

به نام خدا



گزارش پایانی طرح پژوهشی

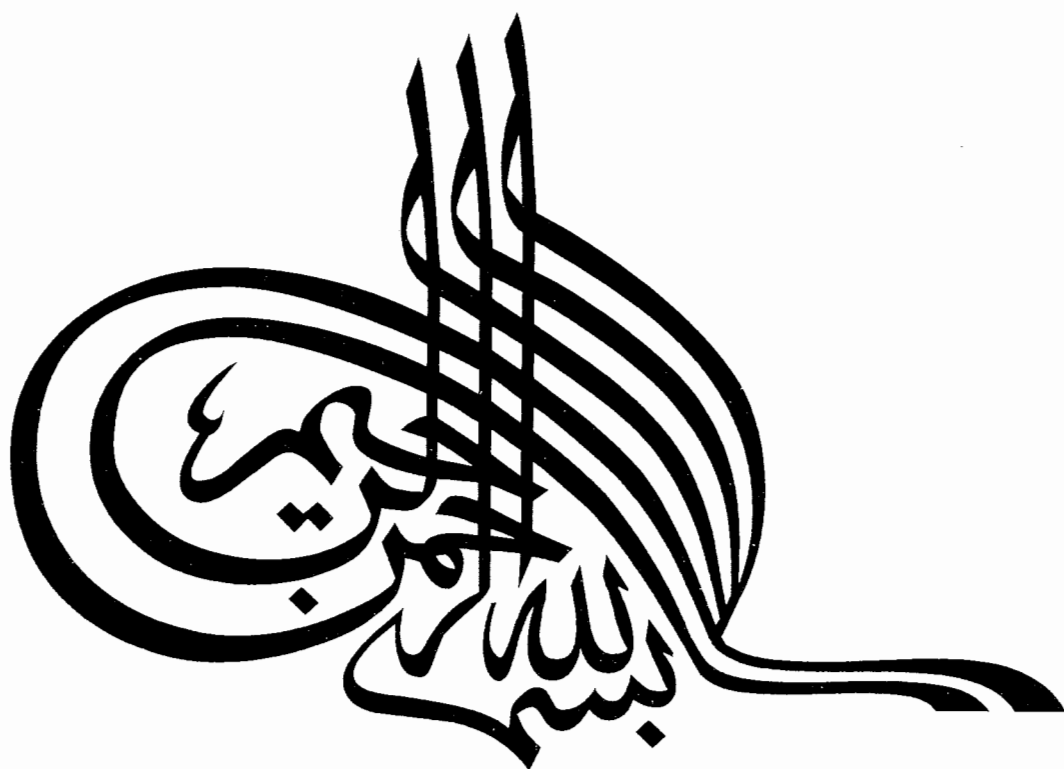
طراحی و شبیه سازی سیستم کنترل تولید خود کار توسط کنترل تطبیقی مدل مرجع

کد طرح: ۱۳۰۹

مجری طرح: علی اکبر قره ویسی

عضو هیأت علمی دانشکده برق و رباتیک

تیرماه ۱۳۸۴



عنوان طرح پژوهشی:

طراحی و شبیه سازی سیستم کنترل تولید خودکار توسط کنترل تطبیقی مدل مرجع

مجری:

دکتر علی اکبر قره ویسی
عضو هیات علمی گروه کنترل

محل اجرا:

دانشکده برق دانشگاه صنعتی شاهرود

تیر ماه ۱۳۸۴

۱	فصل اول : معرفی کنترل تولید خودکار
۱-۱-۱	مقدمه
۲-۱	مدل واحد
۳-۱	مدل بار
۴-۱	مدل موتور محرک
۵-۱	مدل گاورنر
۶-۱	کنترل اتوماتیک تولید
۱۱	فصل دوم : مروری بر کنترل تطبیقی
۱۲-۱	تاریخچه
۱۷-۲	طراحی MRAC با استفاده از نظریه پایداری لیاپانف
۱۹-۲	مقایسه نظریه لیاپانف با قاعده MIT
۲۰	فصل سوم : سیستم های تطبیقی مدل - مرجع
۲۰-۱	مقدمه
۲۱-۲	تنظیم پارامترهای زیاد
۲۳-۳	روش MRAC برای سیستمهای مرتبه اول
۲۷-۴	تعیین بهره تطبیق
۳۰	فصل چهارم: طراحی سیستم کنترل تولید خودکار توسط کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع
۳۰-۱	مقدمه
۳۰-۲	مدل سیستم قدرت در مسئله AGC
۳۰-۳	طراحی کنترل کننده مدل مرجع پیشنهادی
۳۲-۴	طراحی کنترل کننده پیشنهادی برای مسئله AGC
۳۲-۴-۱	انتخاب مدل مرجع
۳۳-۴-۲	طراحی کنترل کننده
۳۵-۴-۳	انتخاب مکانیزم تطبیق
۳۵-۴-۵	بررسی عملکرد روش پیشنهادی
۴۰	فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۴۰-۱	نتیجه گیری
۴۱-۲	پیشنهادهای
۴۲	مراجع
۴۳	مقاله چاپ شده

چکیده

یکی از مشخصات کیفی بسیار مهم در بهره‌برداری از سیستم‌های قدرت، ثابت ماندن فرکانس است که این موضوع همان مسئله کنترل تولید خودکار¹ یا کنترل بار-فرکانس² می‌باشد. کنترل کننده مورد استفاده سیستم‌های قدرت در مسئله AGC کنترل کننده از نوع انتگرالی است که عملکرد این کنترل کننده به دلیل گستردگی روزافزون سیستم قدرت و تغییرات وسیع پارامترهای آن، تحت تاثیر قرار می‌گیرد. بهمین خاطر تحقیقات زیادی برای حل این مشکل صورت گرفته و کارهای فراوانی نیز ارائه شده است. از این جمله می‌توان روشهای: شبکه‌های عصبی، کنترل ساختار متغیر، الگوریتم ژنتیک، کنترل روباست، کنترل فازی و... را نام برد. در این طرح پژوهشی روش جدیدی برای کنترل بار-فرکانس سیستم قدرت ارائه می‌شود که در آن کنترل کننده مورد نظر از نوع کنترل کننده تطبیقی می‌باشد. کنترل تطبیقی از مباحث مهم و گسترده در علم کنترل است. در این طرح پژوهشی ابتدا تعمیمی از کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع³ ارائه می‌گردد. سپس، مسئله کنترل تولید خودکار با روش پیشنهادی حل می‌شود و عملکرد و توانایی روش پیشنهادی با کنترل کننده انتگرالی مقایسه می‌گردد. با مطالعه نتایج شبیه‌سازی دیده می‌شود که کنترل کننده پیشنهادی عملکرد مطلوبی دارد، طوری که در مقابل تغییرات پارامترهای سیستم نیز کارساز بوده و نقش خود را به خوبی ایفا می‌نماید.

1 . Automatic Generation Control (AGC)

2 .Load-Frequency Control (LFC)

3 .Model Reference Adaptive Control (MRAC)

فصل اول :

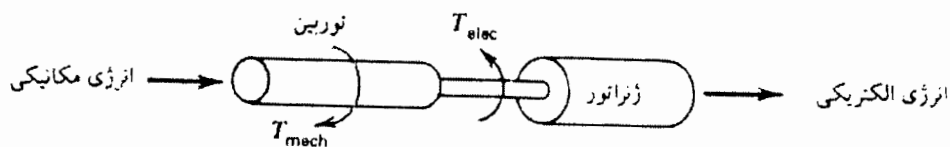
معرفی کنترل تولید خود کار

۱-۱- مقدمه

در حقیقت کنترل تولید یکی از اولین مسائلی است که در طراحی سیستم‌های قدرت مطرح شده است، روش‌های موجود در کنترل تک تک واحدها و نیز کنترل شبکه‌های به هم پیوسته، نقش مهمی را در مراکز مدرن کنترل ایفا می‌کند.

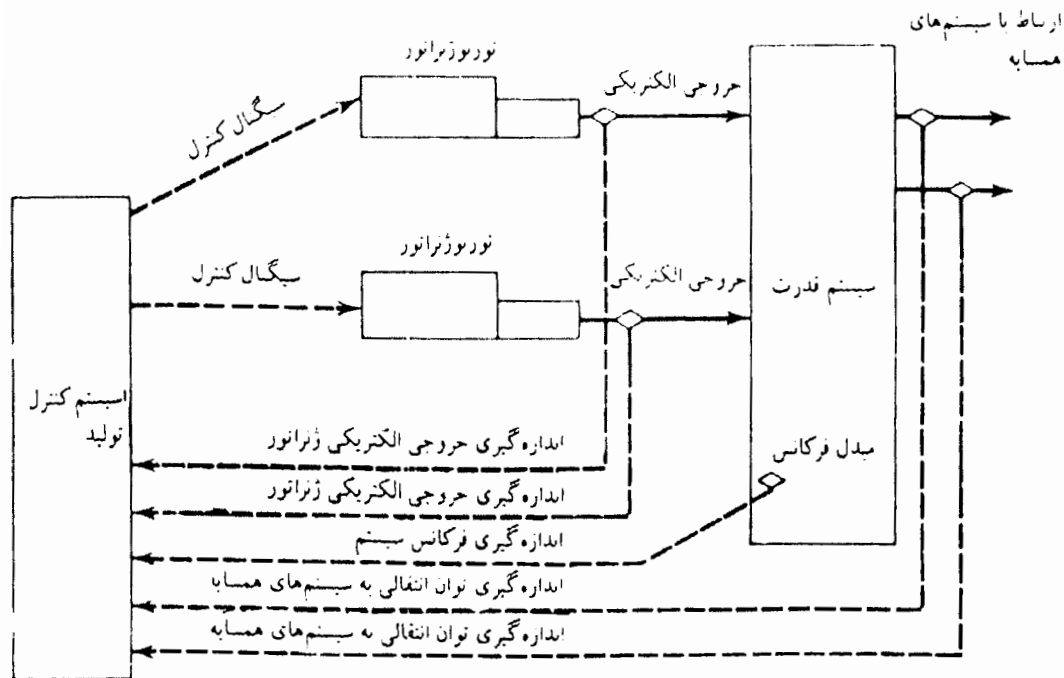
یک ژنراتور که توسط یک توربین بخار می‌چرخد را می‌توان بصورت جرم بزرگی که دو گشتاور مختلف‌العلامه بر چرخش آن اثر می‌کنند، در نظر گرفت. در شکل (۱-۱) T_{mech} ، گشتاور مکانیکی است که سعی در ازدیاد سرعت چرخشی دارد، در حالیکه T_{elec} یا گشتاور الکتریکی در جهت کاهش سرعت عمل می‌کند. زمانیکه این دو گشتاور مساوی باشند سرعت چرخشی ω ، ثابت خواهد بود. اگر بار الکتریکی زیاد شود به گونه‌ای که T_{elec} از T_{mech} بزرگتر شود، تمام سیستم چرخان شروع به کاهش سرعت می‌کند. جهت برگشتن به نقطه تعادل، کاری باید انجام شود تا T_{mech} اضافه شده و سرعت را به نقطه قابل قبولی برساند، به گونه‌ای که مجدداً گشتاورها مساوی شده و سرعت ثابت بماند [۱].

از آنجا که بار پیوسته در حال تغییر است این عمل باید پیوسته انجام شود. بعلاوه از آنجا که واحدهای زیادی وظیفه تامین انرژی شبکه را به عهده دارند، به نحوی باید تغییرات بار بین واحدها تقسیم گردد. جهت اجرای این هدف، مجموعه‌ای از سیستم‌های کنترلی به واحدهای تولید مرتبط می‌باشند.



شکل (۱-۱): گشتاور مکانیکی و الکتریکی در یک واحد

گاورنر موجود در هر واحد، وظیفه تثبیت سرعت را به عهده دارد، حال آنکه کنترل کننده‌های اضافی که معمولاً از یک مرکز کنترل دور هدایت می‌شوند، وظیفه تخصیص تولید بین واحدها را به عهده دارند، شکل (۲-۱) نموداری از مساله تولید را ارائه می‌دهد.



شکل (۱-۲): شمای کلی مسأله کنترل تولید

۱-۲- مدل واحد

قبل از شروع مناسب است بعضی از واژه‌ها را تعریف کنیم:

ω : سرعت چرخشی (رادیان بر ثانیه).

α : شتاب زاویه‌ای.

δ : زاویه فاز یک واحد در حال چرخش.

T_{net} : گشتاور خالص شتاب دهنده مربوط به یک واحد.

T_{mech} : گشتاور مکانیکی اعمال شده به واحد از طریق توربین.

T_{elec} : گشتاور الکتریکی اعمال شده به واحد از طریق ژنراتور.

P_{net} : توان خالص شتاب دهنده.

P_{mech} : توان مکانیکی ورودی.

P_{elec} : توان الکتریکی خروجی.

I : گشتاور ماند واحد.

M : مقدار حرکت زاویه‌ای واحد.

که تمام مقادیر (به جز زاویه فاز) بر حسب مبنای واحد می باشند.

در ادامه این بخش تغییرات حول نقطه کار حالت ماندگار را بررسی می کنیم. تمام مقادیر مبنا یا حالت ماندگار را با زیرنویس 0 (مثلاً ω_0) نشان می دهیم و تغییرات نسبت به حالت اسمی را با Δ (مثلاً $\Delta T_{net}, \Delta \omega$) نشان می دهیم. بعضی از روابط به صورت زیر می باشد [۱]:

$$I\alpha = T_{net} \quad (۱-۱)$$

$$M = \omega I \quad (2-1)$$

$$P_{net} = \omega T_{net} = \omega(I\alpha) = M\alpha \quad (3-1)$$

جهت شروع، یک واحد تکی در حال چرخش را در نظر می‌گیریم. فرض کنید که سرعت و زاویه حالت ماندگار به ترتیب ω_o ، δ_o باشند. به علت تغییرات الکتریکی یا مکانیکی، واحد تحت تأثیر تغییرات گشتاورهای مکانیکی و یا الکتریکی واقع شده و شروع به افزایش و یا کاهش سرعت می‌نماید. عمدتاً به دنبال دانستن وضعیت $\Delta\omega$ ، $\Delta\delta$ می‌باشیم. تغییرات زاویه فاز یعنی $\Delta\delta$ مساوی تفاوت زاویه فاز واحد، زمانی که تحت عملکرد شتاب α واقع می‌شود و محور مرجعی که دقیقاً در سرعت ω_o می‌چرخد، می‌باشد. اگر سرعت ماشین تحت شتاب مساوی است با:

$$\omega = \omega_o + \alpha t \quad (4-1)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} \Delta\delta &= \int (\omega_o + \alpha t) dt - \int \omega_o dt \\ &= \omega_o t + \frac{1}{2} \alpha t^2 - \omega_o t = \frac{1}{2} \alpha t^2 \end{aligned} \quad (5-1)$$

بنابراین تغییر در سرعت یعنی $\Delta\omega$ را، می‌توان بصورت زیر بیان کرد:

$$\Delta\omega = \alpha t = \frac{\partial}{\partial t}(\Delta\delta) \quad (6-1)$$

و بنابراین داریم:

$$T_{net} = I \alpha = I \frac{\partial}{\partial t}(\Delta\omega) I \frac{\partial^2}{\partial t^2}(\Delta\delta) \quad (7-1)$$

سپس ارتباط بین تغییرات در توانهای مکانیکی و الکتریکی و تغییرات در سرعت و گشتاور مکانیکی را بیان می‌کنیم. رابطه بین توانها بصورت زیر است:

$$P_{net} = P_{mech} - P_{elec} \quad (8-1)$$

که بر حسب مجموع مقدار حالت ماندگار و مقدار تغییرات نوشته می‌شود:

$$P_{net} = P_{neto} + \Delta P_{net} \quad (9-1)$$

که:

$$\begin{aligned} P_{neto} &= P_{mecho} - P_{eleco} \\ \Delta P_{net} &= \Delta P_{mech} - \Delta P_{elec} \end{aligned}$$

بنابراین:

$$P_{net} = (P_{mecho} - P_{eleco}) + (\Delta P_{mech} - \Delta P_{elec}) \quad (10-1)$$

بصورت مشابه برای گشتاورها داریم:

$$T_{net} = (T_{mecho} - T_{eleco}) + (\Delta T_{mech} - \Delta T_{elec}) \quad (11-1)$$

با استفاده از معادله (3-1) داریم:

$$P_{net} = P_{neto} + \Delta P_{net} = (\omega_o + \Delta\omega)(T_{neto} + \Delta T_{net}) \quad (12-1)$$

با استفاده از معادله (10-1) و (11-1) داریم:

$$(P_{mecho} - P_{eleco}) + (\Delta P_{mecho} - \Delta P_{eleco}) = (\omega_o + \Delta\omega)[(T_{mecho} - T_{eleco}) + (\Delta T_{mecho} - \Delta T_{eleco})] \quad (13-1)$$

با توجه به اینکه $P_{mecho} = P_{eleco}$ و $T_{mecho} = T_{eleco}$ و به علاوه فرض می‌کنیم که عبارت درجه دوم، یعنی حاصل ضرب Δw با ΔT_{mech} ، قابل صرف‌نظر باشد داریم:

$$(\Delta P_{mech} - \Delta P_{elec}) = \omega_o (\Delta T_{mech} - \Delta T_{elec}) \quad (14-1)$$

از طرفی با استفاده از معادله (۷-۱) داریم:

$$(T_{mecho} - T_{eleco}) + (\Delta T_{mech} - \Delta T_{elec}) = I \frac{\delta}{\delta t} (\Delta w) \quad (15-1)$$

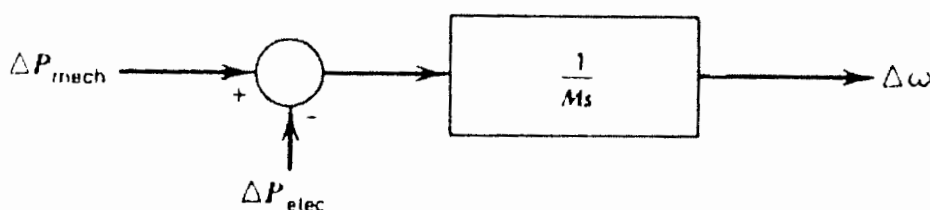
با استفاده از اینکه $T_{mecho} = T_{eleco}$ و نیز ترکیب معادلات (۱۴-۱) و (۱۵-۱) داریم:

$$(\Delta P_{mech} - \Delta P_{elec}) = w_o I \frac{\delta}{\delta t} (\Delta w) = M \frac{\delta}{\delta t} (\Delta w) \quad (16-1)$$

با گرفتن لاپلاس از طرفین معادله (۱۶-۱) داریم:

$$\Delta P_{mech} - \Delta P_{elec} = MS \Delta w \quad (17-1)$$

این معادله به صورت بلوک دیاگرامی در شکل (۳-۱) آمده است.



شکل (۳-۱): ارتباط توانهای مکانیکی و الکتریکی و تغییر سرعت

واحد M بر حسب وات بر رادیان بر ثانیه است، همیشه از توان مبنای واحد بر سرعت مبنای واحد بر ثانیه استفاده می‌کنید، که مبنای واحد، اشاره به مشخصات نامی واحد بعنوان پایه دارد.

