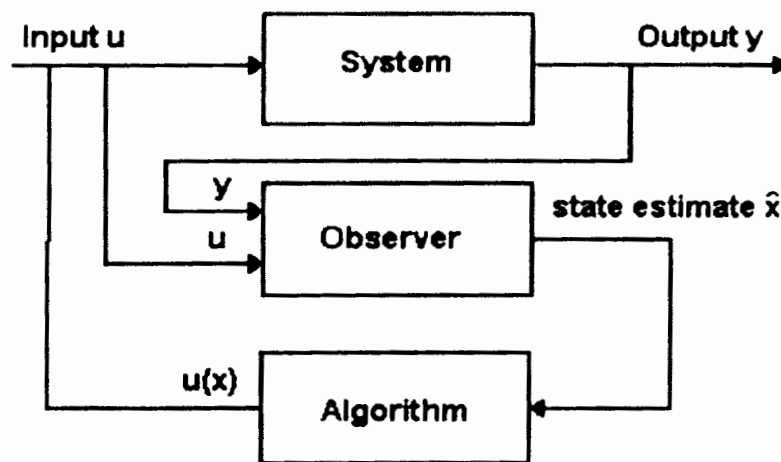
$$g_1(x_1) = -\omega_s$$

$$g_2(x_1, x_2) = m_1 - m_3 \cos(x_1) \sin(x_1) - m_4 x_2$$

$$g_3(x) = -m_5 x_3 + m_6 \cos(x_1)$$

هدف ما طراحی کنترل بر مبنای رویتگر برای سیستم بالا میباشد، با در نظر گرفتن اینکه x_1

تنها متغیر قابل اندازه گیری می باشد.



شکل ۵-۱- ساختار کلی کنترل کننده

ساختار کلی کنترل کننده در شکل (۵-۱) رسم شده است.

با استفاده از استراتژی طراحی که در فصل چهارم ارائه شد، به طراحی رویتگر و کنترل کننده

برای سیستم قدرت مورد نظر می پردازیم.

۵-۲- رویتگر ولتاژ استاتور و سرعت زاویه ای روتور

دوباره مدل ژنراتور (۵-۲) را در نظر میگیریم. توجه داشته باشید که $g(x)$ را بصورت،

$$g(x) = \tilde{g}(y) + \tilde{g}(x)$$

می توان نمایش داد که،

$$\tilde{g}_1(y) = -\omega_s,$$

$$\tilde{g}_2(y) = m_1 - m_3 \cos(x_1) \sin(x_1),$$

$$\tilde{g}_3(y) = m_6 \cos(x_1),$$

$$\tilde{g}_1(x_1) = 0,$$

$$\tilde{g}_2(x_1, x_2) = -m_4 x_2,$$

$$\tilde{g}_3(y) = -m_5 x_3$$

توابع \tilde{g}_1 ، \tilde{g}_2 ، \tilde{g}_3 بطور پیوسته قابل تغییر میباشند. دو ثابت اکیدا مثبت c_1, c_2 وجود دارد

بقسمی که $c_1 < |r_2(x_1)| < c_2$ اگر $c_1 < |\sin(x_1)| \neq 0$ ، در نتیجه $x_1 \in]0, \pi[$.

محاسبه مستقیم نشان میدهد که (ف.۴-۲) نیز رعایت شده است. در نتیجه رویتگری به شکل

(۴-۹) میتوان برای سیستم (۵-۲)، تحت اندازه گیری x_1 طراحی کرد.

ماتریسهای لازم برای طراحی بهره رویتگر، با استفاده از محاسباتی داده شده در بخش

طراحی رویتگر، (۴-۱-۲)، برای سیستم (۵-۲) در زیر آورده شده اند.

قدم (۴-الف)

$$F(y, \hat{x}) = \Gamma(y) + \frac{\partial \tilde{g}}{\partial x}(\hat{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -m_4 & -m_2 \sin(y) \\ 0 & 0 & -m_5 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-ب)

$$Y = \begin{bmatrix} c \\ cF(y, \hat{x}) \\ \vdots \\ cF^{n-1}(y, \hat{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -m_4 & -m_2 \sin(y) \end{bmatrix}$$

قدم (ج.۴)

$$\phi = Y(y, \hat{x})F(y, \hat{x})Y^{-1}(y, \hat{x}) - A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \\ \phi_1(y, \hat{x}) \cdots \phi_n(y, \hat{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -m_4 m_5 & -m_4 m_5 \end{bmatrix}$$

قدم (د.۴)

$$L_0(y, \hat{x}) = \begin{bmatrix} \phi_n(y, \hat{x}) \\ \vdots \\ \phi_1(y, \hat{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m_4 - m_5 \\ -m_4 m_5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

قدم (ه.۴)

$$\tilde{A} = A + L_0(y, \hat{x})c = \begin{bmatrix} \phi_n(y, \hat{x}) & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \\ & & 1 \\ \phi_1(y, \hat{x}) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m_4 - m_5 & 1 & 0 \\ -m_4 m_5 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

قدم (و.۴)

$$W = \begin{bmatrix} c \\ \tilde{cA}(y, \hat{x}) \\ \vdots \\ \tilde{cA}^{n-1}(y, \hat{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -m_4 - m_5 & 1 & 0 \\ (m_4 + m_5)^2 - m_4 m_5 & -m_4 - m_5 & 1 \end{bmatrix}$$

قدم (ج.۴)