۱-۳- مدل بار

بار در یک سیستم قدرت، متشکل از دستگاه‌های گوناگون الکتریکی است. بعضی از آنها فقط اهمی، بعضی با مشخصه‌های متغیر توان - فرکانس و بعضی دیگر مشخصات کاملاً متفاوتی دارند. از آنجا که بار موتوری، بار غالب یک سیستم قدرت است لازم است که تاثیر تغییر در فرکانس را بر بار خالص یک سیستم مدلسازی کنیم. رابطه تغییر بار به علت تغییر فرکانس به صورت زیر است [۱]:

$$\Delta P_{L(freq)} = D \Delta \omega$$

یا:

$$D = \frac{\Delta P_{L(freq)}}{\Delta w}$$

که D به صورت درصد تغییر بار تقسیم بر درصد تغییر در فرکانس بیان می‌شود. بعنوان مثال اگر تغییر بار در اثر تغییر ۱٪ در فرکانس، معادل ۱/۵٪ باشد، در این صورت D مساوی ۱/۵ خواهد بود. با وجود این مقدار D در حل عکس‌العمل دینامیکی سیستم، در صورت متفاوت بودن مگاوات آمپر پایه سیستم از مقدار اسمی

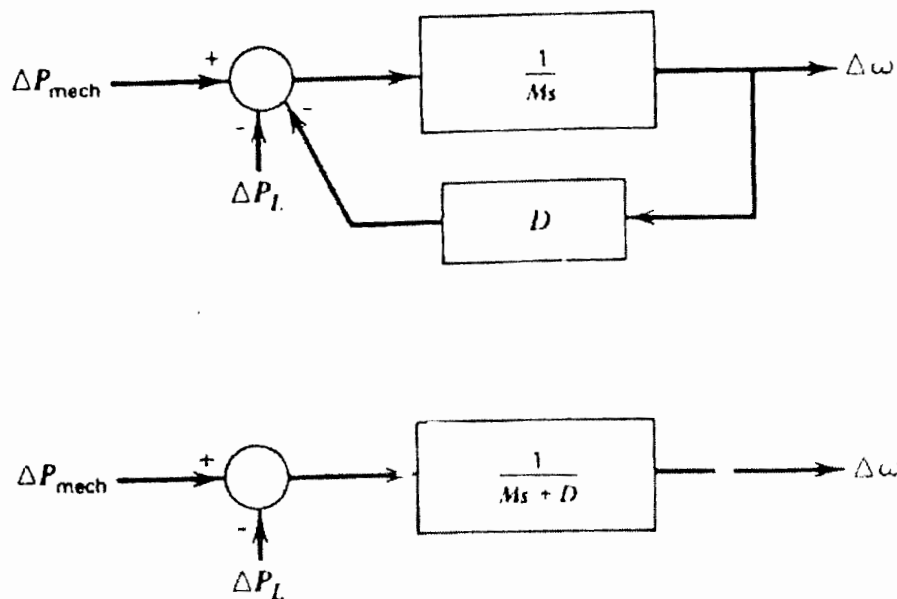
بار، باید تغییر کند. فرض کنید که D مورد اشاره برای یک بار خالص ۱۲۰۰ مگاواتی بوده و تمام مسأله دینامیکی قرار باشد در پایه ۱۰۰۰ مگاوات آمپر بررسی گردد. توجه کنید که $D=1.5$ بدین معناست که تغییر بار به ازاء یک (در مبنای واحد)، تغییر فرکانس $1/5$ (در مبنای واحد) خواهد بود. بنابراین بار، معادل 1.5×1200 یا ۱۸۰۰ مگاوات آمپر تغییر را به ازاء یک (در مبنای واحد) تغییر در فرکانس خواهد داشت. براساس پایه ۱۰۰۰ مگاوات آمپر خواهیم داشت:

$$D_{1000 MVA Base} = 1.5 \times \left(\frac{1200}{1800} \right) = 1.8$$

تغییر خالص P_{elec} در شکل (۳-۱) (معادله ۱-۱۵) مساوی است با:

$$\Delta P_{elec} = \Delta P_L + D\Delta\omega \quad (1-18)$$

که ΔP_L معرف تغییر بار غیرحساس به فرکانس و $D\Delta\omega$ بیانگر تغییر بار حساس به فرکانس می باشد بلوک دیاگرام جدید در شکل (۴-۱) آمده است:



شکل (۴-۱): بلوک دیاگرام جرم چرخان و بار

۴-۱- مدل موتور محرک

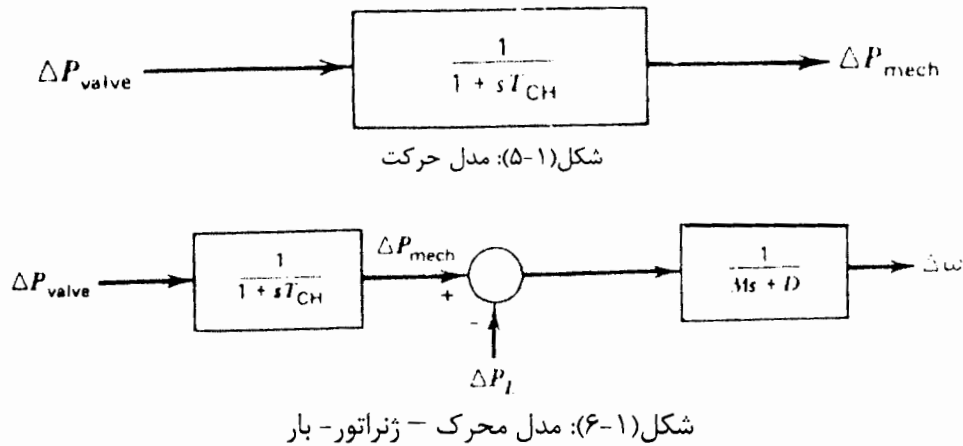
موتور محرک و چرخاننده یک ژنراتور ممکن است یک توربین بخار یا یک توربین آبی باشد. در حالت توربین بخار مدل موتور محرک باید مشخصات سیستم کنترل دیگ بخار و ذخیره آب را در نظر بگیرد و در حالت توربین آبی، مدل باید مشخصات آبگذر توربین را به حساب آورد.

در ادامه تنها ساده‌ترین مدل موتور محرک یعنی توربین بدون احیاء حرارت را استفاده خواهیم کرد.

مدل توربین مورد بحث، در شکل (۵-۱) آمده است که موقعیت شیر کنترل کننده بخار، ورودی به توربین را به توان خروجی توربین مرتبط می‌سازد که:

T_{CH} : ثابت زمانی زمان بارافزایی

ΔP_{valve} : تغییر مبنای واحد در موقعیت شیر نسبت به حالت اسمی
 با ترکیب شکل‌های (۴-۱) و (۵-۱) می‌توان مدل ترکیبی از موتور محرک- ژنراتور- بار را برای یک واحد
 تکی مطابق با شکل (۶-۱) بدست آورد.

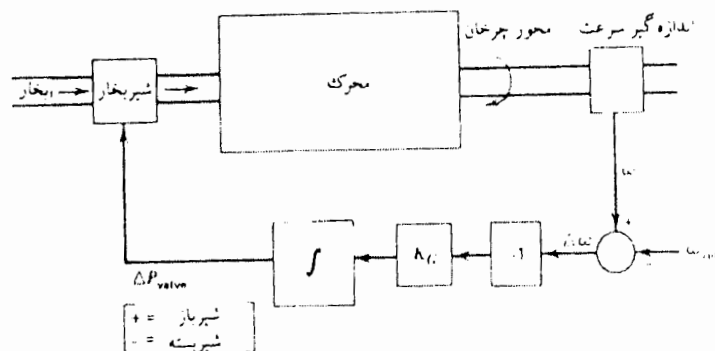


۵-۱- مدل گاورنر

فرض کنید که ژنراتوری از طریق توان مکانیکی ناشی از یک توربین تغذیه گردد. نتیجه هر تغییر بار، تغییر در سرعت است به اندازه‌ای که دقیقاً بار حساس به فرکانس، تغییر بار را جبران نماید. این شرایط فرکانس سیستم را مجاز می‌سازد که خارج از محدوده قابل قبولی تغییر نماید. با استفاده از یک سیستم گاورنر میتوان بر این مشکل غالب شد، بدین صورت که سرعت مکانیکی را اندازه‌گیری کرده و شیر ورودی به توربین را جهت تغییر توان خروجی مکانیکی به گونه‌ای تنظیم نماید که تغییر بار را جبران نموده و فرکانس را به مقدار اسمی برگرداند. اولین نوع گاورنرها از گلوله‌های چرخانی استفاده می‌کردند که سرعت را حس کرده و در اثر تغییر سرعت، حرکت مکانیکی را باعث می‌شوند. روش‌های جدید براساس حس سرعت توسط ابزار الکترونیکی استوار است و غالباً تغییر مورد نیاز در وضعیت شیر را توسط مجموعه‌ای از ابزار الکترونیکی، مکانیکی و هیدرولیکی ایجاد می‌نماید. ساده‌ترین گاورنر که به گاورنر سرعت ثابت موسوم است شیر ورودی را در نقطه‌ای تنظیم می‌نماید که فرکانس را به مقدار اسمی برگرداند. اگر تنها خروجی یک سیستم اندازه‌گیر سرعت را از طریق ارتباط مستقیم به یک شیر وصل کنیم، هرگز فرکانس را به مقدار اسمی برنمی‌گرداند جهت برگرداندن خطای فرکانس به صفر، باید از عملی که در کنترل به باز نشانی موسوم است استفاده کرد. این کار، توسط انتگرال‌گیری خطای فرکانس (یا سرعت) که تفاوت بین سرعت واقعی و مقدار مرجع یا دلخواه انجام می‌شود.

نحوه عملکرد این سیستم کنترل سرعت در شکل (۷-۱) آمده است. خروجی وسیله اندازه‌گیری سرعت، یعنی ω با سرعت مرجع ω_{ref} مقایسه شده و سیگنال خطای $\Delta\omega$ را ایجاد می‌کند که این خطا سپس منفی شده و توسط K_G تقویت شده و پس از آن انتگرال‌گیری می‌شود که در نتیجه سیگنال کنترل ΔP_{valve} ایجاد می‌شود که این سیگنال باعث می‌شود شیر اصلی ورودی بخار، زمانی که $\Delta\omega$ منفی است، باز

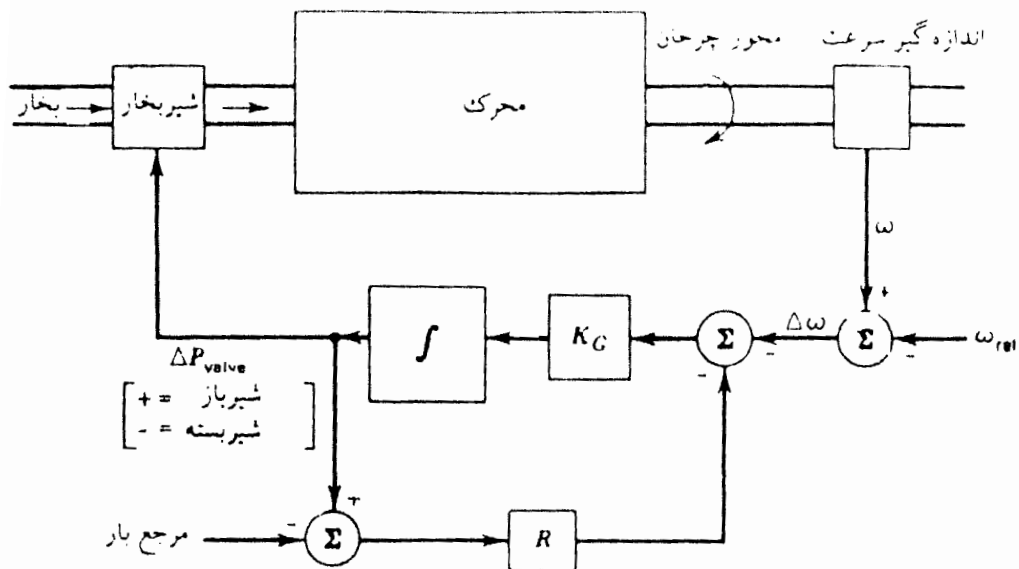
شود (ΔP_{valve} مثبت است). بعنوان مثال، اگر واحد، در سرعت مرجع در حال چرخش بوده و بار الکتریکی زیاد شود، ω کمتر از ω_{ref} شده و $\Delta\omega$ منفی می‌شود. عمل تقویت‌کننده و انتگرال‌گیر باعث می‌شود که شیر ورودی بخار باز شده و در نتیجه، خروجی مکانیکی توربین و در نهایت خروجی الکتریکی ژنراتور بالا رفته و سرعت ω زیاد شود. زمانی که ω دقیقاً ω_{ref} با یکی شد، شیر بخار در موقعیت جدید باقی می‌ماند به نحوی که توربوژنراتور بتواند بار الکتریکی جدید را تامین نماید [۱].



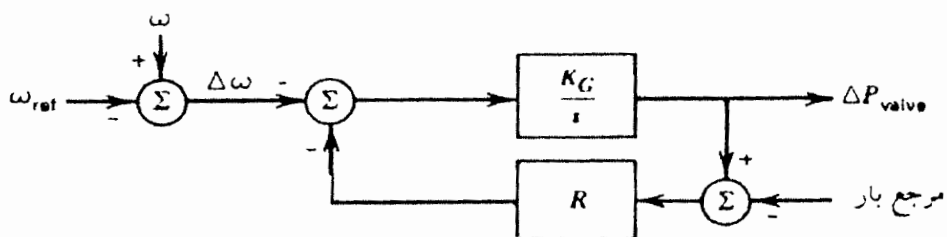
شکل (۷-۱): گاورنر سرعت ثابت

گاورنر سرعت ثابت شکل (۷-۱) را نمی‌توان زمانی که دو یا چند واحد به صورت موازی سیستمی را تغذیه می‌نمایند مورد استفاده قرار داد چرا که واحدها باید دقیقاً دارای سرعت مرجع باشند، در غیر این صورت با هم در ستیز خواهند بود، بدین صورت که هر واحد می‌خواهد که سرعت (یا فرکانس) سیستم را به مرجع خود بکشاند. به منظور عملی کردن، عملکرد موازی دو یا تعداد بیشتر واحد، گاورنرها را با یک سیگنال برگشتی که باعث می‌شود که خطای سرعت در مقادیر مختلف خروجی واحد به صفر برسد، میتوان تجهیز کرد. این کار را با اضافه کردن یک حلقه برگشتی در اطراف انتگرال‌گیر مطابق با شکل (۸-۱) انجام می‌دهند. توجه کنید که در این شکل، ورودی جدید به نام مرجع بار که درباره آن صحبت خواهیم کرد، اضافه شده است. بلوک دیاگرام این گاورنر در شکل (۹-۱) آمده است که گاورنر، اکنون بهره خالص $\frac{1}{R}$ و ثابت زمانی برابر T_G دارد.

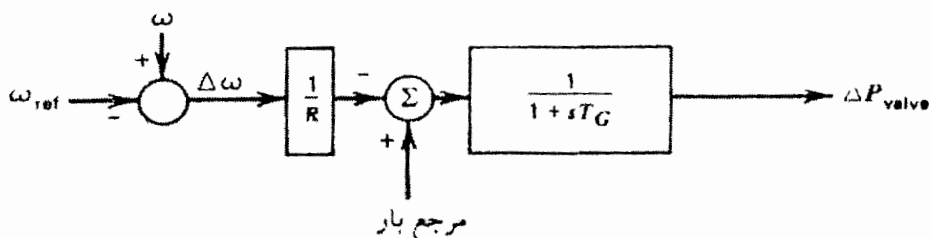
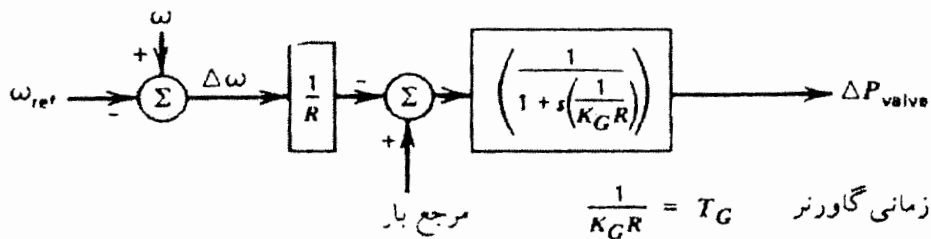
نتیجه اضافه کردن حلقه برگشتی با بهره R ، مشخصه‌ای است که در شکل (۱۰-۱) آمده است. مقدار R ضریب زاویه مشخصه را تعیین می‌کند. به عبارتی R مقدار تغییر در خروجی واحد، به ازاء مقدار مشخصی از تغییر در فرکانس است. معمول این است که R در هر واحد را به گونه‌ای تنظیم نمایند که تغییر صفر تا ۱۰۰٪ (یعنی مقدار اسمی) در خروجی آن باعث شود که تغییر فرکانس مشابه برای تمام واحدها داشته باشیم. در این صورت، هر گونه تغییر در بار الکتریکی سیستم، متناسب با خروجی اسمی واحدها و توسط گاورنرها توزیع می‌شود.



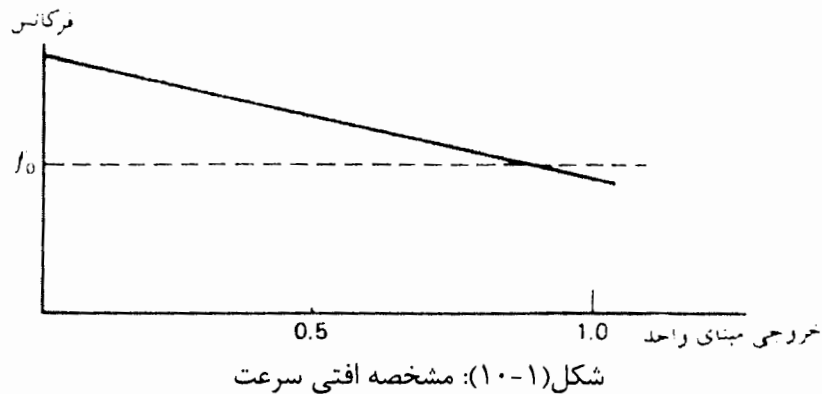
شکل (۹-۱): گاورنر با حلقه برگشتی آفتی سرعت



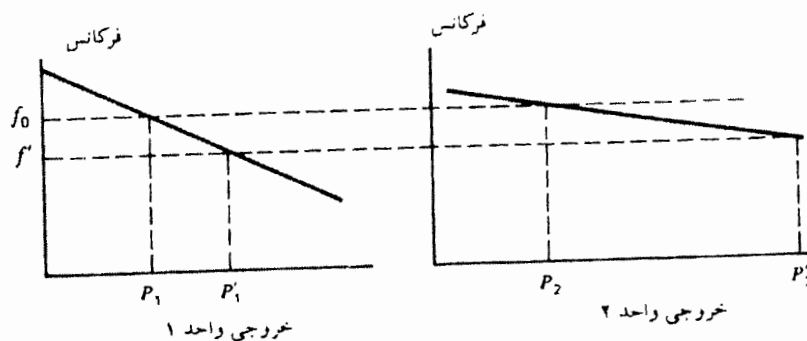
یا



شکل (۹-۱): بلوک دیاگرام یک گاورنر آفتی

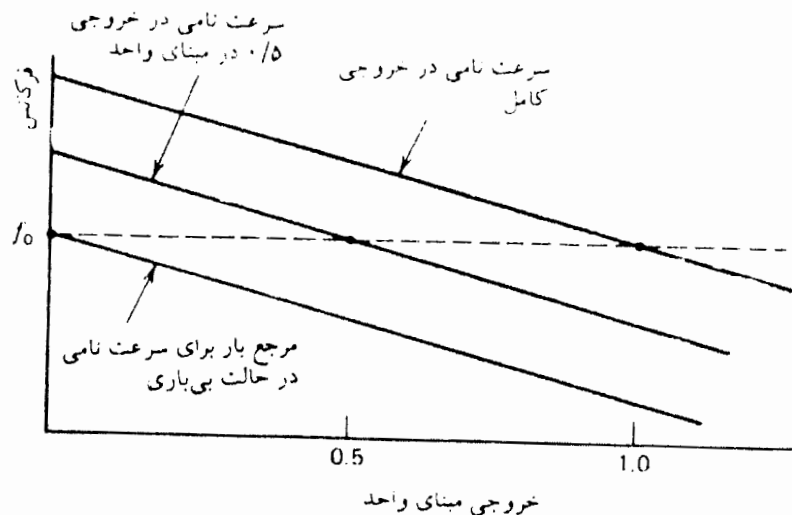


اگر دو واحد با مشخصه‌های افقی گاورنر به یک سیستم قدرت متصل باشند، همیشه یک فرکانس به خصوص وجود دارد که در آن تقسیم بار بین آن دو صورت می‌پذیرد. این موضوع در شکل (۱۱-۱) نشان داده شده است. در ابتدا هر دو واحد، با فرکانس اسمی f_0 کار می‌کنند. زمانی که اضافه بار ΔP_L باعث شود که واحدها کاهش سرعت پیدا کنند، گاورنرها وارد عمل شده به نحوی که فرکانس به نقطه جدید f' برسد. تقسیم بار جدید بین واحدها، متناسب با ضریب زاویه مشخصه افقی هر واحد است. خروجی واحد اول از P_1 به P'_1 و خروجی واحد دوم از P_2 به P'_2 می‌رسد، بگونه‌ای که اضافه تولید خالص یعنی $P'_1 - P_1 + P'_2 - P_2$ مساوی ΔP_L شود. توجه کنید که فرکانس جدید، به نحوه ارتباط بار با فرکانس، نیز مرتبط است.