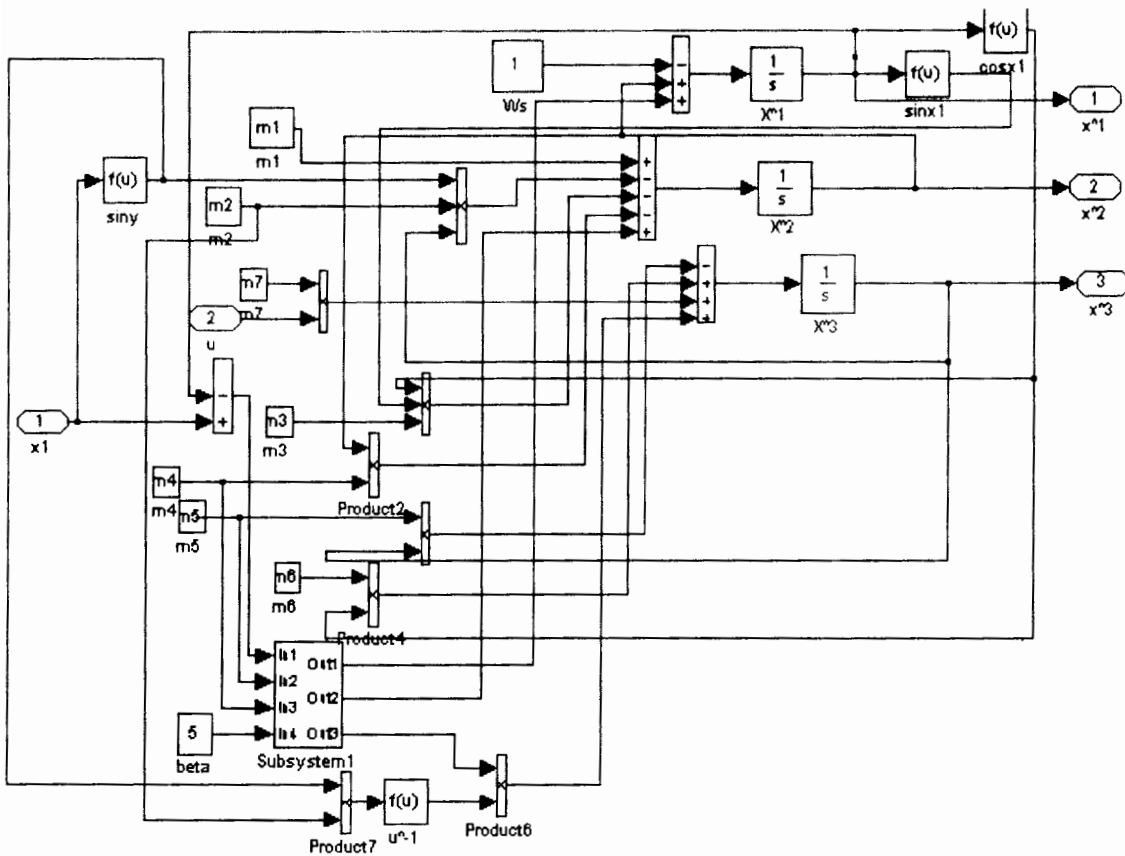
$$s(\hat{x}) = W^{-1}(y, \hat{x})Y(y, \hat{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ m_4 + m_5 & 1 & 0 \\ m_4 m_5 & m_5 & -m_2 \sin(y) \end{bmatrix}$$

k_0 را بصورت $k_0 = \text{col}(3,3,1)$ انتخاب میکنیم و

$$\Lambda_\beta = \text{diag}\left(\frac{1}{\beta}, \frac{1}{\beta^2}, \frac{1}{\beta^3}\right)$$

در نتیجه بهره رویتگر بصورت می باشد،

$$s^{-1}(y, \hat{x}) = [L_0(y, \hat{x}) + \Lambda_\beta^{-1}K_0] = \begin{bmatrix} -m_4 - m_5 + 3\beta \\ m_5^2 + 3\beta^2 - 3m_5\beta + m_4 m_5 + m_4^2 - 3\beta m_4 \\ -\frac{3m_5^2\beta - m_5^3 - 3m_5\beta^2 + \beta^3}{m_2 \sin(y)} \end{bmatrix} \quad (3-5)$$



شکل ۵-۲- مدل شبیه سازی شده رویتگر در سیمولینک

۵-۳- کنترل موقعیت زاویه روتور

برای طراحی کنترلر ، (ف. ۳-۴) باید صادق باشد. همانگونه که در بخش قبلی ذکر شد، سیستم (۲-۵) بسته به مقدار ولتاژ تحریک دو دسته نقطه تعادل دارد. به عبارت دیگر ، برای ولتاژ تحریک داده شده $E_{fd} = u^*$ ، در نقطه تعادل برای موقعیت روتور وجود دارد، یکی پایدار و دیگری ناپایدار و دیگری ناپایدار ، در اینجا، در روی مثبت ولتاژ در نقطه تعادل $(\delta_m^*, \omega^*, |E'_q|^*, u^*)$ تمرکز میکنیم،

تغییر متغیری برای رساندن نقطه تعادل سیستم به صفر انجام میدهم.

$$z_1 = x_1 - \delta_m^*, z_2 = x_2 - \omega^*, z_3 = x_3 - |E'_q|^*, u_c = u - u^*$$

متغیرهای z_1, z_2, z_3, u_c به انحراف از نقطه تعادل دلالت دارند. در نتیجه داریم:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = m_1 - \{m_2(z_3 + |E'_q|^*) + m_3 \cos(z_1 + \delta_m^*)\} \sin(z_1 + \delta_m^*) - m_4(z_2 + \omega^*) \\ \dot{z}_3 = -m_5(z_3 + |E'_q|^*) + m_6 \cos(z_1 + \delta_m^*) + m_7(u_c + u^*) \end{cases} \quad (4-5)$$

سیستم (۴-۵) در (ف.۴-۳) صدق می کند و به فرم (۴-۲) است ، با:

$$\begin{bmatrix} g_1(z_1) \\ g_2(z_1, z_2) \\ g_3(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ m_1 - \{m_2(z_3 + |E'_q|^*) + m_3 \cos(z_1 + \delta_m^*)\} \sin(z_1 + \delta_m^*) - m_4(z_2 + \omega^*) \\ -m_5(z_3 + |E'_q|^*) + m_6 \cos(z_1 + \delta_m^*) + m_7(u_c + u^*) \end{bmatrix}$$

$$\gamma_1(z_1) = 1$$

$$\gamma_2(z_1) = -m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)$$

و

$$\sigma = -m_7$$

در نتیجه کنترلی بفرم (۴-۶) برای تثبیت سیستم به فرم (۴-۵) ، حول نقطه $(\delta_m^*, \omega^*, |E'_q|^*)$

میتوان طراحی کرد.

طراحی کنترل کننده همانگونه که در بخش (۴-۲-۱) بیان شد، شامل مراحل زیر است:

قدم (۴-۱)

$$F(z) = \Gamma(y) + \frac{\partial \tilde{g}}{\partial x}(z)$$

$$\Gamma(z) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial \tilde{g}}{\partial x}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ c_1(z) & -m_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$c_1(z) = -m_3 \sin^2(z_1 + \delta_m^*) - [m_2 (|E_q'| + z_3) + m_3 \cos(z_1 + \delta_m^*)] \cos(z_1 + \delta_m^*)$$

قدم (۲-۴)

$$U(z) = [B, F(z)B, \dots, F^{n-1}(z)B] =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*) \\ 0 & -m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*) & -m_2 m_4 \sin(z_1 + \delta_m^*) \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

قدم (۳-۴)

$$V_0 = [B \ AB \ \dots \ A^{n-1}B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۴)

$$M_0(z) = V_0 U^{-1}(z) = \frac{1}{m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ -m_4 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*) \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۵)

$$Q(z) = M_0 F(z) M_0^{-1} - A = \begin{bmatrix} q_1(z) & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & 0 \\ q_n(z) & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m_4 & 0 & 0 \\ c_1(z) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۶)

$$L_c(z) = [q_n(z), \dots, q_1(z)] = [0 \quad c_1(z) \quad -m_4]$$

$$\tilde{A} = A + BL_c(z) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \ddots & 1 \\ q_n(z) & 0 & q_1(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & c_1(z) & -m_4 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۷)

$$V(z) = [B, \tilde{A}(z)B, \dots, \tilde{A}^{n-1}(z)B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -m_4 \\ 1 & -m_4 & c_1(z) + m_{44}^2 \end{bmatrix}$$

قدم (۴-۸)

$$M(z) = V(z)U^{-1}(z) = \frac{1}{m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ -c_1(z) & m_4 & m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*) \end{bmatrix}$$

جمله متغیر کنترلر سیستم (۴-۵) به فرم زیر است:

$$u_c(x) = \frac{1}{\sigma} [-L_c(z)M(z)z - K_c \Delta_\alpha M(z)z - g_3(z)]$$

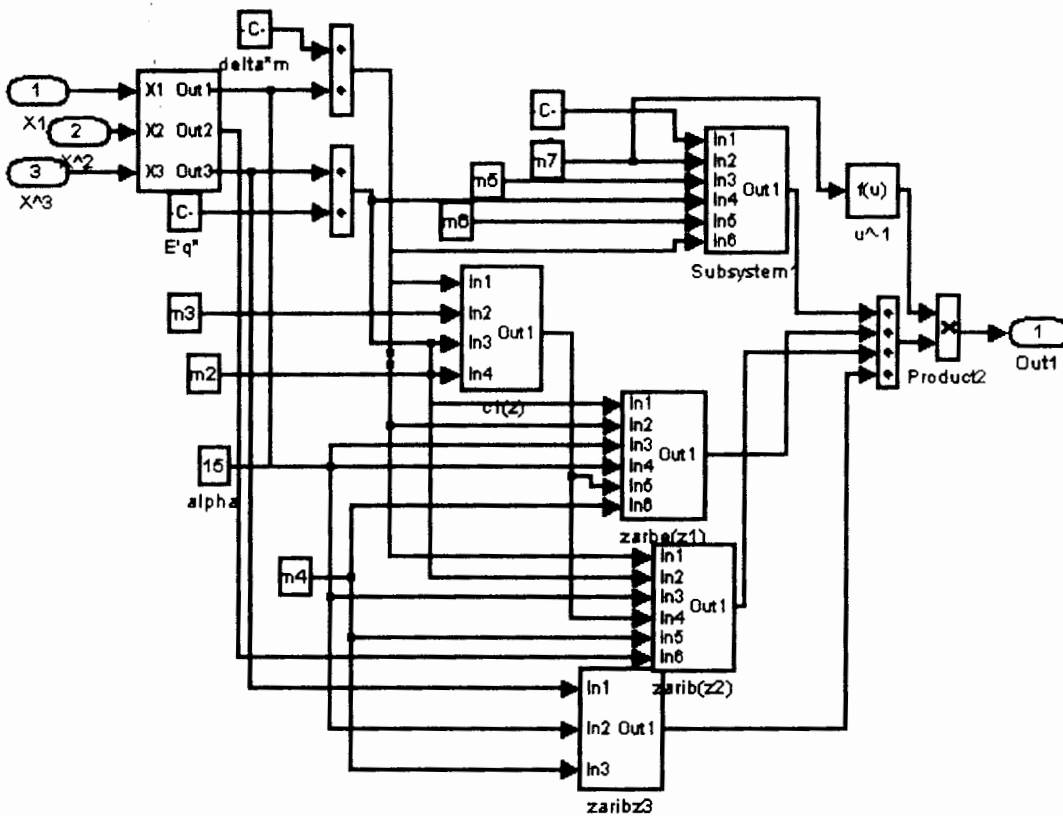
$$L_c(z)M(z) = \begin{bmatrix} \frac{m_4 c_1(z)}{m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)} & -\frac{m_4^2 + c_1(z)}{m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)} & -m_4 \end{bmatrix}$$

k_c را بصورت $k_c = [1, 3, 3]$ انتخاب میکنیم:

$$k_c \Delta_\alpha M(z) = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha^3 + 3\alpha c_1(z)}{m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)} & -\frac{-3\alpha^2 + 3m_4}{m_2 \sin(z_1 + \delta_m^*)} & 3\alpha \end{bmatrix}$$

سرانجام کنترلر مقاوم از رابطه زیر بدست می آید:

$$u = u_c + u^*$$



شکل ۳-۵- مدل شبیه سازی شده کنترل کننده در سیمولینک

۴-۵- شبیه سازی:

شبیه سازی الگوریتمهای کنترلر و روتگر بالا برای مقادیر عددی زیر انجام شده است:

$$m_1 = 1, m_2 = 3.333, m_3 = -2.222, m_4 = 0.75, m_5 = 0.5, m_6 = 0.333, m_7 = 0.167$$

با قرار دادن $E_{fd} = u^* = 1.1773$ دو دسته نقطه تعادل بدست می آوریم:

$$E_{q1} = \left\{ \delta_m^* = 1.166, \omega_s = 1, |E'_q|^* = 0.58 \right\} \quad \text{نقطه تعادل پایدار:}$$

$$E_{q2} = \left\{ \delta_m^* = 0.3469, \omega_s = 1, |E'_q|^* = 1.0194 \right\} \quad \text{نقطه تعادل ناپایدار:}$$

برای مطالعه شبیه سازی نقطه تعادل پایدار را در نظر می گیریم.