در شکل (۸-۱) ورودی جدیدی به نام مرجع بار معرفی شد. با تغییر این ورودی، می‌توان کاری کرد که مشخصه گاورنر به گونه‌ای قرار گیرد که فرکانس مرجع را در هر خروجی دلخواه واحد داشته باشیم. این موضوع در شکل (۱۲-۱) نشان داده شده است. ورودی اصلی کنترل به یک واحد تولید، همین ورودی مرجع بار است. با تنظیم این ورودی می‌توان در عین اینکه فرکانس سیستم را نزدیک به یک مقدار اسمی نگه داشت توزیع بار دلخواه را نیز تامین کرد.

باید توجه کرد که تغییر یک (در مبنای واحد) ΔP_{value} معادل تغییری در فرکانس $(\Delta \omega)$ مساوی R (در مبنای واحد) است. غالباً مشخصه گاورنر را برحسب درصد بیان می‌کنند. بنابراین R ، مساوی تغییر در فرکانس، تقسیم بر تغییر در توان خروجی (هر دو در مبنای واحد) است، یعنی: $R = \frac{\Delta \omega}{\Delta P}$ در مبنای واحد



شکل (۱۲-۱): تنظیم مشخصه گاورنر

در این مرحله می‌توان بلوک دیاگرامی از گاورنر و جرم چرخان مطابق با شکل (۱۳-۱) رسم کرد. فرض کنید که واحد، تغییر پله‌ای در بار را تجربه نماید پس:

$$\Delta P_L(s) = \frac{\Delta P_L}{S} \quad (۱۹-۱)$$

تابع تبدیل بین ΔP_L و ΔW به صورت زیر است:

$$\Delta W(s) = \Delta P_L(s) \left[\frac{\frac{-1}{MS+D}}{1 + \frac{1}{R} \left(\frac{1}{1+ST_G} \right) \left(\frac{1}{1+ST_{CH}} \right) \left(\frac{1}{MS+D} \right)} \right] \quad (۲۰-۱)$$

مقدار حالت ماندگار $\Delta W(s)$ را می‌توان به صورت زیر پیدا کرد.

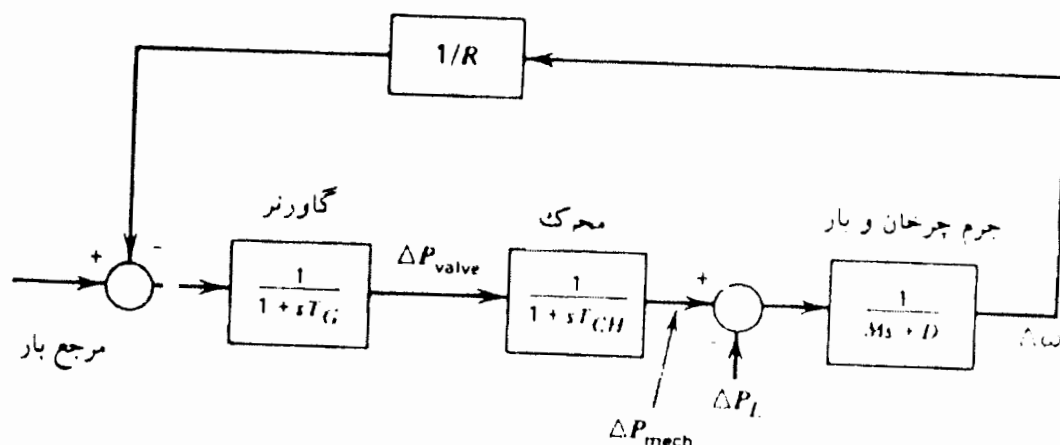
$$= \frac{-\Delta P_L \left(\frac{1}{D} \right)}{1 + \left(\frac{1}{R} \right) \left(\frac{1}{D} \right)} = \frac{-\Delta P_L}{D + \frac{1}{R}} \quad (۲۱-۱)$$

توجه کنید که اگر D مساوی با صفر باشد، داریم:

$$\Delta W = -R \Delta P_L \quad (۲۲-۱)$$

اگر چندین واحد، هر یک با موتور محرکه و گاورنر مربوطه به سیستمی مربوط باشند، تغییر فرکانس به ازاء تغییر بار برابر است با:

$$\Delta W = \frac{-\Delta P_L}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} + D} \quad (۲۳-۱)$$



شکل (۱-۱۳): بلوک دیاگرام گاورنر، محرک و جرم چرخان

۱-۶- کنترل اتوماتیک تولید

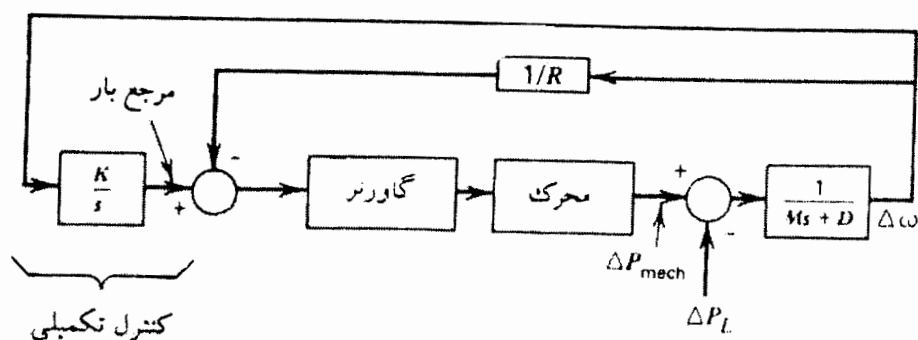
کنترل اتوماتیک تولید (AGC) نامی است که به یک سیستم کنترل که سه هدف عمده زیر را تامین کند، اطلاق می‌شود:

۱- نگه داشتن فرکانس سیستم در مقدار اسمی

۲- حفظ مقدار صحیح تبادل بین نواحی

۳- حفظ تولید هر واحد در اقتصادی‌ترین مقدار ممکن

شکل (۱-۱۴) نشان‌دهنده یک واحد تکمیلی می‌باشد، هرگونه تغییر بار، تغییری در فرکانس ایجاد می‌کند که مقدار آن بستگی به مشخص افتی گاورنر و مشخصه فرکانس بار سیستم دارد. زمانی که تغییری در بار اتفاق می‌افتد، یک سیستم کنترل‌کننده تکمیلی باید عمل نماید تا فرکانس را به مقدار اسمی برگرداند. این کار، توسط اضافه کردن یک انتگرال‌گیر به گاورنر، مطابق شکل (۱-۱۴) عملی می‌شود. عملکرد این انتگرال‌گیر به گونه‌ای است که با تنظیم سیگنال سرعت مرجع، انحراف فرکانس را به صفر می‌رساند.



شکل (۱-۱۴): واحد با کنترل تکمیلی

فصل دوم :

مروری بر کنترل تطبیقی

۲-۱- تاریخچه

کنترل کننده تطبیقی، کنترل کننده ای است که رفتار خود را در پاسخ به تغییرات دینامیکی فرآیند و اغتشاشات تغییر می دهد، بسیاری از روشهای طراحی سیستم های کنترلی، در این تعریف صدق می کنند. لیکن آنچه که در آغاز و به طور سنتی به عنوان کنترل کننده های تطبیقی شناخته می شدند، سیستم های تطبیقی خود نوسان ساز، زمان بند بهره، سیستم های تطبیقی مدل مرجع و رگولاتورهای خود تنظیم اند. دهه ۱۹۵۰، دهه آغاز مطالعات جدی و پیگر در زمینه کنترل تطبیقی است [۸]. کنترل پرواز، بسته اصلی رشد و نمو کنترل تطبیقی در دهه ۱۹۵۰ به شمار می آید.

در دهه ۱۹۵۰ تحقیقات وسیعی در زمینه کنترل تطبیقی و در خصوص طراحی اتوپیلوت ها برای هواپیما های با عملکرد بالا انجام گرفت زیرا کنترل پسخور خطی با بهره ثابت فقط قادر بود در یک نقطه کار، کارایی خوبی داشته باشد. در حالیکه تغییراتی که در نقطه کار به وجود میامد مشکلاتی را پدید آورد و در نتیجه لزوم استفاده از کنترل کننده ای با حوزه وسیعی از وضعیت کار احساس میشد.

اگرچه، سایر زمینه های کاربردی مانند کنترل فرایند نیز با مشکل جدی تغییر پارامترها و ناموفق بودن کنترل کننده های LTI روبرو بودند لیکن حجم اصلی تحقیقات در کنترل تطبیقی با تشویق و سرمایه گذاری صنعت هوایی صورت گرفت. یکی از رویدادهای اواخر دهه ۱۹۵۰ که تحولات فراوانی را در کنترل تطبیقی به همراه داشت، برگزاری سمپوزیوم سیستم های کنترل پرواز خودتطبیق در ژانویه ۱۹۵۹ بود که در مرکز توسعه هوایی راییت (Center Wright Air Development) برگزار گردید، روشهای تطبیقی بسیاری در این سمپوزیوم مطرح گردید که اغلب در حوزه سیستم های تطبیقی مدل مرجع قرار گرفتند [۹].

سمپوزیوم بزرگ بعدی سیستم های کنترل تطبیقی در اکتبر ۱۹۶۰ برگزار گردید. مقالات ارزشمندی نیز در این گردهمایی ارائه گردید، که از آن میان می توان به اولین کاربرد شبکه های عصبی در کنترل تطبیقی اشاره کرد که توسط ویدرو (Widrow) ارائه شد. پس از آن به فواصل کوتاه، کنفرانس ها و سمپوزیوم های بسیاری در زمینه خاص سیستم های کنترل تطبیقی برگزار گردید که با ارزشترین آنها تا سال ۱۹۸۱ در طی ۲۰ سال توسط IEEE ادامه داشت. نظر یک ژنرال آمریکایی به نام دیویس در باب اهمیت کنترل تطبیقی به عنوان سخنران مدعو در سمپوزیوم سال ۱۹۵۹ قابل توجه است. دیویس چنین اظهار می دارد: علاقه من به سیستم های کنترل از روابط بسیار اساسی که بین تمامی سیستم های تسلیحاتی ما وجود دارد، ناشی می گردد. برای توضیح مسئله، یک سه پایه شیردوشی را در نظر بگیرید.

نشیمنگاه آن سرچنگی را نشان می دهد و هر کدام از سه پایه، آیرودینامیک، سیستم های پیشرانه و سیستم های هدایت و کنترل را نشان می دهند. بدون هر کدام از این پایه ها نمی توان اسلحه نظامی مؤثری داشت. وی در پایان می افزاید [۱۰]:

به نظر می رسد که ما به اندازه کافی در مورد پایه سوم که همان هدایت و کنترل، شامل سیستم های کنترل تطبیقی است، تلاش نکرده ایم.

این نظر از یک نفر غیر دانشگاهی در زمینه مهندسی کنترل در آن دوران حاکی از بینش عمیق او و همچنین درک مشکل سیستم های کنترل پیشرفته و عدم کارایی جبران سازهای سنتی در برخورد با سیستم های کنترل پرواز بوده است. به عنوان اولین سیستم های تطبیقی به کار گرفته شده، می توان به سیستم های جنرال الکتریک (Electric General) و هانی ول (Honeywell) اشاره کرد. سیستم جنرال الکتریک از نوع سیستم های تنظیم بهره است که در آن تنها بهره حلقه باز سیستم برای دستیابی به عملکرد مطلوب حلقه بسته تنظیم گردد. سیستم تطبیقی به کار گرفته شده توسط هانی ول بر اساس نظریه سیستم های خودنوسان ساز بنا نهاده شده است. این سیستم، براساس کارهای اساسی فلاگ - لوتز (Lotz-Flugge) در استنفورد (Stanford) پایه ریزی شده است و هم اکنون نیز در پاره ای از اتوپایلوتهای موشکهای زمین به زمین به کار گرفته می شود. همچنین آمده است که علاقه مندی شرکت هانی ول به سیستم های تطبیقی از مشکلات جدی کنترلی آنها در دو حوزه متفاوت کنترل پرواز و کنترل فرایند ناشی می شود. این شرکت با موفقیت سیستم تطبیقی خودنوسان ساز خود را در حوزه کنترل پرواز به کار گرفت و سالها نیز از آن بهره جستند. در جمع بندی جالبی که هانی ول از فلسفه کنترل تطبیقی دارد، آینده مهندسی کنترل را متعلق به کنترل تطبیقی می داند و روند آینده تحقیقات در زمینه کنترل تطبیقی را در بررسی عمیق تر نظری روشهای تطبیقی خودنوسان ساز و سایر روشهای تطبیقی پیش بینی می کند. همزمان با تحقیقات هانی ول و سایر شرکتهای بزرگ کنترلی و مراکز دانشگاهی در زمینه کنترل تطبیقی، مسأله سیستم های هوش مصنوعی و شبکه های عصبی نیز مطرح گردیده بود. نظر رئیس بخش تحقیقات هانی ول در این زمینه جالب است [۱۱]:

گفتن این حرف که هنر کنترل اتوماتیک می تواند مطالب بسیاری از زیست شناسی، که هنر کنترلی خود را در طی میلیونها سال تکامل بخشیده است، یاد بگیرد آسان است. لیکن، به نظر ما می رسد که جدی گرفتن این حرف کاملاً خطرناک است. مکانیزم های به کار گرفته شده متفاوتند، کاملاً متفاوت. درست است که کنترلهای بیولوژیکی غیرخطی، دیجیتال و تطبیقی اند، لیکن این سیستم های از عناصر فیزیکی استفاده می کنند که با ابزار کنترلی ما سنخیتی ندارند. نمی توان توقع داشت که سیستم کنترل پرواز را با قطعه قطعه کردن یک زنبور درشت طراحی کرد، و هیچ ارگانیزم بیولوژیکی شناخته شده ای وجود ندارد که قادر به پرواز فضایی باشد. جایی که ما می توانیم از زیست شناسی یاد بگیریم و حتی به خود زیست شناسان نیز کمک کنیم، الهام گرفتن از ایده ها است. به طور مفهومی، کنترلی تطبیقی ما در موازات ارگانیزم های طبیعی

است، لیکن مکانیزه کردن آنها بسیار متفاوت است. بنابراین، هدف ما یادگیری مفهوم و مکانیزه کردن عملی است.

سیستم های تطبیقی خودنوسان ساز، سالها مورد استفاده خاص قرار گرفتند و هیچ گاه به طور عمومی و در سطح گسترده ای با استقبال روبرو نشدند. یکی از دلایل عمده این مطلب را می توان در ماهیت بسیار نوسانی سیگنالهای کنترلی تولید شده دانست. تحقیقات بعدی در این زمینه کنترلی، به کاربرد آن و تلفیق ایده های آن با کنترل مقاوم پرداخته است.

روش دیگری که در اواخر دهه ۱۹۵۰ مورد توجه جدی قرار گرفته بود، سیستم های تطبیقی مدل مرجع (Systems Model Reference Adaptive) است. این روش برای اولین بار و به دنبال تحقیقات انجام شده در MIT در گزارشی در سال ۱۹۵۸ ارائه گردید. هدف اصلی آن تنظیم پارامترهای کنترل برای صفر کردن خطای بین خروجی واقعی و خروجی مدل مرجع است. مدل مرجع، مدلی است که توسط طراح پیشنهاد شده و عملکرد مطلوب حلقه بسته را نشان می دهد. قانون تطبیق پارامترها MIT نام گذاری شد بعدها روش کنترلی را دنبال روندگی مدل (Model Following) نیز نامیدند. سیستم های تطبیقی مدل مرجع در آزمایشات پروازی به کار گرفته شدند و توسط کامپیوترهای آنالوگ پیاده سازی شده بودند و بدین جهت مشکلات فراوان سخت افزاری در آزمایشات مشاهده گردید. مشکل اصلی روشهای مدل مرجع اولیه، مسأله ناپایداری حلقه بسته سیستم بود. در واقع بعدها نشان داده شد که MRAS با قانون MIT تضمین پایداری ندارد و با تغییر بهره یا ورودی مرجع بسادگی ناپایدار می شود. این مسأله، سر منشاء تحقیقات گسترده ای در زمینه کنترل تطبیقی پایدار گردید. برای نخستین بار در سال طی یک مقاله ۱۹۶۵ از نظریه لیاپانوف برای طراحی MRAS های پایدار استفاده شد. هرچند که این روش به سیستم های حداقل فاز با درجه نسبی ۱ محدود بود، سیستم هایی که درجه معینی آنها بزرگتر از ۱ بود، مشکل جدی برای روش ایجاد می نمودند. این مشکل به مدت یک دهه ذهن محققان را به خود مشغول کرده بود و تنها در اواخر دهه ۱۹۷۰ حل گردید. در واقع گودوین (Goodwin) و همکارانش این مسأله را به طور کلی حل نمودند. این کار یکی از نقاط عطف در زمینه کنترل تطبیقی به شمار می آید که با چاپ آن، تحقیقات بسیاری در دهه ۱۹۸۰ شروع شد و دهها مقاله در همین راستا به چاپ رسید. مسأله همگرایی نیز از موضوعات مورد تحقیق در دهه ۱۹۷۰ بود. اولین اثبات همگرایی در سال ۱۹۷۸ در یک مقاله ارائه گردید. لیکن، این کار هرگز مورد توجه شایانی قرار نگرفت زیرا کنترل کننده پیشنهادی آن و روش تحلیل مقاله بسیار پیچیده بود. حال آنکه، اثباتی بسیار ساده تر براساس نرمالیزه کردن خطا در دو سال بعد ارائه شد که اساس بسیاری از روشهای تحلیل همگرایی پارامترها در سیستم های تطبیقی در دهه ۱۹۸۰ قرار گرفت. دهه ۱۹۸۰ شاهد تالیف دهها جلد کتاب در زمینه های مختلف کنترل تطبیقی نیز بود. همچنین نشان داده شد که اگر تمامی حالتها اندازه گیری و فیدبک شوند، پایداری حلقه بسته قابل دستیابی است. حال آنکه، با فیدبک خروجی این چنین خاصیتی تنها برای سیستم های با تابع تبدیل اکیداً مثبت حقیقی قابل اثبات بود. این نکته، محققان را به ارتباط دادن بین تئوری hyper-stability و MRAS ترغیب کرد و خود سرآغاز تحقیقات بسیار گسترده و سودمندی در پایداری MRAS شد که در اوایل دهه ۱۹۸۰ به اوج خود رسید. با تدوین جامع مسائل مربوط به

پایداری و همگرایی پارامترهای سیستم های تطبیقی مدل مرجع بین سالهای ۱۹۶۵ تا ۱۹۸۰، با روشهای لیاپانوف و پایوف، اولین مسأله مهم بعدی که در دستور کار محققان کنترل تطبیقی قرار گرفت، مسأله مقاومت سیستم های تطبیقی مدل مرجع بود. این مسأله برای اولین بار در سال ۱۹۸۲ توسط دانشجوی دکتری در MIT به طور جدی مورد بررسی قرار گرفت. در همین ارتباط آمده است که :

... از آنجائیکه طراح نمی تواند اغتشاشات محیط را که به سیستم وارد می شوند کنترل کند و همچنین سیستم های فیزیکی همواره دینامیکهای مدل نشده ای در فرکانس های به اندازه کافی بالا خواهند داشت، طراح نمی تواند از هیچکدام از الگوریتم های کنترل تطبیقی مورد بررسی در این رساله با اطمینان خاطر در کاربردهای مهندسی استفاده کند، زیرا آنها به سیستم های ناپایدار منجر می گردند.