شرط اولیه سیستم را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$x_{10} = 1.8, \quad x_{20} = 1.1, \quad x_{30} = 0.6$$

شرط اولیه رویتگر به صورت زیر است:

$$\hat{x}_{10} = 1.6, \quad \hat{x}_{20} = 0.95, \quad \hat{x}_{30} = 0.5$$

بهره های کنترلر و رویتگر به ترتیب $\alpha = 15$ و $\beta = 5$ انتخاب شده اند. دوباره یادآوری می کنیم

که بهره های کنترلر و رویتگر فقط دو پارامتر طراحی هستند که به طور دلخواه به هر بزرگی می توانند انتخاب شوند.

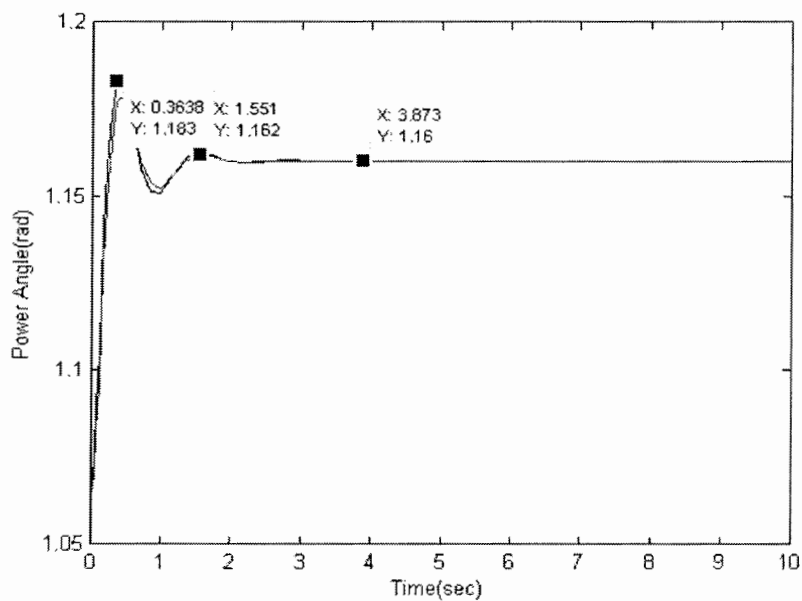
چندین دسته شبیه سازی انجام شده است:

۵-۴-۱- دسته اول شبیه سازیها، شکل‌های (۴-۵) الی (۷-۵) ، اجرای کنترلر مبتنی بر

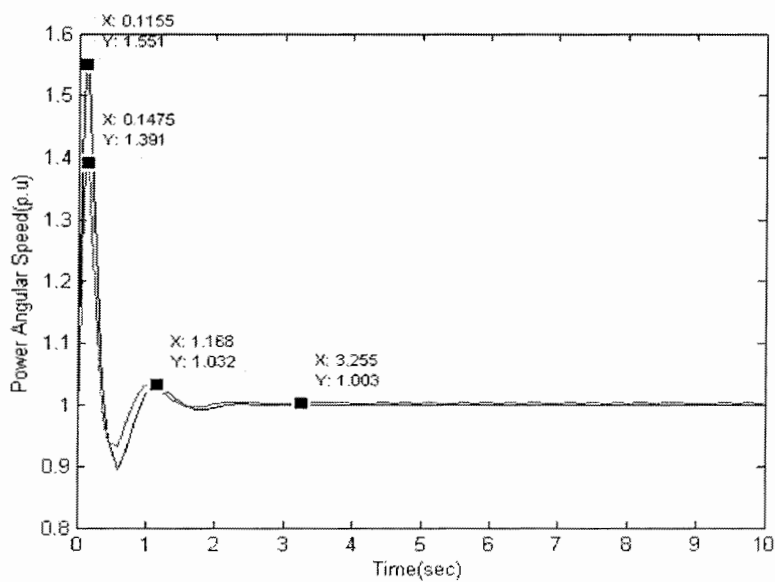
رویتگر را نشان می دهند. نقطه تعادل و پارامترهای سیستم ثابت فرض شده اند. می توان مشاهده کرد که

حالت رویتگر (خط روشن) سریعاً به حالت سیستم (خط تیره) میل می کند. و به خوبی می توان مشاهده

کرد که متغیرهای حالت مربوطه به نقطه تعادل مطلوب میل می کند.

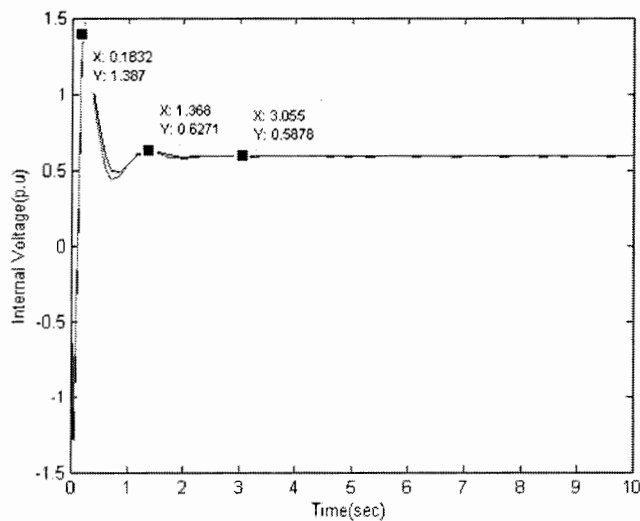


شکل ۴-۵- زاویه توان و تخمین آن

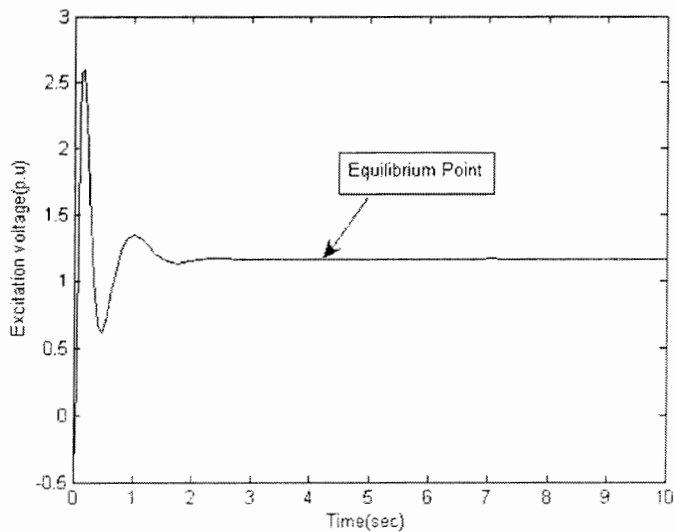


شکل ۵-۵- سرعت زاویه ای توان و تخمین آن

از طرفی، تفاوت بین سرعت واقعی و سرعت سیگنال روینگر، در نتیجه شرایط اولیه در نظر گرفته شده در شبیه سازی که بر رفتار سیستم تاثیر می گذارد، می باشد. در اصل این تفاوتها با بکار بردن شرایط اولیه نزدیک به سیستم کاهش می یابد.