این نتایج و نتایجی از این قبیل، دور جدیدی از تحقیقات را در زمینه کنترل تطبیقی مقاوم آغاز کرد. این دوره از سالهای ۱۹۸۲ به بعد آغاز و تا حدود یک دهه از اهم موضوعات تحقیقاتی در زمینه کنترل تطبیقی به شمار می آمد. هر چند که این ایده در سالهای بعد از ۱۹۹۰ تاکنون نیز کم و بیش مورد توجه قرار دارد و به تکمیل ایده های نظری و کاربردهای گوناگون آن می پردازند.

همزمان با سیستم های تطبیقی مدل مرجع، سیستم تطبیقی دیگری که مورد توجه قرار گرفت، رگلاتورهای خود تنظیم بود. ایده های اولیه STR از کنترل فرایند سرچشمه گرفت. از اولین تلاشهای کاربردی می توان به فعالیتهای شرکتهای بزرگ دو پونت (Dupont) و IBM برای ساخت یک سیستم کنترل فرایند کامپیوتری نام برد. از اولین مقالات علمی و نظری نیز در این زمینه مقاله سال ۱۹۵۸ کالمن است که در آن آمده است:

این مقاله مسئله ساخت ماشینی را مورد بررسی قرار می دهد که خود را به طور خودکار برای کنترل فرآیندهای کلی تنظیم می کند.

STRهای نخستین، مدلسازی زمان گسسته را به همراه شناسایی حداقل مربعات (Least Squares) در هر زمان نمونه برداری با هم جمع می کرد. البته، این رویه تاکنون نیز در اکثر STRهای طراحی شده ادامه دارد. کالمن برای پیاده سازی کنترل تطبیقی پیشنهادی، کامپیوتر آنالوگی در دانشگاه کلمبیا ساخت و آنرا بر روی سیستم های مرتبه دوم مورد آزمایش قرار داد. می توان ادعا کرد که STR بیش از MRAS مورد توجه صنعت قرار گرفت. زیرا، طراحی آن ساده تر و پیاده سازی آن میکروکامپیوترها سراسر تر می نمود. روشهای مختلفی نیز همانند فیلترهای کالمن، Maximum Likelihood، حداقل مربعات و خانواده آن برای شناسایی عملی سیستم های صنعتی به کار گرفته می شوند. STR در اواخر دهه ۶۰ برای سیستم های تصادفی تعمیم داده شد و روش حداقل واریانس ارائه گردید. از دیگر روشهای مطرح شده در STR می توان به جایابی قطب، طراحی LQG و پیش بین اشاره کرد. برخی از این روشهای مانند کنترل کننده های تطبیقی پیش بین هم اکنون نیز از موضوعات مهم تحقیقاتی در زمینه کنترل تطبیقی می باشند. شاید بتوان یکی از مهم ترین موضوعات تحقیقاتی بین سالهای ۱۹۸۰-۱۹۹۰ را در زمینه مقاومت STR، مسأله نامعلوم بودن مرتبه مدل سیستم و دینامیک های مدل نشده

دانست که تحقیقات بسیاری را در این زمینه به خود جلب کرده است. یکی از نقاط عطف در تاریخ کنترل تطبیقی را می‌توان چاپ یک مقاله در سال ۱۹۷۳ دانست. این مقاله توانست تاحدی رکود کلی بر کنترل تطبیقی را که از اواسط دهه ۱۹۶۰ آغاز شده بود، خنثی کند. در واقع، دلایل رکود را می‌توان در دو موضوع کلی خلاصه کرد [۱۲]:

الف) کاربردهای ناموفق علمی در آزمونهای پروازی

ب) مشکلات نظری در رابطه با همگرایی سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع و بیش از حد پیچیده بودن روشهای پیشنهادی. آلستروم با تحقیقات وسیع و دامنه‌دار خود در زمینه کنترل تطبیقی و با چاپ این مقاله توانست، بسادگی به همراه خود تنظیمی را به کنترل کننده‌های تطبیقی در قالب رگلاتورهای خود تنظیم (STR) برگرداند.

نکته کلیدی این کار چنین بیان شده است:

« (تحت شرایط خاص) اگر رگلاتور خود تنظیم همگرا شود، به کنترل کننده حداقل واریانس همگرا خواهد شد. جنبه اعجاب‌آمیز این نتیجه آن است که قضیه حتی در حضور نویز رنگی نیز صادق است ».

مشکل همگرایی روشهای STR تا اواخر دهه ۷۰ هم‌چنان پابرجا بود و در سال ۱۹۷۷ نشان داده شده که حتی الگوریتم استروم نیز می‌تواند در شرایطی واگرا شود. مساله همگرایی پارامتر در اواخر این دهه ۷۰ و اوایل دهه ۸۰ حل گردید.

اثر رگلاتورهای خود تنظیم در دو دهه گذشته بسیار بزرگ بوده است. از نظر کاربردی می‌توان به موارد فراوانی اشاره کرد که این روش را به کار گرفته‌اند. مشکلات نظری آن از قبیل پایداری، همگرایی و مقاومت نیز نا حدودی شناخته شده و روشهایی برای حمل آنها ارائه گردیده است. موفقیت STR را می‌توان به طور کلی در مشخصه‌های زیر جستجو کرد:

۱- سادگی ۲- مقاومت ۳- کاربردهای موفق عملی در صنعت

در پایان این بخش، به منظور نمایش روند تمایل به طراحی های تطبیقی و کاربردهای موفقیت آمیز آنها در صنایع، به دو جدول ۲ و ۱ توجه نمایید. این جداول به ترتیب، آمار مقالات چاپ شده و سیستم های صنعتی تطبیقی را نشان می دهند.

جدول ۱: آمار مقالات چاپ شده در ارتباط با کنترل تطبیقی

سال	مقالات چاپ شده
۱۹۵۰-۱۹۶۰	متوسط هر سال ۲۰ مقاله
۱۹۶۷	حدوداً ۱۲۰ مقاله
۱۹۷۰-۱۹۸۰	هرسال حدوداً ۱۷۰ مقاله
۱۹۸۴	حدوداً ۳۵۰ مقاله
۱۹۹۴	بیش از ۱۰۰۰ مقاله
۲۰۰۴	؟

جدول ۲: مقایسه تعداد سیستم های صنعتی تطبیقی در سالهای گوناگون

سال	تعداد سیستم های صنعتی
۱۹۶۷	چند سیستم
۱۹۸۳	چند صد سیستم
۱۹۸۹	بیش از هفتاد هزار سیستم
۲۰۰۴	؟

۲-۲- طراحی MRAC با استفاده از نظریه پایداری لیپانف

اکنون نشان می دهیم که چگونه نظریه پایداری لیپانف برای ساختن الگوریتم هائی برای تنظیم پارامترها در سیستمهای تطبیقی قابل استفاده است. برای این کار ابتدا یک معادله دیفرانسیل برای خطای $e = y - y_m$ به دست می آوریم. این معادله دیفرانسیل شامل پارامترهای قابل تنظیم است. سپس سعی می کنیم یک تابع لیپانف و یک مکانیزم تنظیم به گونه ای پیدا کنیم که خطا به سمت صفر میل کند. هنگام استفاده از نظریه لیپانف در سیستمهای تطبیقی در می یابیم که معمولاً $\frac{dy}{dt}$ فقط نیمه معین منفی است. روند کار، تعیین معادله خطا و یک تابع لیپانف با مشتق دوم کراندار است.

مثال (فرایندی با معادله زیر در نظر بگیرید:

$$\frac{dy}{dt} = -ay + bu \quad (۱-۲)$$

پاسخ مطلوب به صورت زیر است:

$$\frac{dy_m}{dt} = -a_m y_m + b_m u_c \quad (۲-۲)$$

که $a_m > 0$ و سیکنال مرجع کراندار است. کنترل کننده نیز بصورت زیر است:

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 y \quad (3-2)$$

خطای زیر را در نظر بگیرید:

$$e = y - y_m \quad (4-2)$$

از آنجا که سعی بر کوچک کردن خطا داریم، طبیعی است که معادله دیفرانسیلی برای خطا به دست آوریم. داریم:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= \frac{d(y - y_m)}{dt} = \frac{dy}{dt} - \frac{dy_m}{dt} \\ &= -ay + b(\theta_1 u_c - \theta_2 y) + a_m y_m - b_m u_c \end{aligned} \quad (5-2)$$

$$\begin{aligned} &= -a_m y + a_m y - ay + b\theta_1 u_c - b\theta_2 y + a_m y - b_m u_c \\ &= -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c \end{aligned}$$

(6-2)

$$\Rightarrow \frac{de}{dt} = -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c$$

حال سعی خواهیم کرد مکانیزمی تنظیمی بیابیم که پارامترهای θ_1, θ_2 را به مقادیر مطلوب برساند برای آنکه خطا به سمت صفر برود. بنابراین:

$$\theta_2 = \theta_2^* = \frac{(a_m - a)}{b}, \theta_1 = \theta_1^* = \frac{b_m}{b} \quad (7-2)$$

با فرض $b\gamma > 0$ و تعریف تابع درجه دوم زیر داریم:

$$v(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2}(e^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_1 - b_m)^2) \quad (8-2)$$

اگر $e = 0$ و $b\theta_1 + a - a_m = 0$ ، $b\theta_1 - b_m = 0$ ، $\theta_1 = \theta_1^*$ ، $\theta_2 = \theta_2^*$ آنگاه $v = 0$. در غیر اینصورت $v > 0$ است. در نتیجه v معین منفی است. بنابراین:

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \\ &= e[-a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c] + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \quad (9-2) \\ &= -a_m e^2 + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y e) + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m)(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma u_c e) \end{aligned}$$

اگر پارامترها را با قوانین تطبیقی زیر بهنگام کنیم:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma u_c e, \quad \frac{d\theta_2}{dt} = -\gamma y e \quad (10-2)$$

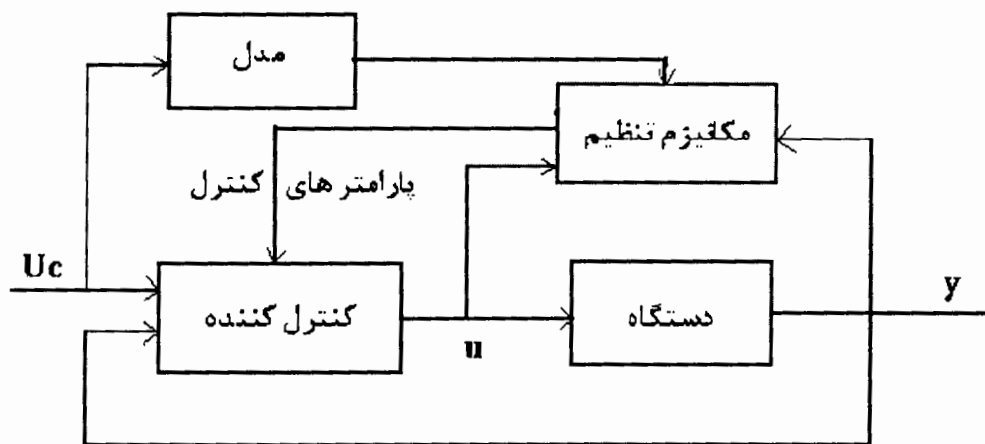
خواهیم داشت:

فصل سوم :

سیستم های تطبیقی مدل - مرجع

۱-۳ - مقدمه

سیستم تطبیقی مدل مرجع MRAC یکی از کنترل کننده های تطبیقی مهم است. ساختار اساسی یک طرح MRAC در شکل (۱-۳) نشان داده شده است .



شکل (۱-۳) : بلوک دیاگرام سیستم تطبیقی مدل - مرجع MRAC

در این شکل ، کنترل کننده شامل دو حلقه است . حلقه درونی یک پسخور معمولی است و شامل فرایند و کنترل کننده است. حلقه برونی پارامترهای کنترل کننده را به طریقی تنظیم می کند که خطا ، یعنی اختلاف بین خروجی فرایند (y) و خروجی مدل (y_m) کم شود. پارامترها در سیستم تطبیقی مدل - مرجع از دو روش قابل حصول است:

- استفاده از روش گرادیان
- اعمال نظریه پایداری

* قاعده MIT (Massachusetts Institute Of Technology)

قاعده MIT روش اصلی کنترل تطبیقی مدل - مرجع است که در ادامه با یک مثال بحث را توضیح می دهیم. کنترل کننده دارای یک پارامتر قابل تنظیم θ است. y خروجی سیستم حلقه بسته و y_m خروجی مدل و $e=y-y_m$ خطا.

تابع تلف : $J(\theta) \cong 1/2 e^2(\theta)$

قاعده تطبیق : $d\theta / dt$

چگونگی تغییر دادن پارامترهای کنترل کننده :

$$\left. \begin{aligned} \partial J / \partial \theta > 0 &\Rightarrow d\theta / dt < 0 \\ \partial J / \partial \theta < 0 &\Rightarrow d\theta / dt > 0 \end{aligned} \right\} \text{ برای کاهش } J \text{ اگر داشته باشیم :}$$

بنابر این $\partial J / \partial \theta, d\theta / dt$ مخالف علامت یکدیگر هستند.

$$\Rightarrow d\theta / dt = -\gamma \partial J / \partial \theta$$

γ یک گین تطبیق دهنده است.

$$\Rightarrow d\theta / dt = -\gamma e \partial e / \partial \theta$$

ما چگونه از قاعده تطبیقی $d\theta / dt = -\gamma e \partial e / \partial \theta$ استفاده کنیم؟

*** $e = y - y_m$ قابل اندازه گیری است.

*** $\partial e / \partial \theta$ مشتق حساسیت سیستم نامیده میشود و بیانگر نحوه تاثیر پذیری خطا از پارامترهای قابل تنظیم است. باید بتوان مشتقات جزئی را از مدل فرایند بدست آورد.

توابع تلف و قواعد تطبیقی دیگر:

$$J(\theta) = |e|$$

در نتیجه از روش گرادیان داریم:

$$\Rightarrow d\theta / dt = -\gamma dJ / d\theta = -\gamma \partial e / \partial \theta \text{sign}(e)$$

$$d\theta / dt = -\gamma \text{sign}(\partial e / \partial \theta) \text{sign}(e)$$

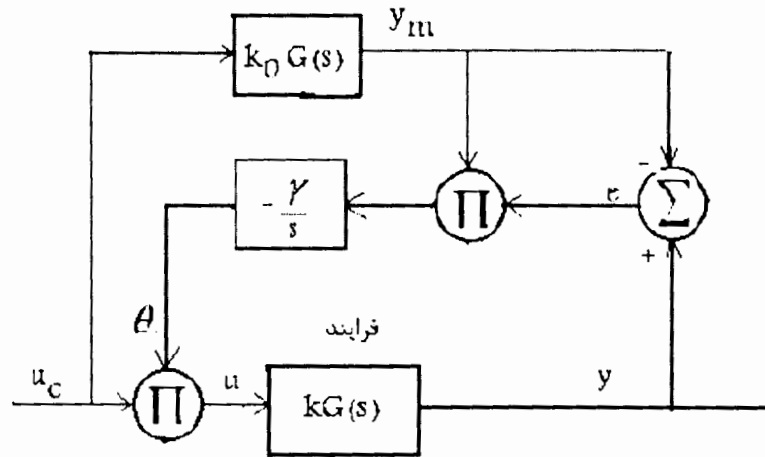
معادله فوق الگوریتم علامت - علامت نامیده می شود . شکل زمان گسسته الگوریتم فوق در سیستمهای مخابرات تلفن کارائی دارد.

۳-۲- تنظیم پارامترهای زیاد

معادله $d\theta / dt = -\gamma e \partial e / \partial \theta$ برای تنظیم تعداد زیادی پارامتر نیز قابل استفاده است. در چنین مواردی باید متغیر θ بصورت یک بردار در نظر گرفته شود و $\partial e / \partial \theta$ به عنوان گرادیان خطا نسبت به پارامترها محاسبه شود.

* چگونگی استفاده از قاعده MIT برای رسیدن به یک کنترل کننده تطبیقی ساده را با دو مثال بررسی می کنیم.

مثال ۱) تطبیق بهره پیشخور Adaptation of a feed forward Gain



شکل (۲-۳): نمودار بلوکی یک سیستم MRAC برای تنظیم بهره پیشخور بر اساس قاعده MIT

فرضیات:

K_0 و $G(s)$ معلوم و K نامعلوم هستند.

احتیاجات: یک کنترل کننده پیشخور مورد نیاز است که سیستمی با تابع انتقال $G_m(s) = K_0 G(s)$ را نتیجه دهد. K_0 ثابت است یعنی $KG(s)$ نتیجه بدهد $K_0 G(s)$ را. یعنی $y = y_m$

حل:

$$y_m = k_0 G(s) u_c, \quad y = k G(s) u, \quad p = d/dt, \quad G(p)$$

با استفاده از یک کنترل کننده پیشخور پیشنهادی $u = \theta u_c$

$$y = k G(s) \theta u_c = k \theta G(s) u_c$$

با توجه به اینکه θ ثابت است پس یک ثابت مطلوب آن است که $(\theta = k)$ باشد اما مسئله آنست که k نامعلوم است.

طراحی)

$$\text{قانون تطبیق: } d\theta/dt = -\gamma' \partial J / \partial \theta = -\gamma' e \partial e / \partial \theta$$

به کمک قاعده MIT داریم:

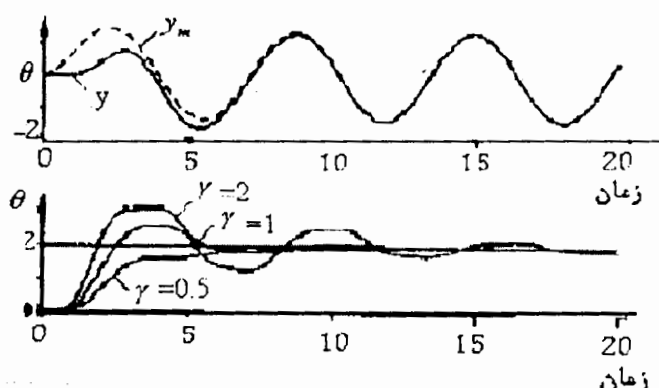
$$e = y - y_m = kG(s) \theta u_c - k_0 G(s) u_c$$

$$\left. \begin{aligned} \Rightarrow \frac{\partial e}{\partial \theta} &= kG(s) u_c = \frac{k}{k_0} k_0 G(s) u_c = \frac{k}{k_0} y_m \\ \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} &= -\gamma' \frac{k}{k_0} e y_m \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\gamma e y_m$$

k نامعلوم است. e, y_m قابل اندازه گیری اند.

فرض: $k > 0$, $k_0 > 0$

معادله فوق قانونی برای تنظیم پارامتر ارائه میکند. شبیه سازی این سیستم اگر تابع انتقال سیستم بصورت $G(s) = \frac{1}{s+1}$ باشد در شکل زیر آمده است.



شکل (۳-۳): نتایج شبیه سازی مثال

شبیه سازی سیستم MRAC برای تنظیم بهره پیشخور، خروجی فرایند (خط پر) و مدل (خط چین) برای مقدار $\gamma = 1$ در شکل بالا نشان داده شده است. پارامترهای کنترل کننده در شکل پایینی برای وقتی که بهره تطبیق γ دارای مقادیر 2، 1، 0.5 است، نشان داده شده است. ورودی u_c ، سینوسی با فرکانس 1 رادیان بر ثانیه و $k=1$ ، $k_0=2$ می باشد.

یک نکته:

در تحلیل سیستم MRAC با پارامترهای متغیر با زمان، پارامتر θ متغیر با زمان است. عبارت $G(p)\theta u$ که در آن $p = \frac{d}{dt}$ عملگر دیفرانسیلی است باید به عنوان عملگر دیفرانسیل $G(p)$ در نظر گرفت. وقتی که θ متغیر با زمان باشد این عبارت با $G(p)u$ متفاوت است.

۳-۳- روش MRAC برای سیستمهای مرتبه اول:

سیستمی را با مدل زیر در نظر بگیرید:

$$\frac{du}{dt} = -a y + b u$$

که در آن a ، b پارامترهای نامعلومند اما علامت آنها معلوم است. u متغیر کنترل و y خروجی اندازه گیری شده است.

مدل مرجع را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$\frac{dy_m}{dt} = -a_m y_m + b_m u_c$$

که h_m ، a_m نامعلومند.

کنترل کننده را به صورت زیر فرض می کنیم:

$$u(t) = \theta_1 u_c(t) - \theta_2 y(t)$$

که این کنترل کننده دارای دو پارامتر است.

یک طراحی معقول بدینصورت است که فرض کنیم $y = y_m$ یا

$$\begin{cases} \theta_1 = \theta_1^* \cong \frac{b_m}{b} \\ \theta_2 = \theta_2^* = \frac{a_m - a}{b} \end{cases}$$

$$\Rightarrow u(t) = \frac{b_m}{b} u_c(t) - \frac{a_m - a}{b} y(t)$$

$$\frac{dy(t)}{dt} = -ay(t) + bu(t) = -ay(t) + b_m u_c(t) - (a_m - a)y(t) = a_m y(t) + b_m u_c(t)$$

که شبیه مدل مرجع است.

اما مسئله اینست که a , b نامعلومند. بنابراین $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ را باید پیدا کنیم:

$$e = y - y_m, \quad d = \frac{d}{dt} \Rightarrow py = -ay + bu = -ay + b(\theta_1 u_c - \theta_2 y) = -ay + b\theta_1 u_c - b\theta_2 y$$

$$\Rightarrow (p + a + b\theta_2)y = b\theta_1 u_c \Rightarrow y = \frac{b\theta_1}{p + a + b\theta_2} u_c$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{\partial y}{\partial \theta_1} = \frac{b}{p + a + b\theta_2} u_c \quad \& \quad \frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{\partial y}{\partial \theta_2} = \frac{-b\theta_1 b}{(p + a + b\theta_2)^2} u_c = -\frac{b}{(p + a + b\theta_2)} y$$

بنابراین مشتقات حساسیت بدست آمدند. حال قانون تطبیقی زیر را در نظر بگیرید :

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma' e \frac{\partial e}{\partial \theta_1}, \quad \frac{d\theta_2}{dt} = -\gamma' e \frac{\partial e}{\partial \theta_2}$$

مشکلات :

معلوم نبودن a , b در مشتقات جزئی $\frac{\partial e}{\partial \theta_1}$, $\frac{\partial e}{\partial \theta_2}$

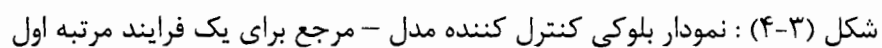
راه حل :

y از رابطه $(p + a + b\theta_2)y = b\theta_1 u_c$ بدست می آید و y_m از رابطه $(p + a_m)y_m = b_m u_c$ تعیین می شود.

بنابر این از تقریب استفاده می کنیم . یک تقریب اینست که وقتی پارامترها تعقیب کامل مدل را نتیجه دهند، تساوی $p + a + b\theta_2 \approx p + a_m$ برقرار است. بنابراین از تقریب زیر استفاده می کنیم:

$$\boxed{p + a + b\theta_2 \approx p + a_m}$$

$$\gamma = \gamma' \frac{b}{a_m}$$



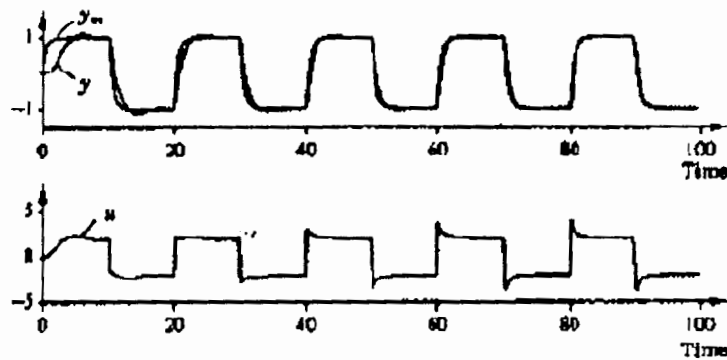
پارامترها را به صورت زیر انتخاب میکنیم:

$\int a$

۲۵

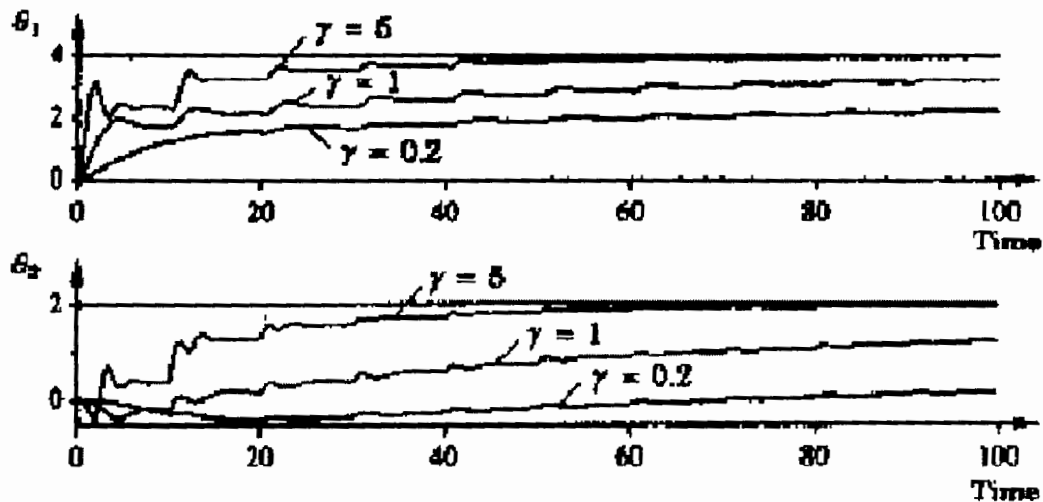
$$\Rightarrow \begin{cases} \theta_1^* = \frac{2}{0.5} = 4 \\ \theta_2^* = \frac{a_m - a}{b} = \frac{2-1}{0.5} = 2 \end{cases}$$

برای $\gamma = 1$ مقادیر پارامترها در زمان $t=100$ s برابر با $\theta_2 = 1.2$, $\theta_1 = 3.2$ است. این مقادیر از مقادیر صحیح θ_1^* , θ_2^* دور هستند لیکن با افزایش زمان پارامترها به مقادیر واقعی همگرا می شوند.



شکل (۳-۵): شبیه سازی سیستم با استفاده از یک سیستم MRAC. مقادیر پارامترها عبارتند از:

$$\gamma = 1, a_m = b_m = 2, b = 0.5, a = 1$$



شکل (۳-۶): پارامترهای کنترل کننده (θ_1, θ_2) برای سیستم وقتی که $\gamma = 0.2, 1, 5$ باشد.

۳-۴- تعیین بهره تطبیق

قوانین کنترل تطبیقی دارای یک پارامتر بهره تطبیق بود که کاربر آن را انتخاب می کرد اما نتایج شبیه سازی نشان داد که انتخاب بهره تطبیق مهم می باشد. بنابر این راههای دیگری را برای تعیین γ توضیح می دهیم.

مثال: سیستمی با مدل زیر در نظر بگیرید.

$$y = kG(p)u$$

که مدل - مرجع بصورت زیر است :

$$y_m = k_0 G(p) u_c$$

حال کنترل کننده و قانون تطبیق را بصورت زیر در نظر بگیرید :

$$e = y - y_m \quad \text{و} \quad u = \theta u_c$$

قانون تطبیق :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma y_m e$$

$$\Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\gamma y_m (y - y_m) = -\gamma y_m y + \gamma y_m^2 = -\gamma y_m kG(p)u + \gamma y_m^2 = -\gamma y_m (kG(p)\theta u_c) + \gamma y_m^2$$

$$\Rightarrow \frac{d\theta}{dt} + \gamma y_m (kG(p)\theta u_c) = \gamma y_m^2$$

y_m را می توان یک تابع زمانی معلوم در نظر گرفت. اگر $G(s)$ تابعی گویا باشد معادله فوق یک معادله دیفرانسیل معمولی خطی متغیر با زمان خواهد بود.

فرض کنیم مقدار پارامتر θ ثابت است. یعنی مکانیزم تطبیق قطع شده است و یک سیگنال ورودی ثابت u_c اعمال می شود. سپس وقتی که همه سیگنالها به مقادیر حالت ماندگار رسیدند مکانیزم تنظیم وصل می شود. رفتار پارامترها با معادله زیر مشخص می شود:

معادله مشخصه: $\frac{d\theta}{dt} + \gamma y_m^* u_c^* (kG(p)\theta) = \gamma y_m^{*2}$ که یک سیستم خطی مستقل از زمان است. و پایداری آن از طریق معادله جبری زیر بررسی می شود.

$$s + \gamma y_m^* u_c^* kG(s) = 0 \quad \otimes$$

می توان نتیجه گرفت که رفتار پارامتر به کمک کمیت زیر تعیین می شود.

$$\mu = \gamma y_m^* u_c^* k$$

از معادله $\otimes$ می توان برای تعیین بهره تطبیق استفاده کرد.

مثال: انتخاب بهره تطبیق

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)} \quad \& \quad k=1 \quad \& \quad k_0=2$$

$$s + \gamma y_m u_c k \frac{1}{s+1} = 0 \quad \text{if} \quad \mu = \gamma y_m u_c k$$

$$\Rightarrow s^2 + s + \mu = 0$$

یک انتخاب معقول اینست که $\mu = 1$ باشد اگر $y_m u_c = 2$ آنگاه $\gamma = 0.5$

الگوریتم های نرمالیزه:

وابستگی رفتار سیستم به سطوح سیگنال طراحی γ را با مشکل روبرو می کند.

مثال: وابستگی پایداری به دامنه سیگنال:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + a_1 s + a_2}$$

$$\Rightarrow s + \gamma y_m u_c k G(s) = 0 \Rightarrow s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + \mu = 0$$

که $\mu = \gamma y_m u_c k$. در نتیجه شرط اینکه همه ریشه ها در سمت چپ باشند آنست که

$$\boxed{\gamma y_m u_c k < a_1 a_2} \quad \otimes \otimes$$

دیده می شود دامنه سیگنال در این نامعادله تاثیر دارد و ممکن است پاسخ حالت تعادلی متناظر با یک سیگنال فرمان ، پایدار و به ازای پاسخی متناظر با سیگنال دیگر ناپایدار باشد. این موضوع با شبیه سازی نیز بررسی شده است.

u موج مربعی با دامنه واحد و شرط پایداری از معادله $\otimes \otimes$ برابر $k = a_1 = a_2 = 1 \quad \& \quad u_c = y_m = 1$ و $\gamma < 1$ است . یک مقدار معقول برای γ ، 0.1 است .

که این وابستگی به وضوح دیده می شود.

بنابر این از قاعده MIT داریم:

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \phi e \quad \& \quad \phi = -\frac{\partial e}{\partial \theta}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\gamma \phi e}{\alpha + \phi^T \phi} \quad \text{قاعده تنظیم اصلاح شده زیر را در نظر بگیرید.}$$

که پارامتر $\alpha > 0$ برای اجتناب از مشکلات حاصل از کوچک بودن ϕ می باشد. معادله پارامتری :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\phi \gamma e}{\alpha + \phi^T \phi} = \frac{\gamma \phi (kG(p)\theta u_c - y_m)}{\alpha + \phi^T \phi}$$

$$\text{و معادله مشخصه:} \quad s - \gamma \frac{\phi u_c}{\alpha + \phi^T \phi} kG(s) = 0 \quad \text{را داریم.}$$

مهم است که $\phi \propto u_c$ باشد زیرا

$$(\phi = -\frac{\partial e}{\partial \theta} = -\frac{\partial (y - y_m)}{\partial \theta} = -\frac{\partial y}{\partial \theta} = -\frac{\partial (kG(p)\theta u_c)}{\partial \theta} = -kG(p)u_c)$$

$$\frac{\phi u_c}{\alpha + \phi^T \phi} k = -\frac{kG(p)u_c \cdot u_c}{\alpha + k^2 G^2(p)u_c^2} k \stackrel{\alpha \rightarrow 0}{=} -1$$

معادله مشخصه :

$$s - \gamma \frac{\phi u_c}{\alpha + \phi^T \phi} kG(s) = 0$$

$$\Rightarrow s + \gamma G(s) = 0$$

که پایداری فقط با γ کنترل می شود.

در نتیجه از قاعده MIT پاسخ نرمالیزه بصورت زیر است :

$$\boxed{\frac{d\theta}{dt} = \frac{\gamma \phi e}{\alpha + \phi^T \phi}}$$

بنابراین انتخاب بهره تطبیقی با قاعده MIT، تحت تاثیر دامنه سیگنال u_c است. درحالیکه انتخاب بهره تطبیقی با قاعده MIT نرمالیزه، تحت تاثیر دامنه سیگنال u_c نیست.

با استفاده از تئوری لیاپانف نتیجه می گیریم :

از آنجا که تضمینی وجود ندارد که یک کنترل کننده تطبیقی بر اساس قاعده MIT سیستم حلقه بسته پایداری را نتیجه دهد لذا روشهای دیگری از جمله نظریه پایداری لیاپانف مطرح می شود.

فصل چهارم :

طراحی سیستم کنترل تولید خود کار توسط کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع

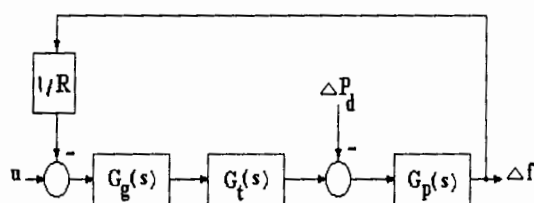
۴-۱- مقدمه

در این بخش روشی برای طراحی سیستم کنترل تولید خود کار یا سیستم کنترل بارفرکانس سیستم قدرت ارائه می شود که تعمیمی از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع می باشد. این کنترل کننده علاوه بر حذف خطای فرکانس ناشی از اغتشاشات بار، پایداری نسبی سیستم قدرت را نیز بهبود می بخشد. نتایج شبیه سازی نشان می دهند که سیستم کنترل پیشنهادی در رنج وسیعی از تغییرات پارامترها عملکرد مطلوبی دارد.

۴-۲- مدل سیستم قدرت در مسئله AGC

شکل (۴-۱) مدل بلوک دیاگرامی سیستم قدرت شامل یک ناحیه ای را نشان می دهد. این شکل شامل بلوکهای

سیستم قدرت، توربین و گاورنر که به ترتیب با توابع انتقال $G_p(s) = \frac{k_p}{1+sT_p}$ ، $G_t(s) = \frac{1}{1+sT_t}$ و $G_g(s) = \frac{1}{1+sT_g}$ مدل سازی می شوند و $k_p = \frac{1}{D}$ و $T_p = \frac{Df_s}{2H}$ هستند [۱] و داریم :

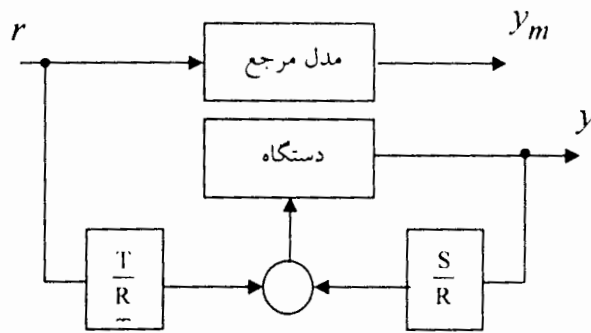


شکل (۴-۱) : بلوک دیاگرام سیستم قدرت یک ناحیه ای

(تغییرات اغتشاش پله ای بار : Δp_d)

۴-۳- طراحی کنترل کننده مدل مرجع پیشنهادی

در کنترل تطبیقی پارامترهای کنترل کننده متغیر هستند و از مکانیزمی برای تنظیم این پارامترها استفاده می شود. کنترل تطبیقی مدل مرجع یکی از روشهای کنترل تطبیقی است که شکل (۴-۲) نمودار بلوک دیاگرامی متعارف این کنترل کننده را نشان می دهد.



شکل (۴-۲): کنترل کننده مدل مرجع متعارف

این کنترل کننده از چهار قسمت اصلی زیر تشکیل شده است :

الف) دستگاه: ساختار مدل دستگاه مورد مطالعه معلوم و پارامترهای آن مجهول فرض می‌شوند. در سیستم‌های خطی، این بدان معنی است که تعداد قطبها و صفرهای مدل دستگاه تحت مطالعه معلوم بوده ولی مکان صفرها و قطبها در مدل مشخص نیست و در سیستم‌های غیرخطی، این بدان معنی است که ساختار معادلات دینامیکی مدل معلوم بوده اما بعضی از پارامترهای آن مجهول است.