شکل ۵-۶- ولتاژ داخلی و تخمین آن



شکل ۵-۷- ولتاژ تحریک اعمال شده

۵-۴-۲- دسته دوم شبیه سازیها، شکل‌های (۵-۸) تا (۵-۱۰)، اجرای کنترلر-رؤیتگر را هنگامی

که پارامترهای سیستم کاملا شناخته شده نیستند را نشان می دهند. برای هدف شبیه سازی، تغییرات پارامترها به صورت زیر معرفی شده اند:

مقدار پارامتر x'_d به صورت زیر تغییر کرده است

$$x'_d = \begin{cases} 0.3 & 0 \leq t < 7 \text{ s} \\ 0.6 & t \geq 7 \text{ s} \end{cases}$$

برای پارامترهای x_q و x_d مقادیر به صورت زیر تغییر کرده اند

$$x_q \text{ و } x_d = \begin{cases} 0.9 & 0 \leq t < 10 \text{ s} \\ 0.45 & t \geq 10 \text{ s} \end{cases}$$

و مقدار توان مکانیکی P_m به صورت زیر تغییر کرده است

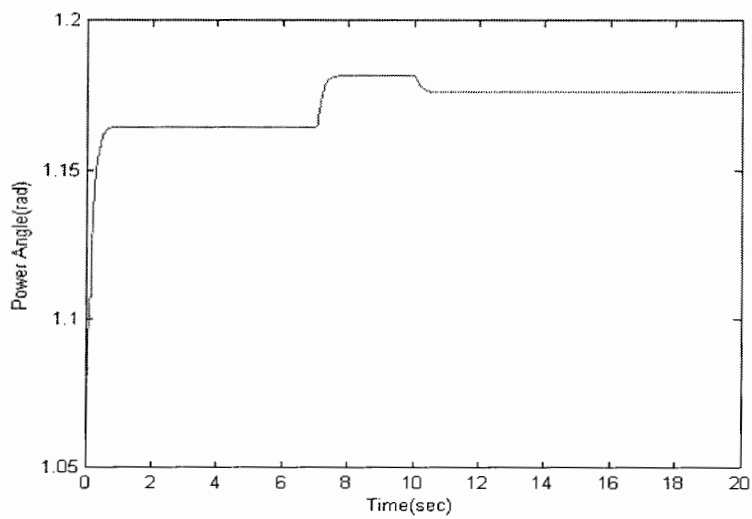
$$P_m = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < 15 \text{ s} \\ 2 & t \geq 15 \text{ s} \end{cases}$$

این تغییرات مشابه یک تغییر ۱۰۰٪ به ترتیب در راکتانس افزوده طولی گذرا x'_d و توان

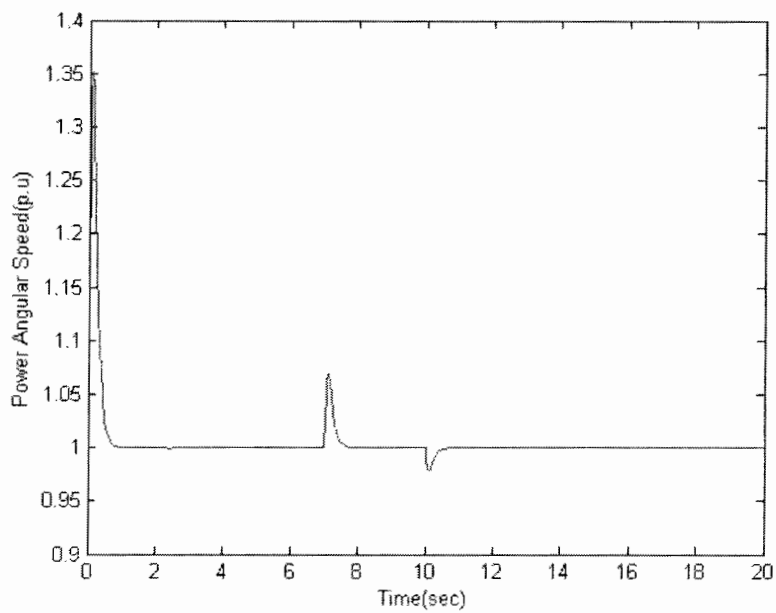
مکانیکی P_m و یک تغییر ۵۰٪ در راکتانسهای افزوده طولی و عرضی (x_q و x_d)، می باشند.

مشاهده می شود که کنترلر پیشنهادی در مقابل نامعینی های پارامتریک، مقاوم است. پاسخ

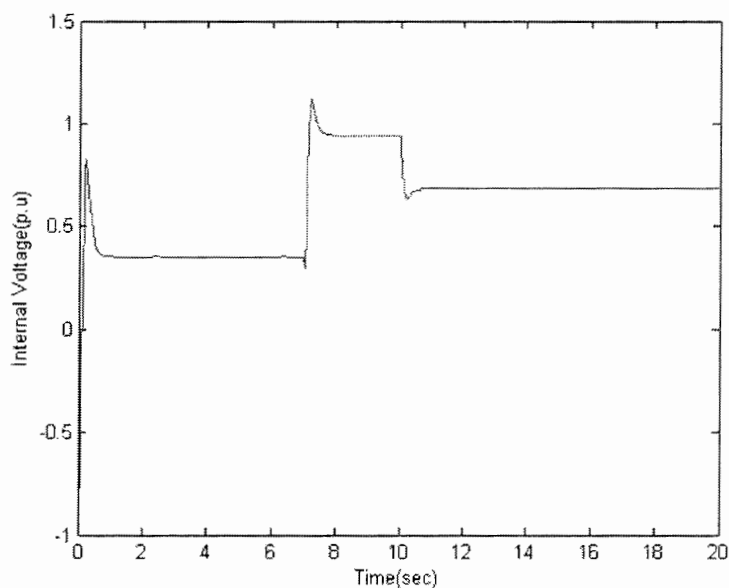
زاویه توان نشان می دهد که کنترلر مبتنی بر رؤیتگر سیگنال را نزدیک نقطه تعادل نگه می دارد.



شکل ۵-۸- پاسخ زاویه توان در حضور عدم قطعیتها



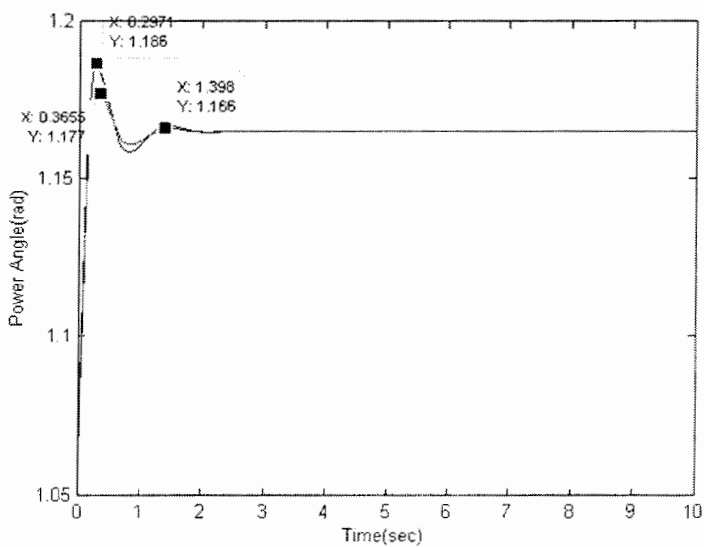
شکل ۵-۹- پاسخ سرعت زاویه ای در حضور نامعینی ها



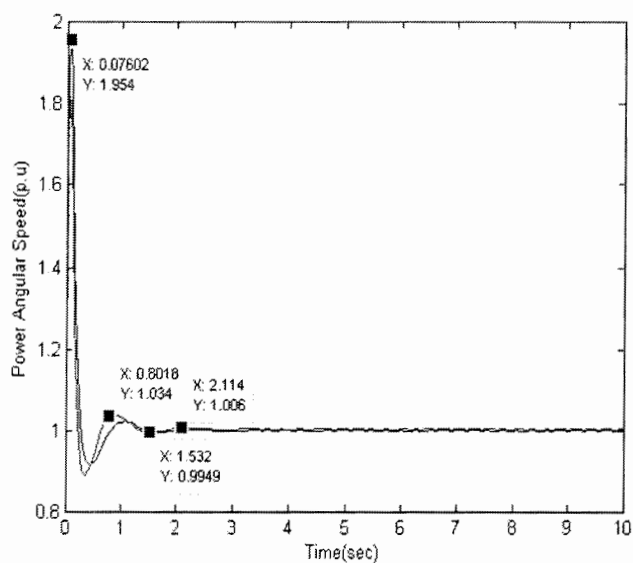
شکل ۵-۱۰- پاسخ وا تاژ داخلی در حضور نامعینی ها

۵-۴-۳- دسته سوم شبیه سازیها، شکل‌های (۵-۱۱) تا (۵-۱۹)، حساسیت سیستم نسبت به

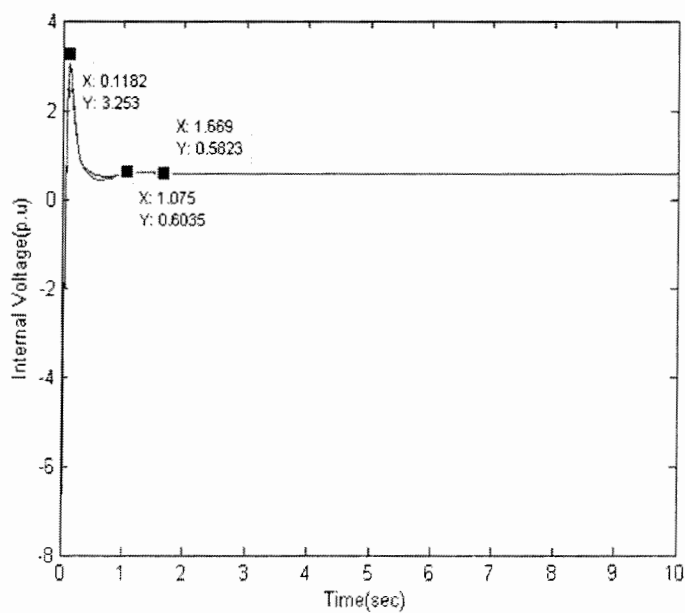
پارامتر α که مقادیر مختلف 30, 45, 60 را دارد، نشان می دهند.