ب) مدل مرجع: مدل مرجع پاسخ ایده‌آل دستگاه به سیگنالهای خارجی را برای استفاده از مکانیزم تطبیق مشخص می‌نماید. انتخاب مدل مرجع یکی از بخشهای مهم طراحی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع می‌باشد. مدل مرجع باید دارای دو خصوصیت مهم باشد: اول آنکه باید مشخصه‌های ایده‌آل عملکرد کنترل کننده نظیر زمان صعود، زمان نشست، درصد جهش و ... را منعکس سازد و دوم آنکه این رفتار ایده‌آل باید قابل وصول باشد. عبارت دیگر مرتبه و درجه نسبی مدل مرجع نباید خیلی با مرتبه و درجه نسبی دستگاه متفاوت باشد.

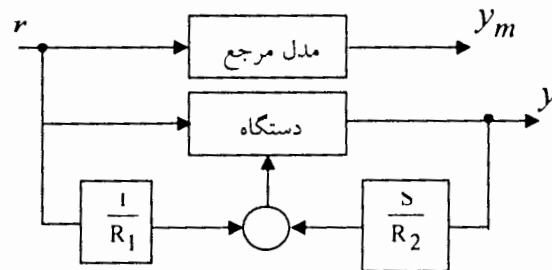
ج) کنترل کننده: کنترل کننده چندین پارامتر قابل تنظیم دارد که با انتخاب مقادیر مختلفی برای این پارامترها می‌توان به خانواده‌ای از کنترل کننده‌ها دست یافت. برای همگرا شدن ردیابی باید کنترل کننده ظرفیت ردیابی دقیق را داشته باشد. یعنی اگر پارامترهای دستگاه معلوم باشند، باید مقادیری برای پارامترهای کنترل کننده در نظر گرفت که خروجی دستگاه مانند خروجی مدل مرجع گردد و هنگامی که پارامترهای کنترل کننده مجهول است مکانیزم تطبیق، پارامترهای کنترل کننده را بگونه‌ای تنظیم نماید که ردیابی دقیق بصورت مجانبی حاصل شود. برای تضمین همگرایی ردیابی و پایداری، لازم است که قانون کنترل بر حسب پارامترهای قابل تنظیم، خطی باشد.

د) مکانیزم تطبیق: مکانیزم تطبیق، بر اساس خطای پاسخهای مدل مرجع و دستگاه تحت کنترل پارامترهای کنترل کننده را تنظیم می‌نماید. این مکانیزم باید بگونه‌ای طراحی شود که ضمن ارائه پارامترهای معتبر برای کنترل کننده، صفر شدن خطای ردیابی و پایداری کنترل کننده را تضمین نماید. باتوجه به شکل (۴-۳) هدف از طراحی کنترل کننده مدل مرجع، ردیابی سیگنال ورودی مطلوب I توسط خروجی y همانند خروجی مدل مرجع یعنی y_m می‌باشد، یعنی باید داشته باشیم: $\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{y_m(s)}{r(s)} = 1$. حال این ساختار را بصورت شکل (۴-۳) تعمیم می‌دهیم. در این حالت ورودی I سیگنالی

نامطلوب و از جنس اغتشاش است که علاوه بر وارد شدن به بلوک مدل مرجع، بطور ناخواسته بر دستگاه تحت کنترل نیز وارد می‌شود. در نتیجه استراتژی طراحی کنترل کننده را بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{y_m(s)}{r(s)} \quad (1-4)$$

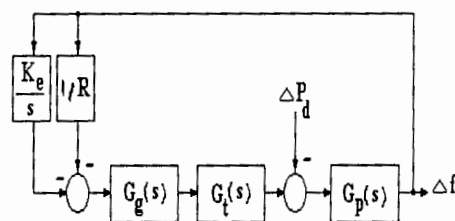
$$\lim_{s \rightarrow 0} sy(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sy_m(s) = 0 \quad (2-4)$$



شکل (۳-۴): تعمیم ساختار کنترل کننده مدل مرجع

۴-۴- طراحی کنترل کننده پیشنهادی برای مسئله AGC

شکل (۴-۴) کنترل کننده معمولی مورد استفاده در مسئله کنترل تولید خوکار را برای سیستم قدرت نشان می دهد که با تغییر پارامتر K_e می توان عملکرد مناسبی را برای سیستم بدست آورد. در این بخش با الهام از این کنترل کننده ابتدا مدل مرجع را انتخاب نموده و سپس به طراحی کنترل کننده با روش پیشنهادی می پردازیم.



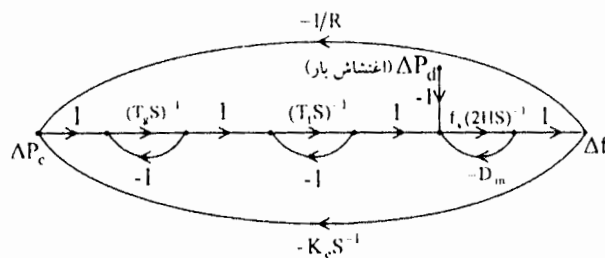
شکل (۴-۴): بلوک دیاگرام سیستم قدرت با کنترل کننده انتگرالی

۴-۴-۱- انتخاب مدل مرجع

یک مدل مرجع مناسب باید دارای خصوصیات زیر باشد :

(الف) ساده باشد. (ب) براساس عملکرد قابل وصول دستگاه انتخاب شود. (ج) دارای رفتار مناسبی باشد.

با توجه به موارد فوق این ایده در ذهن القا می شود که مدلی مانند شکل (۴-۵) برای مدل مرجع انتخابی مناسب است. در نتیجه مدل مرجع را سیستمی با دیاگرام حالت رسم شده در شکل (۵) انتخاب می نماییم که در آن $D_m = D + D_e$ می باشد و D_e مقدار افزایشی است که برای میرایی در مدل مرجع در نظر می گیریم. افزایش میرایی سبب بهبود رفتار گذرای سیستم قدرت می شود.



شکل (۵-۴) : دیاگرام حالت مدل مرجع در مسئله AGC

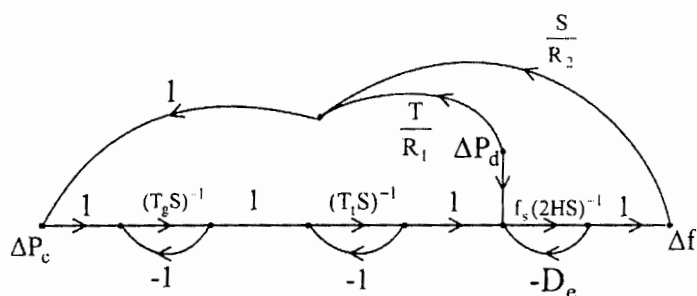
۴-۴-۲- طراحی کنترل کننده

با توجه به ساختار پیشنهادی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع که در شکل (۳-۴) نشان داده شده دیاگرام حالت سیستم کنترل تولید خودکار بصورت شکل (۶) در نظر گرفته می شود. هرگاه توابع انتقال سیستم کنترل تولید خودکار شکل (۶) را با B/A و تابع انتقال مدل مرجع را بصورت B_m/A_m در نظر بگیریم، آنگاه کنترل کننده پیشنهادی با طراحی توابع انتقال $\frac{T(s)}{R_1(s)}$ و $\frac{S(s)}{R_2(s)}$ طراحی می گردد. این توابع انتقال طوری انتخاب و طراحی می شوند

که داشته باشیم :

$$\frac{\Delta f}{\Delta p_d} = \frac{B}{A} = \frac{B_m}{A_m} = \frac{\Delta f_m}{\Delta p_d} \quad (۳-۴)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \Delta f(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta f_m(s) = 0 \quad (۴-۴)$$



شکل (۶-۴) : دیاگرام حالت سیستم کنترل پیشنهادی برای مسئله AGC

با توجه به دیاگرامهای حالت رسم شده در شکلهای (۵) و (۶) و با بکار گرفتن روش میسون [۹] داریم :

$$\frac{B_m}{A_m} = \frac{s^4 \phi_m}{s^4 \Delta_m}$$

$$\phi_m = -\frac{f_s}{2H} \left[1 + \frac{s^{-1}}{T_g} + \frac{s^{-1}}{T_l} + \frac{s^{-2}}{T_g T_l} \right]$$

$$\Delta_m = 1 + \frac{s^{-1}}{T_g} + \frac{s^{-1}}{T_l} + \frac{s^{-2}}{T_g T_l} + \frac{D_m f_s s^{-1}}{2H} +$$

$$\frac{D_m f_s s^{-2}}{2HT_g} + \frac{D_m f_s s^{-2}}{2HT_l} + \frac{D_m f_s s^{-3}}{2HT_g T_l} +$$

$$\frac{f_s s^{-3}}{2HT_g T_l R} + \frac{k_e f_s s^{-4}}{2HT_g T_l} \quad (5-4)$$

$$\frac{B}{A} = \frac{s^4 \phi}{s^4 \Delta}$$

$$\phi = \phi_m + \frac{f_s s^{-3}}{2HT_g T_l} \left(\frac{T(s)}{R_1(s)} \right)$$

$$\Delta = \Delta_m - \frac{D_e f_s s^{-1}}{2H} - \frac{D_e f_s s^{-2}}{2HT_g} - \frac{D_e f_s s^{-2}}{2HT_l} -$$

$$\frac{D_e f_s s^{-3}}{2HT_g T_l} - \frac{k_e f_s s^{-4}}{2HT_g T_l} + \frac{f_s s^{-3}}{2HT_g T_l} \left(\frac{T(s)}{R_2(s)} \right) \quad (6-4)$$

در نتیجه بابتکارگیری روابط (5-4) و (6-4) در روابط (3-4) و (4-4) کنترل کننده با کمترین درجه بصورت زیر بدست می آید:

$$\frac{T(s)}{R_1(s)} = 0$$

$$\frac{S(s)}{R_2(s)} = \frac{l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0}{f_s s}$$

$$l_3 = \frac{D_e f_s}{2H}, l_2 = \frac{D_e f_s}{2HT_g} + \frac{D_e f_s}{2HT_l} \quad (7-4)$$

$$l_1 = \frac{D_e f_s}{2HT_g T_l}, l_0 = \frac{k_e f_s}{2HT_g T_l}$$

همانطور که دیده می شود تابع انتقال $\frac{S(s)}{R_2(s)}$ تحقق پذیر نمی باشد. بنابراین دو قطب دور از محور موهومی به مخرج آن اضافه می کنیم که در نتیجه داریم:

$$\frac{T(s)}{R_1(s)} = 0$$

$$\frac{S(s)}{R_2(s)} = \frac{I_3 s^3 + I_2 s^2 + I_1 s + I_0}{f_s s (1 + T_{p1} s)(1 + T_{p2} s)} \quad (8-4)$$

۴-۳- انتخاب مکانیزم تطبیق

نقطه کار و پارامترهای سیستم قدرت بطور مداوم در حال تغییر هستند. بنابراین، مکانیزم تطبیق را برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده بکار می بریم. در این مکانیزم باتوجه به ثابت زمانی سیستم تولید خودکار به منظور تنظیم پارامترهای کنترل کننده هرچند دقیقه یکبار مراحل زیر اجرا می شوند:

(الف) شناسایی پارامترهای سیستم قدرت.

(ب) تنظیم پارامترهای مدل مرجع.

(ج) تنظیم پارامترهای کنترل کننده با استفاده از روابط (۷) و (۸).

۴-۵- بررسی عملکرد روش پیشنهادی

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی سیستم قدرت تک ناحیه شکل (۱) را در نظر بگیرید. پارامترهای این مدل عبارتند از [1]:

$$H = 5 \text{ Sec.} \quad T_t = 0.5 \text{ Sec.} \quad T_g = 0.4 \text{ Sec.} \quad f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$R = 3 \text{ Hz / p.u.MW} \quad D = 0.01 \text{ p.u.MW / Hz}$$

در ضمن ضریب کنترل کننده متعارف انتگرالی برای این سیستم عبارت است از:

$$k_I = 0.09$$

در طراحی کنترل کننده پیشنهادی باید پارامترهای سیستم قدرت را شناسایی نمود. شناسایی پارامترهای سیستم هر چند دقیقه یکبار انجام می شود. نتایج شناسایی با روش RLS¹ در حالتی که پارامترهای سیستم نامی باشند بصورت زیر می باشد:

$$H = 0.4993 \text{ Sec.} \quad T_t = 0.4991 \text{ Sec.} \quad T_g = 0.3991 \text{ Sec.}$$

$$R = 3.003 \text{ Hz / p.u.MW} \quad D = 0.01005 \text{ p.u.MW / Hz}$$

حال پارامترهای مدل مرجع را تعیین می کنیم. لازم به ذکر است که مقدار افزایش میرایی یعنی D_e را ۰٫۱ در نظر می گیریم. نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی در مقایسه با کنترل کننده انتگرالی به ازای ۵٪ تغییرات پله ای بار در شکلهای (۷-۴) تا (۱۲-۴) نشان داده شده است. از مطالعه این منحنی ها نتایج ذیل بدست می آید:

(الف) در شرایط نامی یعنی پارامترهای نامی سیستم قدرت کنترل کننده پیشنهادی نسبت به کنترل کننده انتگرالی عملکرد بهتری دارد (شکل (۷-۴)).

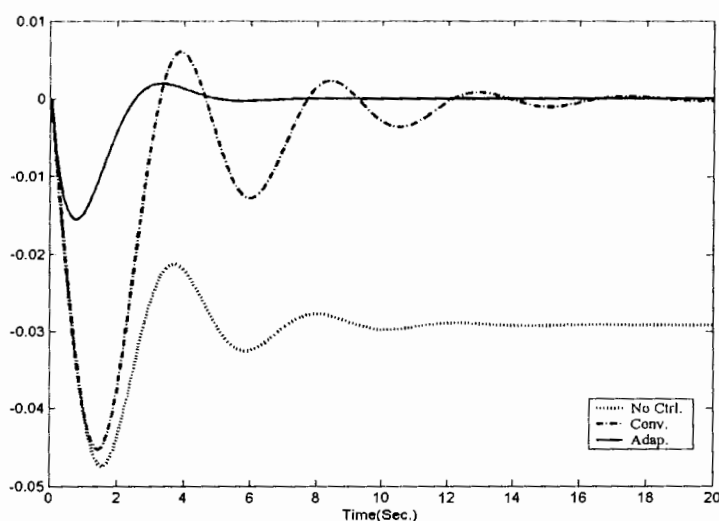
1 Recursive Least Square (RLS)

(ب) هرگاه محدودیت نرخ تولید (GRC^2) ۵٪ برای خروجی توربین در نظر گرفته شود، عملکرد کنترل کننده متعارف انتگرالی نامطلوب می شود و این در حالی است که کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی به خوبی تغییرات فرکانس را حذف می نماید (شکل (۴-۸)).

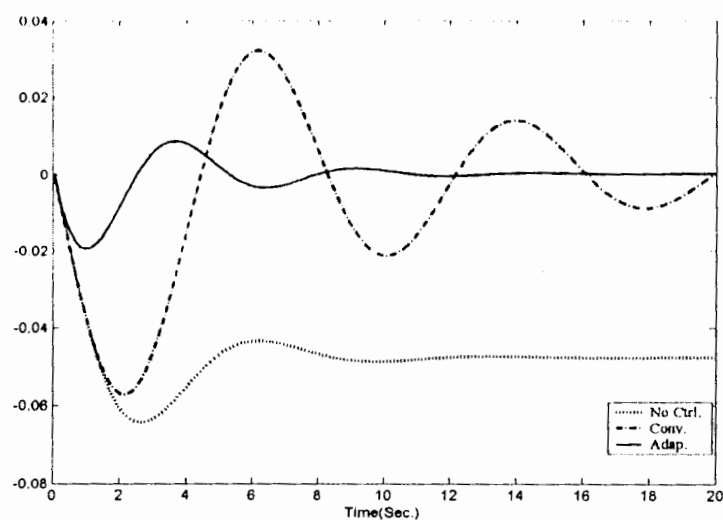
(ج) در صورتی که حلقه کنترل اولیه باز بوده و عمل ننماید ($R \rightarrow \infty$) کنترل کننده انتگرالی رفتار نوسانی سیستم قدرت را به دنبال دارد. اما کنترل کننده تطبیقی به خوبی پاسخ مناسب سیستم را نتیجه می دهد (شکل (۴-۹)).

(د) تغییرات در پارامترهای سیستم قدرت سبب عملکرد نامطلوب سیستم کنترل انتگرالی می شود در حالیکه سیستم کنترل تطبیقی پیشنهادی عملکرد مطلوبی از خود نشان می دهد (اشکال (۴-۱۰) تا (۴-۱۲)).

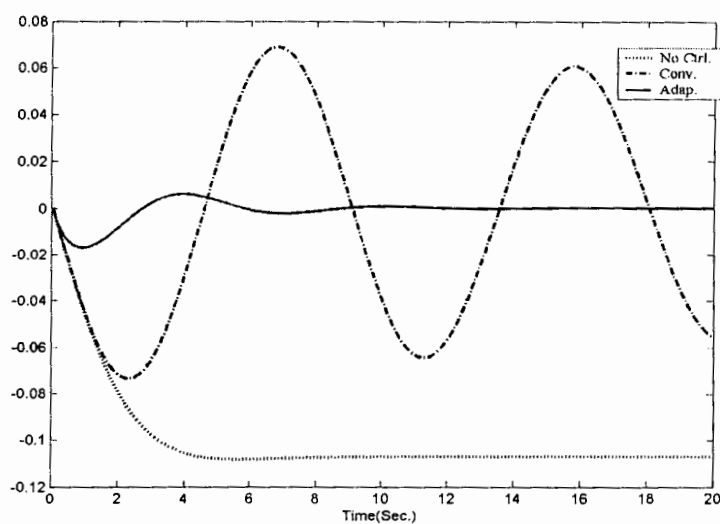
با توجه به نتایج شبیه سازی در این طرح پژوهشی کنترل کننده مدل مرجع برای سیستم کنترل تولید خودکار یا سیستم کنترل بار-فرکانس با تعمیم ساختار کنترل کننده مدل مرجع طراحی شده است. نتایج شبیه سازی سیستم قدرت تحت مطالعه نشان می دهند که کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی نه تنها توانایی حذف خطای فرکانس را دارد بلکه در برابر تغییرات وسیع پارامترهای سیستم نیز عملکرد مطلوبی از خود نشان می دهد.



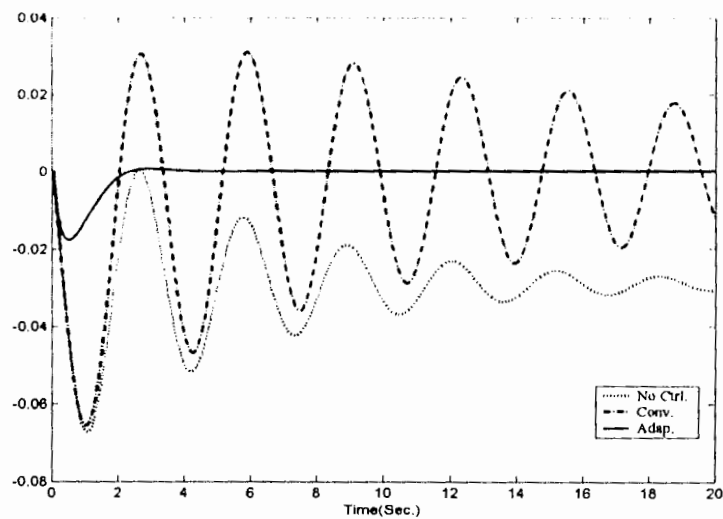
شکل (۴-۷): تغییرات نسبی فرکانس ($\Delta f/f$) به ازای ۵٪ اغتشاش بار



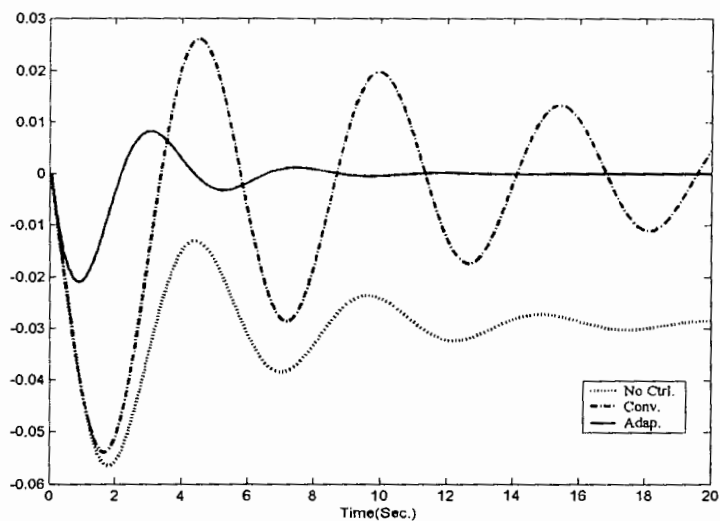
شکل (۸-۴): تغییرات نسبی فرکانس ($\Delta f/f$) به ازای ۰.۵٪ اغتشاش بار
(در حالت محدودیت نرخ تولید ۰.۵)



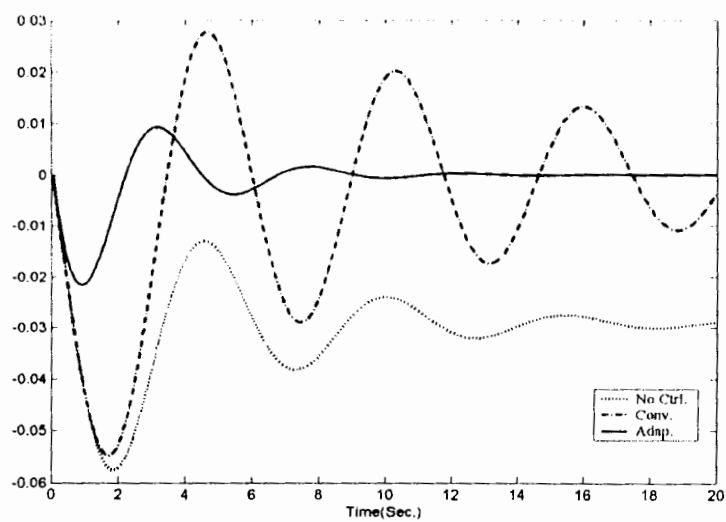
شکل (۹-۴): تغییرات نسبی فرکانس ($\Delta f/f$) به ازای ۰.۵٪ اغتشاش بار
(برای باز بودن حلقه کنترل فرکانس اولیه یعنی $R \rightarrow \infty$)



شکل (۴-۱۰): تغییرات نسبی فرکانس ($\Delta f/f$) به ازای ۵٪ اغتشاش بار
(در حالت ۱۰۰٪ تغییر در T_g)



شکل (۴-۱۱): تغییرات نسبی فرکانس ($\Delta f/f$) به ازای ۵٪ اغتشاش بار
(در حالت ۱۰۰٪ تغییر در T_f)



شکل (۴-۱۲): تغییرات نسبی فرکانس (f_r) به ازای ۵٪ اغتشاش باز
(در حالت ۵۰٪ تغییر در H)

فصل پنجم :

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه گیری

در این طرح پژوهشی روشی برای طراحی سیستم کنترل تولید خودکار یا سیستم کنترل بارفرکانس سیستم قدرت ارائه گردیده که تعمیمی از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع می باشد. این کنترل کننده علاوه بر حذف خطای فرکانس ناشی از اغتشاشات بار، پایداری نسبی سیستم قدرت را نیز بهبود می بخشد. با مطالعه شبیه سازیها نتایج ذیل استخراج می گردند :

- در شرایط نامی یعنی پارامترهای نامی سیستم قدرت کنترل کننده پیشنهادی نسبت به کنترل کننده متعارف انتگرالی عملکرد مناسبتری از خود نشان می دهد.
- هرگاه محدودیت نرخ تولید ۵٪ برای خروجی توربین در نظر گرفته شود، عملکرد کنترل کننده متعارف انتگرالی نامطلوب می شود و این در حالی است که کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی به خوبی تغییرات فرکانس را حذف می نماید.
- در صورتی که حلقه کنترل اولیه باز بوده و عمل نماید ($R \rightarrow \infty$) کنترل کننده انتگرالی رفتار نوسانی سیستم قدرت را به دنبال دارد. اما کنترل کننده تطبیقی به خوبی پاسخ مناسب سیستم را نتیجه می دهد.
- تغییرات در پارامترهای سیستم قدرت سبب عملکرد نامطلوب سیستم کنترل انتگرالی می شود. در حالیکه سیستم کنترل تطبیقی پیشنهادی عملکرد مطلوبی از خود نشان می دهد .
- در این طرح برای شناسایی پارامترهای سیستم مطالعه روش حداقل مربعات برگشتی بکار برده شد که نتایج خوبی با این روش بدست آمد.

۵-۲- پیشنهادات

برای ادامه این تحقیق مباحث زیر پیشنهاد می گردد :

- روش پیشنهادی در طراحی پایدارساز سیستم قدرت و به منظور جبران نوسانات فرکانس پایین بکار برده شود.
- با توجه به کاربرد وسیع ادوات FACTS و تاثیر چشمگیر این وسایل در پایدارسازی سیستم قدرت , پیشنهاد می شود با استفاده از تئوری کنترل تطبیقی مدل مرجع سیگنال کنترلی طراحی شود.
- یکی دیگر از روشهای کنترل تطبیقی کنترل کننده های خود تنظیم می باشد. پیشنهاد می شود که مسئله کنترل تولید خودکار با این روش کنترلی نیز طراحی گردد.

- [1] A.J. Wood & B.F. Wollenberg , "*Power Generation Operation and Control*", Jhon Wiley, New York, 1993.
- [2] J. Nanda & B.L. Kaul, "*Automatic Generation Control of an Interconnected Power System*", IEE Proc. , 1978 , pp. 385-390.
- [3] Mohammad Bagher Menhaj, Aref Dorudi, "*Applying Nerve Networks in Load-Frequency Controllers*", 11th International Iranian Electrical Conference , pp. 380-388, 1996.
- [4] S. Matsushida & et al, "*Automatic Generation Control Using GA Considering Distributed Generation*", IEEE/PES, Vol. 3, 6-10 Oct., pp. 1579-1583, 2002.
- [5] D. Das & et al, "*Variable Structure Control Strategy to Automatic Generation Control or Interconnected Reheat Thermal System*", Proc. IEE, Vol. 138, Nov. 1991.
- [6] M. Azzam, "*Robust Automatic Generation Control*", 98 Simulation Int. Conf., 30Sep.-2Oct., pp. 253-258, 1998.
- [7] G.A. Chown & R.C. Hartman, "*Design and Experience with a Fuzzy Logic Controller for Automatic Generation Control (AGC)*", Power Industry Computer App., 1997, 20th int. conf., 11-16 May, pp. 352-357, 1997.
- [8] K.S. Narendra & A.M. Annasawamy, "*Stable Adaptive Control*", Jhon Wiley, New York, 1987.
- [9]. Anderson, B.D.O., R.R. Bitmead, C.R. Johnson, P.V. Kokotovic, R.L. Kosut, I. Mareels, L. Praly and B. Riedle, *Stability of Adaptive Systems*, M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, 1986.
- [10] Anderson, B.D.O. and R.M. Johnstone, \Adaptive Systems and Time Varying Plants," *Int. J. of Control*, Vol. 37, no.2, pp. 367-377, 1983.
- [11] Anderson, B.D.O., and R.M. Johnstone, \Global Adaptive Pole Positioning," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 30, no. 1, pp.11-22, 1985.
- [12] Anderson, B.D.O. and J.B. Moore, *Optimal Control: Linear Quadratic Methods*, Prentice Hall, Englewood Cli@s, New Jersey, 1990.
- [13] A.A. **Gharaveisi** and et al., "*AGC System Design Using a New Model Reference Adaptive Control*", *Journal of WSEAS Transaction on Circuit and Systems*, Issue 10, Dec. 2004.



WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS

Issue 10, Volume 4, December 2004
ISSN 1109-2734 <http://www.wseas.org>

Robust approach to a small-signal stability analysis of power systems <i>By V. Spitsa, A. Alexandrovitz, E. Zeheb</i>	1449
Rectified Self-Excited Induction Generator as Regulated DC Power Supply for Hybrid Renewable Energy Systems <i>By A. Nesba, R. Ibtouen, S. Mekhtoub, O. Touhami, N. Takorabet</i>	1457
Two Inputs Electronic Controlled Chaotic Pattern Modulator <i>By O. Tsakiridis, E. Zervas, E. Lytra, J. Stonham</i>	1464
Symbolic Fourier Analysis of Nonlinear Differential Equations <i>By Nicolas Ratier, Mickael Bruniaux</i>	1469
Spontaneous pulsating current in zirconium oxyhydrate gels <i>By Yu.I. Sukharev, B.A. Markov, A.Yu. Prokhorova, I.Yu. Lebedeva</i>	1477
Design of an Adaptive Neural Network Based on Robust Sliding Mode Control for Induction Motors <i>By Morteza Majdi, Farzan Rashidi</i>	1485
Some New Algorithms for Knowledge Discovery in Local Hypertext Corpora <i>By B. Vassiliadis, A. Stefani, L. Drossos, K. Ioannou</i>	1493
An Agent-Based Platform for Contract Negotiation in Power Market <i>By Xiong Minpeng, Yuan Jiahai, Zhao Changhong</i>	1501
Suppression of Partial Discharge's Discrete Spectral Interference Based on Spectrum Estimation and Wavelet Packet Transform <i>By Xiao Yan, Yu Weiyong, Huang Chengjun, Jiang Chuanwen</i>	1508
Low Power Design in Behavioral Level Synthesis <i>By Dongxin Wen, Ling Wang, Yingtao Jiang, Henry Selvaraj</i>	1516
The Impact of Random Early Detection on the Performance of Different Queuing Disciplines <i>By Hafiz M. Asif, El-Sayed M. El-Alfy</i>	1522
An Improving Active Inductor Using a Compensation Resistor <i>By Jyh-Neng Yang, Ming-Jeui Wu, Chen-Yi Lee</i>	1529
Incremental Temporal Sequence Learning <i>By Yoshio Konishi, Robert H. Fujii</i>	1533
Design and Implementation of a Nibble-size Multiplier for $(-1+j)$-Base Complex Binary Numbers <i>By Tariq Jamil, Ahmad Al-Maashari, Amir Arshad Abdulghani</i>	1539

Providing Service Standardisation for Virtual Enterprises <i>By B. Vassiliadis, J. Tsaknakis, L. Drossos, S. Sirmakessis, K. Ioannou</i>	1545
Voltage Stability Enhancement and Reactive Power Compensation of AC Transmission System by Fuzzy Controlled STATCOM <i>By A. Ajami, S.H. Hosseini, S. Khanmohammadi, B. Gharehpetian</i>	1553
A Simple and Low Cost Control Strategy for Shunt Active Filter and Its Implementation <i>By A. Ajami, S.H. Hosseini, S. Khanmohammadi, B. Gharehpetian, M. Ghandchi</i>	1561
Congestion Relief via Intelligent Coordination of TCSC & SVC <i>By H. Iranmanesh, M. Rashidi-Nejad, A. A. Gharaveisi, M. Shojaei</i>	1568
Unit Commitment Solution Methodology Using Binary Particle Swarm Optimization <i>By Liu Yong, Hou Zhi-jian, Jiang Chuan-wen</i>	1574
Determination of Mono and Polysilicon Schottky Diodes Parameters using I-V and C-V Iterative Methods <i>By Fella Boulgamh, Azeddine Telia, Mohamed Remram, Abdelbaki Djouambi</i>	1581
Optical Characterization LED for POF Communications <i>By S. Louvros, K. Ioannou, A. Garmpis, S. Kotsopoulos</i>	1587
Application Of Computational Intelligence In Short-Term Load Forecasting <i>By Mohsen Hayati, Behnam Karami</i>	1594
Implementing an Analytical Thermal Model into Programmable Logic Device <i>By Mika Ikonen, Kimmo Rauma, Pertti Silventoinen</i>	1600
Optical transmitter bandwidth requirements for POF telecom links <i>By S. Louvros, K. Ioannou, B. Vassiliadis, L. Drossos, S. Kotsopoulos</i>	1608
MANET Address Assignment Protocol that use Cluster <i>By Dong heui Lee, Young bok Cho, Sang ho Lee</i>	1614
Analysis of Leakage Field In Power Transformers with Use of Boundary-Iterative Method <i>By Stanislaw Pawlowski</i>	1620
Multirate control of an unmanned aerial vehicle <i>By Carlos M. Vélez S., Andrés Agudelo</i>	1628
A Dynamic Window Binding System for a Web Based Multimedia Distance Education Environment <i>By Eung-Nam, Ko</i>	1635
Order out of chaos in binary sequences of the logistic function <i>By Adam V. Adamopoulos</i>	1642
Nonlinear Network Dynamics towards Independent Modes <i>By Luigi Fortuna, Manuela La Rosa, Donata Nicolosi, Giovanni Sicurella</i>	1649
Ideal Switch Model Speeds Up the Switched Circuits Simulation <i>By Milan Savić, Željko Mrčarica, Vančo Litovski</i>	1657
Robust Friction Compensation Based on Disturbance Rejection in a Servodrive <i>By Lotfi Mostefai, Mouloud Azzedine Denai</i>	1664
Proving the Controllability for Arbitrary Operating Point of STATCOM Based on Nominal Model <i>By Zhang Liuchun, Xiao Dengming, Zhang Dong</i>	1671
Dynamic Response of a CNN hardware system by Lyapunov analysis and Wolf algorithm <i>By R. Russo, V. Bonaiuto, A. Salvini</i>	1677

Sensorless Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Considering the standstill <i>By Song Zhengqiang, Hou Zhijian, Jiang Chuanwen</i>	1684
Distribution Network Reconfiguration: a Modified TS Algorithm <i>By Zhang Dong, Fu Zhengcai, Zhang Liuchun</i>	1690
Distribution Network Reconfiguration: an Improved Single Loop Optimization Algorithm <i>By Zhang Dong, Fu Zhengcai, Zhang Liuchun</i>	1696
PVM and MT Parallel Processing Platforms Applied to the Computation of Driving Point Impedances in Power Systems <i>By A. Medina, A. Ramos-Paz</i>	1702
Quantitative Feedback Theory for Nonlinear Systems <i>By M.A. Ataei, R. Esmailzadeh, Gh. Alizadeh</i>	1710
A Multidimensional Fuzzy Neural Network Based on Possibilistic Information and its Applications <i>By Mohamed S. Ibrahim</i>	1719
A Noise Rejection Deadbeat Control Technique for Active Power Filter <i>By Li-Dan Zhou, Mansoor, Qian Ai, Da Xie, Chen Chen</i>	1725
AGC System Design Using a New Model Reference Adaptive Control <i>By A. A. Gharaveisi, M. Rashidi-Nejad, S.H.S. Moosavi</i>	1731
A Hybrid Way to Construct Static Voltage Stability Region Based on Combining Loop Current With Node Voltage <i>By Yang Jie, Li Hong-Zhong, Wang Cheng-Min, Jin Yi-Xiong</i>	1737
A Platform for Device and Computation Management <i>By R. B. Patel, Nikos Mastorakis, Kuldeep Singh</i>	1742
A Declarative Language For Representation Of Knowledge: Ibn Rochd <i>By Mohamed Touahria, Abdallah Khababa, Louis Frecon</i>	1752
Multicast Connection Capacity Of WDM Switching Networks Without Wavelength Conversion <i>By B. Chidhambararajan, K. Kalamani, N. Nagarajan, S.K. Srivatsa</i>	1759
Channel Estimation for OFDM Based UWB Wireless communications <i>By Changyi Li, Guoxin Zheng, Qian Ai</i>	1765
A Novel ZVS -ZCS Inverter With Auxiliary Resonant Snubber Using Pulse Current Feedback Transformer <i>By Gang Yao, Mahamnad Mansoor Khan, Chen Chen, Qian Ai</i>	1770
A system for e-inclusion for individuals with sight disabilities <i>By A.S. Drigas, L.G. Koukianakis, Y.V. Papagerasimou</i>	1776
Blind Source Separation of Biomedical Signals: convolutive versus instantaneous algorithms <i>By Matteo Milanese, Nicola Vanello, Vincenzo Positano, Maria Filomena Santarelli, Luigi Landini</i>	1781
Cognitive process of university orientation counsellor software construction <i>By Khababa Abdallah, Touahria Mohamed, Frécon Louis</i>	1789
Behaviour of an electorate with vectorial opinion <i>By Carlo Artemi</i>	1799

AGC System Design Using a New Model Reference Adaptive Control

ALI AKBAR GHARAVEISI¹, M. RASHIDINEJAD^{2,3}, S.H.S. MOOSAVI¹

¹Control Engineering Department, Shahrood University of Technology – IRAN

²Electrical Engineering Department, Shahid Bahonar University of Kerman, Kerman

³International Research Center for Hi-tech and Environmental Sciences, Mahan

22 Bahman Boulevard, Elec. Eng. Dept.

IRAN

A_gharaveisi@yahoo.com

Abstract: - Automatic generation control (AGC) is an important part of ancillary services in power systems area. To maintain system reliability as well as security of power systems, AGC system design is a crucial issue. In this paper, model reference adaptive control (MRAC) method is generalized to design an AGC or Load frequency control (LFC). The proposed controller system eliminates the frequency error due to any load disturbances, while it improves the relative stability of power systems. Simulation results can prove a desirable performance of the proposed system within a wide range of variations for specified parameters. These results show the effectiveness of the proposed criterion for AGC system designation

Key-Words: - Automatic generation control, Load frequency control , Model reference adaptive control

1 Introduction

The dynamic performance evaluation of power systems can be addressed to stability of frequency regarding to AGC or LFC. The controller commonly used in the AGC is integral type [2] with functionality which is affected via a great trend in power systems development. A large variety of researches and papers are carried out to solve this problem, where among them some can be addressed to new methods developed such as: neural networks [3], variable structure control [4], genetic algorithm [5], robust control [6], fuzzy logic controller [7] and etc.

In this paper, a new method for LFC design regarding an adaptive type of controller is proposed. Adaptive control method as an important field in automatic control systems [8] is applied in this research. A generalized model reference adaptive controller is implemented to solve AGC problem. Numerical results carried out through this study shows that our proposed controller possesses a desirable performance.