شکل ۵-۱۱- زاویه توان برای $\alpha = 30$

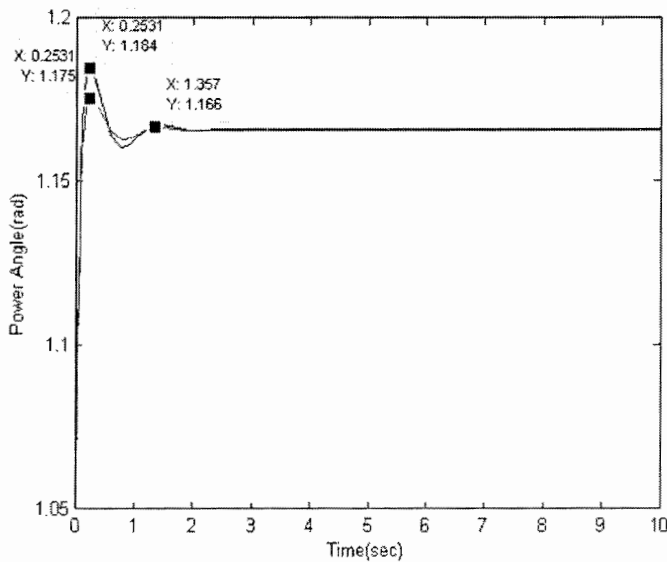


شکل ۵-۱۲- سرعت زاویه ای توان برای $\alpha = 30$

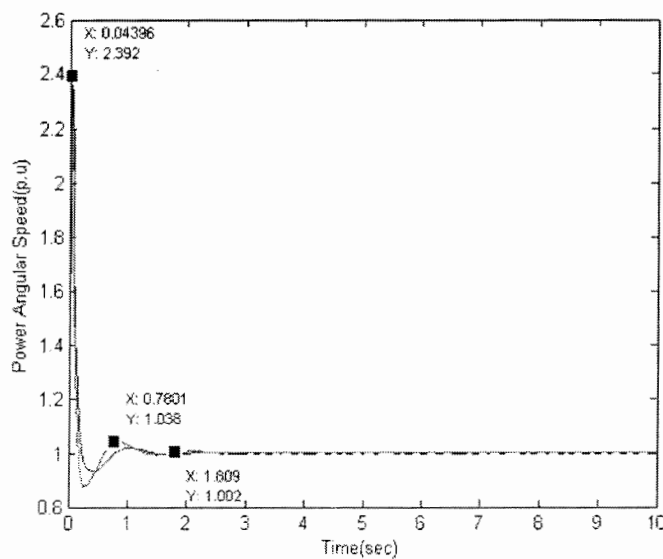


شکل ۵-۱۳- ولتاژ داخلی برای $\alpha = 30$

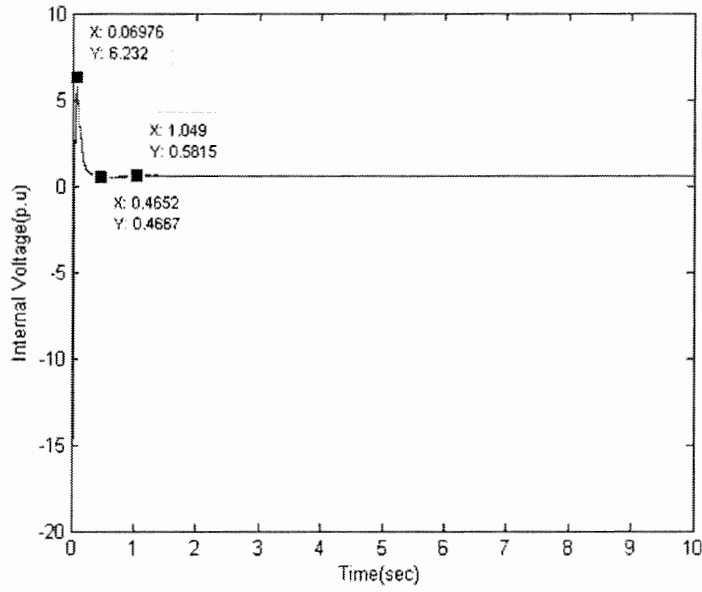
می توان مشاهده کرد که هنگامی که α مقادیر بالایی دارد، اجرای کنترلر بهبود یافته و حالتها سریعتر به نقطه تعادل می رسند، هرچند تلاش برای کنترل افزایش می یابد. پس به یک مصالحه بین کنترل اعمال شده به سیستم و اجرا از طریق پارامتر α نیازمندیم.



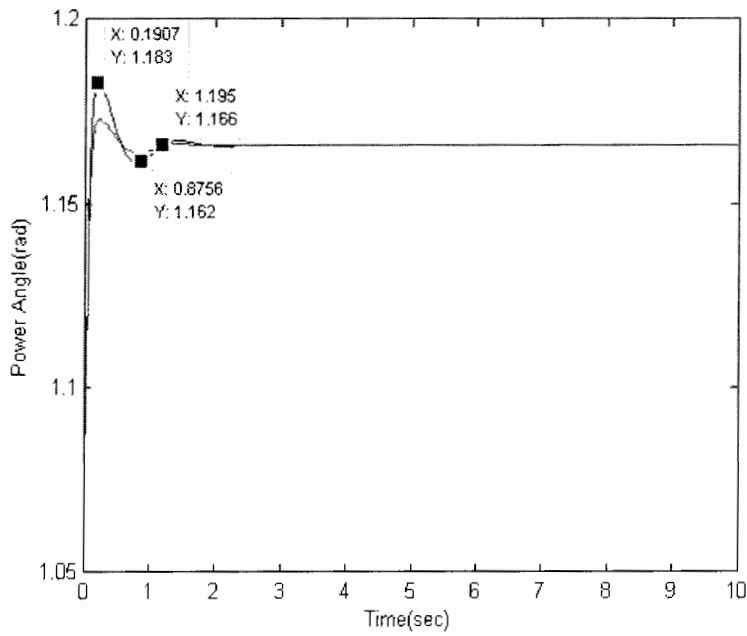
شکل ۵-۱۴- زاویه توان برای $\alpha = 45$



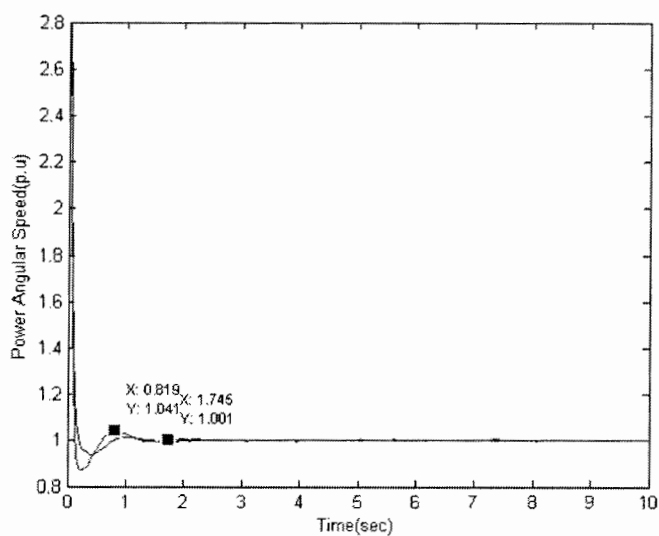
شکل ۵-۱۵- سرعت زاویه ای توان برای $\alpha = 45$



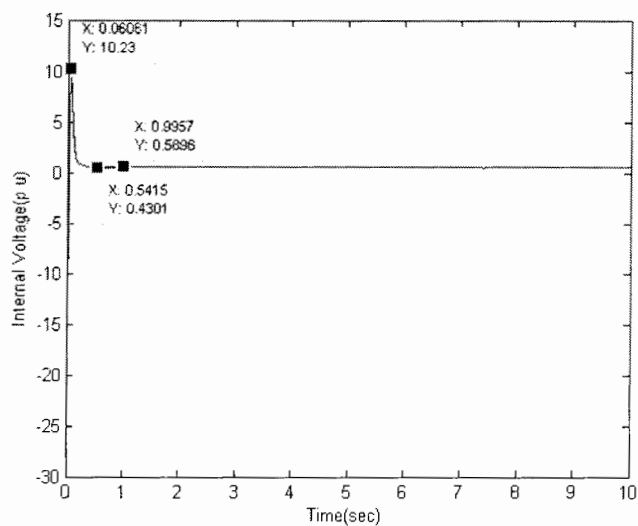
شکل ۵-۱۶- ولتاژ داخلی برای $\alpha = 45$