2 AGC Model in Power Systems

A general block diagram of a power system including one area is shown in figure 1. In this figure turbine and governor blocks are modeled by their transfer functions

$$G_p(s) = \frac{k_p}{1 + sT_p}, \quad G_t(s) = \frac{1}{1 + sT_t},$$

$$G_g(s) = \frac{1}{1 + sT_g}, \quad k_p = \frac{1}{D}, \quad T_p = \frac{2H}{Df_s}$$

Where Δp_d indicates stepped variations of load disturbances, H is inertia constant, D is load frequency constant, T_t is turbine time constant and T_g is governor time constant.

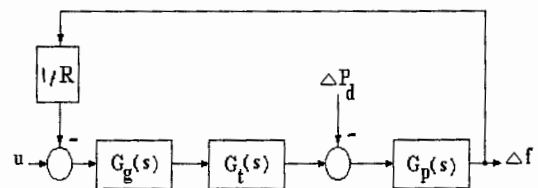


Figure 1- Single Area of a Power System

3 Proposed Model Reference Adaptive Controller

In adaptive control method, controller parameters are subjected to be variable; hence it is necessary to use a mechanism to regulate these parameters to proper values. Model reference adaptive control, as shown in figure 2, is one of the adaptive control methods. Typical block diagram of this controller consists of four major parts as the following:

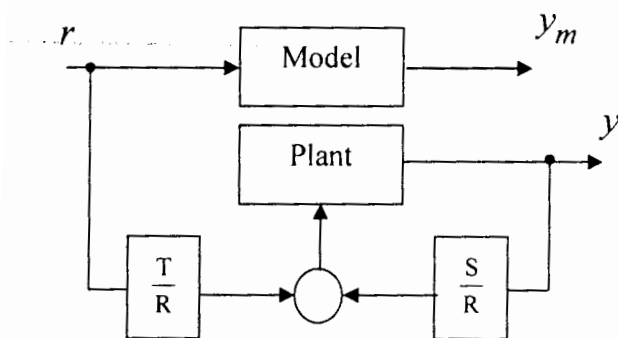


Figure 2- Conventional Model Reference Controller

3.1 Plant:

The structure of the model is assumed to be known, and its parameters are presumed unknown by default. In linear systems, such an assumption means that the number of poles and zeros of the plant is known, but their locations are unknown. In correspondence with non-linear systems it means that the structure of dynamic equations of the model is known, but some of its parameters are unknown.

3.2 Model Reference:

The model reference shows the ideal response of the plant caused by the external signals while the adaptation mechanism is running. How to select model reference is one of the most important parts of MRAC structure. Model reference must satisfy two important issues:

1. It must show the ideal characteristics of function of controller such as rise time, settling time, the percent of overshoot, etc.
2. Addressed ideal behavior should be achievable. In the other words, there should not be a significant difference between the order and / or degree of the model reference, and relative order and / or degree of the plant.

3.3 Controller:

There are several adjustable parameters for the controller, by which via choosing different values, different family of the controller can be obtained.

To achieve to the convergence in tracking, it is necessary for the controller to fulfill enough capability of perfect tracking. For given parameters for the plant, it should be assigned such a range of values for controller parameters so that the output of the plant agrees the output of model reference. Reciprocally in the case of unknown parameters for the controller, adaptation mechanism is responsible for adjusting the controller parameters in a manner in which so called asymptotically acute tracking be obtained. To guarantee both the tracking convergence and stability in accordance to adjustable parameters, control law is to be linear.

3.4 Adaptation mechanism:

Adaptation mechanism intends to adjust the controller parameters based on error signal between model reference response and the plant under control. This mechanism should be designed in such a way to maintain three needs: 1- produce credible parameters for the controller, 2- assure tracking error to reach to zero and 3- improve the stability.

Refer to the figure 2, objective of the model reference controller design, is tracking of desirable input signal (r) by means of plant output (y) as resemblance as model reference output (y_m), let say $\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{y_m(s)}{r(s)} = 1$.

The structure mentioned above is generalized as shown in figure 3. In this case we have considered the input (r) signal as an undesired signal assume it as disturbance signal, that is assumed to be

input spuriously to the plant under control, in addition to inputting to the model reference block. So, total strategy of designing the controller can be wrapped up as follows:

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{y_m(s)}{d(s)} \quad (1)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} sy(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sy_m(s) = 0 \quad (2)$$

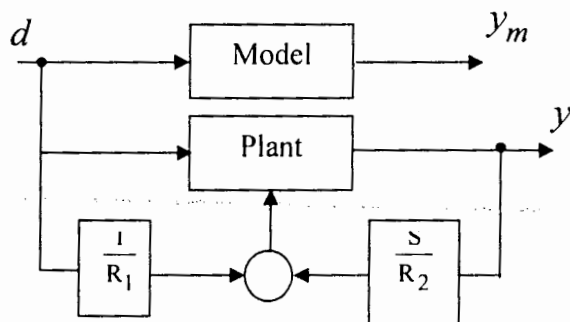


Figure 3- Generalized model reference controller

4 Design procedure for the proposed controller in AGC Problem

As shown in figure 4, in conventional controller generally utilized in power systems AGC problem, making proper variation in parameter k_e , a suitable performance for the system can be achieved. As the controller discussed reveals by inspiration, it is selected a model reference at first and controller design procedure following the proposed method is carried out afterward.

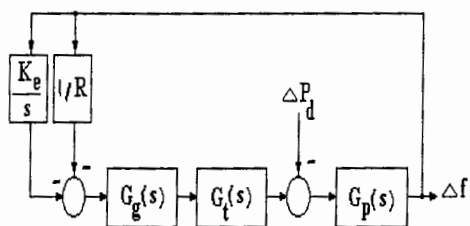


Figure 4 - AGC of Power system using integral controller

4.1 Select the model reference

Two features should be complied by a suitable model reference:

- A) Simplicity of implementation
- B) Selected based on an reachable performance of the plant
- C) Proper performance

Mentioning above items, a model reference is selected that its state diagram is illustrated in figure 5. It is defined $D_m = D + D_e$ where D_e is the incremental value for which the damping in the model reference is considered. While the damping tends to increase, transient characteristics of the power system shall be improved.

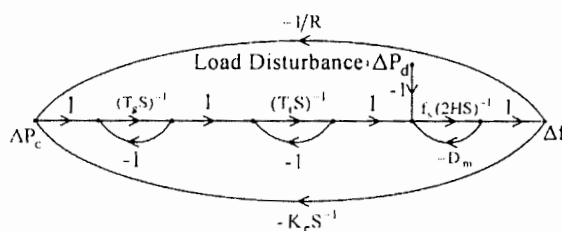


Figure 5- State diagram for model reference considered for AGC problem

4.2 Design the controller

Referring to the proposed structure of the model reference adaptive controller as shown in figure 3, the state diagram of the AGC system is chosen as illustrated in figure 6. Considering the

transfer function of the AGC system as $\frac{B}{A}$, and the

transfer function of model reference as $\frac{B_m}{A_m}$, the

proposed controller is designed through transfer functions $\frac{T(s)}{R_1(s)}$ and $\frac{S(s)}{R_2(s)}$. These transfer

functions have to meet the equation (3) and (4) below.

$$\frac{\Delta f}{\Delta p_d} = \frac{B}{A} = \frac{B_m}{A_m} = \frac{\Delta f_m}{\Delta p_d} \quad (3)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \Delta f(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta f_m(s) = 0 \quad (4)$$

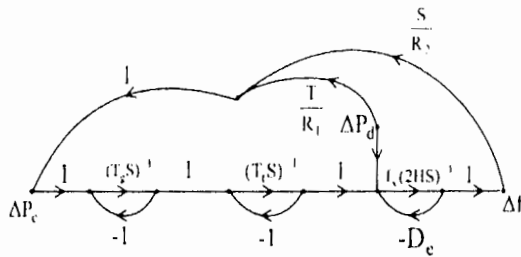


Figure 6- State diagram for proposed system considered for AGC problem

Referring to the state diagrams of figure 5 and 6, and using Mason's gain formula [9] calculations yields to equations (5) and (6) below.

$$\begin{aligned} \frac{B_m}{A_m} &= \frac{s^4 \phi_m}{s^4 \Delta_m} \\ \phi_m &= -\frac{f_s}{2H} \left[1 + \frac{s^{-1}}{T_g} + \frac{s^{-1}}{T_i} + \frac{s^{-2}}{T_g T_i} \right] \\ \Delta_m &= 1 + \frac{s^{-1}}{T_g} + \frac{s^{-1}}{T_i} + \frac{s^{-2}}{T_g T_i} + \frac{D_m f_s s^{-1}}{2H} + \\ &\quad \frac{D_m f_s s^{-2}}{2HT_g} + \frac{D_m f_s s^{-2}}{2HT_i} + \frac{D_m f_s s^{-3}}{2HT_g T_i} + \\ &\quad \frac{f_s s^{-3}}{2HT_g T_i R} + \frac{k_e f_s s^{-4}}{2HT_g T_i} \quad (5) \\ \frac{B}{A} &= \frac{s^4 \phi}{s^4 \Delta} \\ \phi &= \phi_m + \frac{f_s s^{-3}}{2HT_g T_i} \left(\frac{T(s)}{R_1(s)} \right) \\ \Delta &= \Delta_m - \frac{D_e f_s s^{-1}}{2H} - \frac{D_e f_s s^{-2}}{2HT_g} - \frac{D_e f_s s^{-2}}{2HT_i} - \\ &\quad \frac{D_e f_s s^{-3}}{2HT_g T_i} - \frac{k_e f_s s^{-4}}{2HT_g T_i} + \frac{f_s s^{-3}}{2HT_g T_i} \left(\frac{T(s)}{R_2(s)} \right) \quad (6) \end{aligned}$$

Consequently, substitution of the equations (5) and (6) in the equations (3) and (4), then leads to equations (7) as follows, which describes a controller with the least degree.

$$\frac{T(s)}{R_1(s)} = 0$$

$$\frac{S(s)}{R_2(s)} = \frac{l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0}{f_s s}$$

$$l_3 = \frac{D_e f_s}{2H}, l_2 = \frac{D_e f_s}{2HT_g} + \frac{D_e f_s}{2HT_i}$$

$$l_1 = \frac{D_e f_s}{2HT_g T_i}, l_0 = \frac{k_e f_s}{2HT_g T_i} \quad (7)$$

It is obvious that the transfer function $\frac{S(s)}{R_2(s)}$

is not realizable. To overcome to the problem, two poles very far from the imaginary axis are included to the transfer function, by which we obtain equations (8).

$$\frac{T(s)}{R_1(s)} = 0$$

$$\frac{S(s)}{R_2(s)} = \frac{l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s + l_0}{f_s s (1 + T_{p1} s) (1 + T_{p2} s)} \quad (8)$$

4.3 Choose the adaptation mechanism:

Since the operating point and power system parameters are often changing continuously, it is reasonable to use the adaptation mechanisms to adjust controller parameters.

In the mechanism selected in this paper, regarding time constant of the automatic generation system, and in order to adjust controller parameters, the following steps are to be executed once a few minutes:

- A) Identifying the power system parameters
- B) Adjusting model reference parameters
- C) Adjusting controller parameters by utilizing equations (7) and (8)

5 Validity check and performance analysis of proposed method

To check the functionality performance of the proposed method, consider the single area power system indicated in figure 1. The parameters related to this model are given as followings [1]:

$$H = 5 \text{ Sec.} \quad T_i = 0.5 \text{ Sec.} \quad T_g = 0.4 \text{ Sec.} \quad f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$R = 3 \text{ Hz / p.u.MW} \quad D = 0.01 \text{ p.u.MW / Hz}$$

Additionally, the typical integral control index for this system is set to $k_i = 0.09$.

Identification of the parameters of power system is to be made before design of the proposed controller to be started. This is done in a once a few minutes manner. The results of such identification using recursive least square method, in the case that system parameters meet nominal ratings, leads to the following results:

$$H = 5 \text{ Sec.} \quad T_t = 0.4991 \text{ Sec.} \quad T_g = 0.3991 \text{ Sec.}$$

$$R = 3.003 \text{ Hz / p.u.MW} \quad D = 0.01005 \text{ p.u.MW / Hz}$$

Then, we determine the parameters related to the model reference. Let increase amount of damping (D_e) be considered as 0.1. A comparison is performed between numerical results achieved from the proposed method and conventional integral controller method, and respected curves are indicated in figures 7 to 12 for %5 stepped load variation.

Studying the curves results in the following consequents:

- A) In the nominal conditions (i.e. nominal parameters of the power system), the proposed controller has a better performance than the integral controller. (see figure 7)
- B) In case generation rate constraint (GRC) is considered to be 5% for the output of turbine, the functionality and performance of the conventional integral controller gets undesirable, while the proposed adaptive controller eliminates frequency variations properly. (see figure 8)
- C) In case the primary control loop is open and does not function ($r \rightarrow \infty$), the integral controller causes oscillating behavior of the power system, while the proposed adaptive controller demonstrates a perfect response of the system. (see figure 9)
- D) General variations in the parameters of power system, results in undesirable functioning of integral controller system, while proposed adaptive control system shows a desirable performance. (see figures 10 to 12)

6 Conclusions

In this paper, the model reference controller for AGC or LFC system is designed by a generalization approach in the structure of model reference adaptive controller. The results of simulation of the studied power system demonstrated that the proposed adaptive controller is not only able to eliminate the frequency errors, but also presents desirable functioning and performance against extensive variations of the system parameters.

References:

- [1] A.J. Wood & B.F. Wollenberg, "Power Generation Operation and Control", Jhon Wiley, New York, 1993.
- [2] J. Nanda & B.L. Kaul, "Automatic Generation Control of an Interconnected Power System", IEE Proc., 1978, pp. 385-390.
- [3] Mohammad Bagher Menhaj, Aref Dorudi, "Applying Nerve Networks in Load-Frequency Controllers", 11th International Iranian Electrical Conference, pp. 380-388, 1996.
- [4] S. Matsushida & et al, "Automatic Generation Control Using GA Considering Distributed Generation", IEEE/PES, Vol. 3, 6-10 Oct., pp. 1579-1583, 2002.
- [5] D. Das & et al, "Variable Structure Control Strategy to Automatic Generation Control or Interconnected Reheat Thermal System", Proc. IEE, Vol. 138, Nov. 1991.
- [6] M. Azzam, "Robust Automatic Generation Control", 98 Simulation Int. Conf., 30Sep.-2Oct., pp. 253-258, 1998.
- [7] G.A. Chown & R.C. Hartman, "Design and Experience with a Fuzzy Logic Controller for Automatic Generation Control (AGC)", Power Industry Computer App., 1997, 20th int. conf., 11-16 May, pp. 352-357, 1997.
- [8] K.S. Narendra & A.M. Annasawamy, "Stable Adaptive Control", Jhon Wiley, New York, 1987.

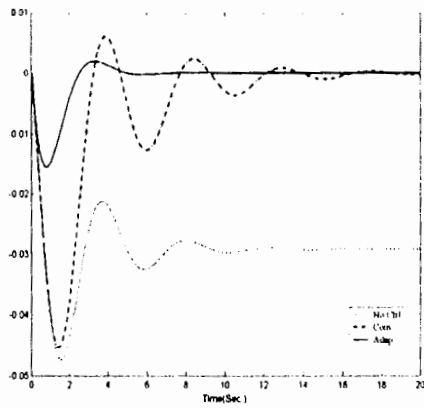


Figure 7- Relative frequency variations $\Delta f/f_0$ for load disturbance due 5%

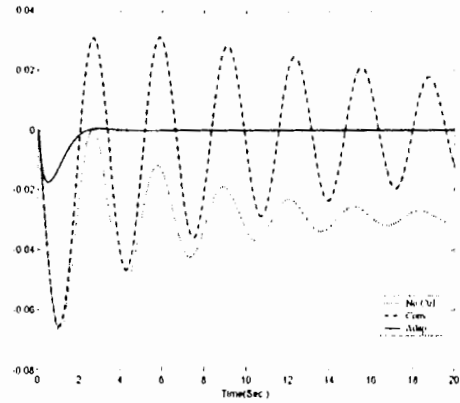


Figure 10- Relative frequency variations $\Delta f/f_0$ for load disturbance due 5%, and 100% of variations in T_g

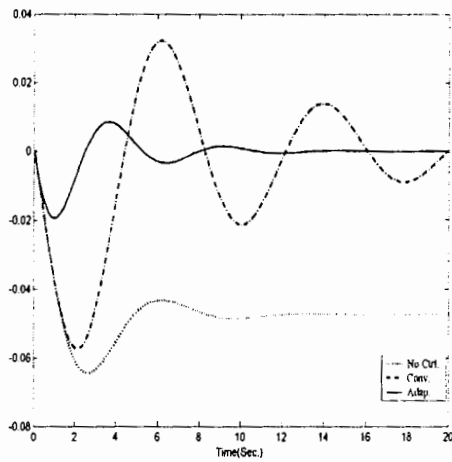


Figure 8- Relative frequency variations $\Delta f/f_0$ for load disturbance due 5%, and limited generation rate

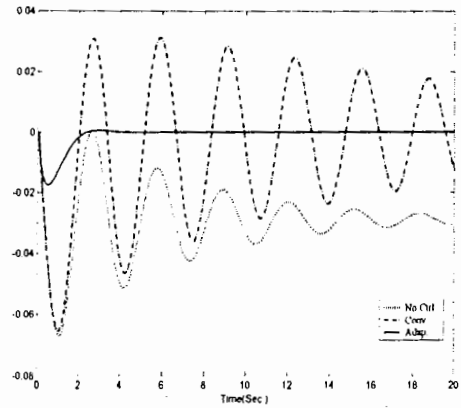


Figure 10- Relative frequency variations $\Delta f/f_0$ for load disturbance due 5%, and 100% of variations in T_g

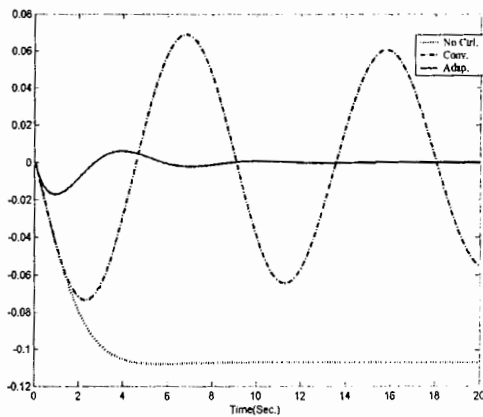


Figure 9- Relative frequency variations $\Delta f/f_0$ for load disturbance due 5%, and open frequency

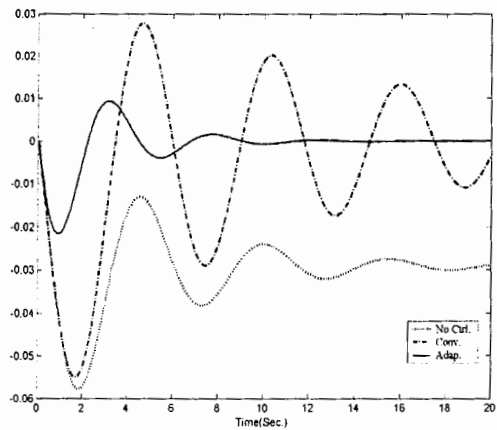


Figure 12- Relative frequency variations $\Delta f/f_0$ for load disturbance due 5%, and 50% of variations in H