شکل ۵-۱۷- زاویه توان برای $\alpha = 60$



شکل ۵-۱۸- سرعت زاویه ای توان برای $\alpha = 60$



شکل ۵-۱۹- ولتاژ داخلی برای $\alpha = 60$

فصل ششم:

نتیجه گیری و پیشنهادات

مقدمه

همانگونه که در بخشهای مختلف بیان گردید هدف از انجام این پایان نامه طراحی کنترلر مبتنی بر رویتگر مقاوم منطبق بر شرایط سیستم قدرت SMIB به جهت افزایش پایداری آن است. طراحی های کنترلر و رویتگر ساده و سیستماتیک و بر پایه تکنیکهای طراحی خطی می باشند.

مبحث پایداری در سیستم های قدرت از جمله مباحثی است که به کرات و در طول دهه های گذشته مورد توجه مهندسان و طراحان قدرت بوده است ولی با وجود این به دلیل اهمیت این موضوع توجه به روشهای جدید برای بهبود پایداری از طریق اعمال روشهای جدید کنترلی مورد نظر بوده است.

در این بخش مروری بر نتایج حاصل شده از این پروژه داریم و پیشنهاداتی را برای بهبود و

ادامه این کار بیان می کنیم.

۶-۱- نتیجه گیری :

تحلیل پایداری سیستمهای قدرت را می توان به پایداری دینامیکی و پایداری گذرا تقسیم کرد ، که هر دو بوسیله اغتشاشات سیستم تحت تاثیر قرار میگیرند

یکی از استراتژیهای که برای بهبود بخشیدن به اجرای پایداری دینامیکی و پایداری در مقابل اغتشاش بزرگ سیستمهای قدرت بکار میرود ، طراحی کنترلرهای تحریک است.

در اینجا یک الگوریتم طراحی رویتگر و کنترل کننده برای یک کلاس ویژه از سیستمهای غیر خطی که شامل مدل ژنراتورهای سنکرون در سیستم قدرت میباشد ارائه کردیم. طراحی رویتگر و کنترل کننده پیشنهادی ساده و بر پایه ساختار تبدیلهای یکسان که در یافتن فرمهای کانونیکال سیستمهای کنترل پذیر و رویت پذیر خطی استفاده می شوند، بودند. سپس با استفاده از کنترل کننده و رویتگر پیشنهادی ، یک کنترلر تحریک بر پایه رویتگر را برای سیستم قدرت SMIB ، طراحی کردیم. از طریق شبیه سازی نشان دادیم که کنترلر مبتنی رویتگر پیشنهادی تحت نامعینی های پارامتری مقاوم می باشد.

۶-۲- پیشنهادات:

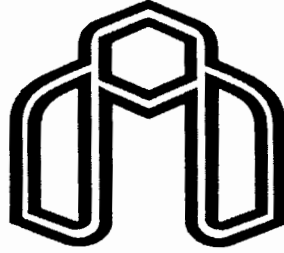
برای طراحی رویتگر زاویه روتور را متغیر اندازه گیری شده در نظر گرفتیم. در عمل بهتر است، سرعت زاویه ای روتور را به عنوان متغیر قابل اندازه گیری در نظر بگیریم. در نتیجه یک طراحی رویتگر با استفاده از سرعت زاویه ای روتور به عنوان متغیر اندازه گیری شده باید ارائه داد که با استفاده از تکنیکهای ارائه شده در این رساله ممکن نیست. به طور مشابه با مورد سیستم چند ماشینه نیز باید از روشهای طراحی دیگر استفاده کرد.

اینها عنوانهایی هستند که می توانند در آینده مورد بررسی قرار گیرند.

منابع و مراجع :

- [١] Adaptive Cruise Control and Driver Modeling. Johan Bengtsson, Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Lund, November ٢٠٠١
- [٢] Bazanella AS, Silva AS, Kokotovic PV. Lyapunov design of excitation control for synchronous machines. Proc. ٣٦th IEEE CDC, San Diego, California, USA, ١٩٩٧. p. ٢١١±٦.
- [٣] de Mello FP, Concordia C. Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control. IEEE Trans Power Apparatus Systems ١٩٦٩; April: ٣١٦±٢٩.
- [٤] Busawon K, Saif M. Stabilisation and control of nonlinear systems in strict feedback form. IFAC World Congress, Beijing, China, July ١٩٩٩.
- [٥] Busawon K, De Leon Morales, J Aguilera-Hernandez M. A new high gain observer for uniformly observable systems. IASTED, Austria, February ١٩٩٩.
- [٦] Sauer PW, Ahmed-Zaid S, Kokotovic PV. An integral manifold approach to reduced order dynamic modeling of synchronous
- [٧] Chow JH, Kokotovic P, Thomas RJ, editors. Systems and control theory for power systems IMA Volumes in Mathematics and its Applications, vol. ٦٤. Berlin: Springer, ١٩٩٥.
- [٨] Pai MA. Energy function analysis for power system stability. Dordrecht: Kluwer, ١٩٨٩.
- [٩] Bergen A. Power system analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, ١٩٨٦.
- [١٠] Chen CT. Introduction to linear system theory. HRW Series in Electrical Engineering, Electronics, and Systems, ١٩٧٠.

- [١١] Yi Guo, David J. Hill, and Youyi Wang, 'Global Transient Stability and Voltage Regulation for Power Systems', , IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, VOL. ١٦, NO. ٤, NOVEMBER ٢٠٠١
- [١٢] M. Aldeen and H. Trinh, 'DESIGN OF A DISTRIBUTED POWER SYSTEM STABILISER' , Department of Electrical and Electronic Engineering,
- [١٣] CIGRe Technical Brochure, 'Advanced Angle Stability Controls' ,Task Force ١٧ of Advisory Group ٠٢ of Study Committee ٣٨,December ١٩٩٩



دانشگاه صنعتی شاهرود

Shahrood University of Technology
Department of Electric and Robotics

Thesis submitted for the degree of Master of Sciences in power
Electrical Engineering

Title:

Design and Simulation of Robust Observer-based control for Power System

Supervisor:

Dr. Ali Reza Sedaghati

By:

Mostafa Kashi