

فصل اول

معرفی سیستمهای کنترل

و

کنترل فعال سازه

مقدمه:

برای ایجاد شرایطی که بتوان توسط آن یک سازه با ایمنی کافی طراحی کرد، لازم است اولاً نیروهای وارد بر سازه بطور دقیق ارزیابی شوند. ثانیاً: عکس العمل سازه با توجه به مقاومت مصالح آن قابل لمس و پیش بینی باشد و ثالثاً: از دقیق ترین و کامل ترین روشها برای آنالیز و طراحی سازه استفاده کنیم.

علم مهندسی جهت طراحی با دو عدم قطعیت مهم مواجه است. نوع اول عدم قطعیت در محاسبه خصوصیات سازه مانند جرم و سختی و نوع دوم عدم قطعیت در مورد بارها و نیروهایی است که سازه در طول عمر خود تجربه می کند. معمولاً در سازه های مهندسی عمران عدم قطعیت در مورد بارها بیشتر از عدم قطعیت در مورد خصوصیات سازه است و تقریباً اطلاعات واقع بینانه در مورد خصوصیات و اندازه بارهای دینامیکی که توسط سازه تجربه می شود وجود ندارد.

علم مهندسی در روش کلاسیک و قراردادی طراحی از مقادیر مختلف ضریب اطمینان جهت جبران ناتوانائی خود در محاسبه و هماهنگ کردن دقیق شرایط ذکر شده در بالا و همچنین تسریع در انجام محاسبات و طراحی سازه استفاده می کند. به دلیل تضمین زندگی بشر و مقادیر زیاد سرمایه، ضرائب ایمنی معمولاً به صورت غیر لزوم بزرگ هستند. این موضوع منجر به طراحی عناصر سازه ای می شود که ابعادی بزرگتر از آن چه که برای تحمل بارهای عادی نیاز است، دارند. علاوه بر آن در روش طراحی کلاسیک ساده سازیهایی مثلاً در مورد بارهای دینامیکی که بصورت استاتیکی مدل می شوند، صورت می گیرد. به عنوان یک نتیجه حتی با ضرائب ایمنی بزرگ، ایمنی، آسایش و خدمت پذیری سازه ها در طول زلزله های اخیر تامین نشده است. از سوی دیگر نیاز برای مقاومت، ایمنی و آسایش می توانند با یکدیگر تناقض داشته باشند. در نتیجه یک روش دیگر برای طراحی سازه ها که توجه زیادی در

طراحی ایمن و راحت سازه‌ها که همچنین دارای مزایای اقتصادی باشد، لازم است.

با وجود اینکه مصالح جدیدی تولید شده‌اند که دارای مقاومت بالاتری هستند و رفتار آنها مشخص و معلوم است، و همچنین روش‌های پیشرفته‌تر آنالیز مثل المان محدود که توانایی زیادی در آنالیز سازه‌ها دارند، عوامل ذکر شده توانایی مهندس سازه را به نحو چشمگیری افزایش داده و قادر ساخته تا به راحتی اقدام به ساخت سازه‌های بزرگ و انعطاف‌پذیر مانند برج‌های بلند، پل‌های با دهانه بزرگ، برج‌های مخابراتی و سازه‌های دریایی کنند. اما با اینحال هنوز هم مشکلاتی وجود دارند که خواهان تدابیر امنیتی و علمی بیشتری هستند که از جمله آنها می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

۱. تأثیر بارهای جانبی طبیعی مانند باد و زلزله بر خرابی سازه‌ها بخصوص سازه‌های بلند.

۲. ارتعاشات با دامنه زیاد سازه‌ها که آسایش و راحتی روانی ساکنین را سلب خواهد کرد.

۳. خرابی بعضی از قسمتهای غیرسازه‌ای مانند ایجاد ترک در دیوار.

«روک» (۱۹۶۰) گزارش کرده است که موقعی که زلالتین و همکارانش یک برج به ارتفاع ۱۰۰۰ فوت و با شعاع متغیر ۶۰ فوت الی ۹۰ فوت طراحی کردند، در اثر بادی به سرعت ۱۵۰ کیلومتر/ساعت، جابجایی به مقدار ۲/۵ فوت را در بالای برج ثبت کردند. به منظور محدود کردن جابجایی سازه به مقداری کمتر از ۱ فوت سازه باید تقویت می‌شد و این تقویت باعث می‌شد که ابعاد مقاطع حداقل دو برابر ابعاد مقاطع اصلی شود. بنابراین واضح است برای تقویت سازه‌های شکل‌پذیر جهت کاهش پاسخ سازه‌ها هزینه‌های زیادی لازم است که به منظور اجتناب از هزینه‌های زیاد ولی تأمین پایداری و امنیت سازه و همینطور آسایش ساکنین مفهوم تئوری کنترل سازه‌ها بوجود آمده است.

مفهوم کنترل سازه، که از سیستمها و تئوری کنترل اقتباس شده است، در برخورد با عدم قطعیتها،

خصوصاً عدم قطعیت در مورد بارهای دینامیکی می‌تواند مؤثر باشد. سه دهه اخیر در مورد یک رشد فزاینده در میان کاوشها بر روی مفهوم کنترل اکتیو سازه‌های مهندسی عمران به عنوان یک روش تکمیلی جهت طراحی مناسب سازه‌ها، شهادت داده‌اند.

ایده عبارتست از یک وسیله برای وارد کردن نیرو (موسوم به نیروی کنترل) به سازه، در مواجه شدن با اثرات نیروهای ارتعاشی مانند زلزله.

تئوری کنترل در ابتدا در هواپیماها، کشتی‌ها و سازه‌های فضائی مورد استفاده قرار گرفت. اخیراً در سازه‌های مهندسی عمران نیز مورد توجه قرار گرفته است. با مراجعه به تاریخچه کنترل در سازه‌ها در می‌یابیم که اولین تحقیقات در این زمینه در دهه ۱۹۶۰ توسط <ایگن فریست> انجام گرفته است، که به عنوان ابزارکنترلی جهت پایدار ساختن سازه‌های بلند، استفاده از کابلهای پیش‌تنیده را عنوان کرد. در سال ۱۹۶۵ <لوزلاتین> طرح دیگری را ارائه کرد که بر طبق آن کابلها از یک طرف به سازه و از طرف دیگر توسط یک جک هیدرولیکی به زمین متصل می‌شدند، و برای کنترل حرکت کابلها، سنسورهایی برای اندازه‌گیری جابجائی یا حرکت بالای سازه و ارسال داده‌ها به ابزار کنترل بکار گرفت.

برای اولین بار در سال ۱۹۷۲ «یائو» یک تئوری کنترل منسجم براساس اصول کنترل سازه‌ای ارائه کرد که تا قبل از آن هیچ تئوری سیستماتیک در این رابطه وجود نداشت. طبق این اصول یک سیستم کنترل فعال و با قدرت پاسخ زیاد جهت حل مسئله پایداری از سازه‌ها مطرح شده بود.

بر طبق نظریه <یائو>^۱ می‌توان یک سیستم کنترل فعال که متشکل از اجزا ساده زیر است را

نشان داد:

۱. سنسورهایی که در سازه قرار گرفته‌اند، تا مقدار و مدت نیروی خارجی یا پاسخ و یا هر دو را اندازه بگیرند.

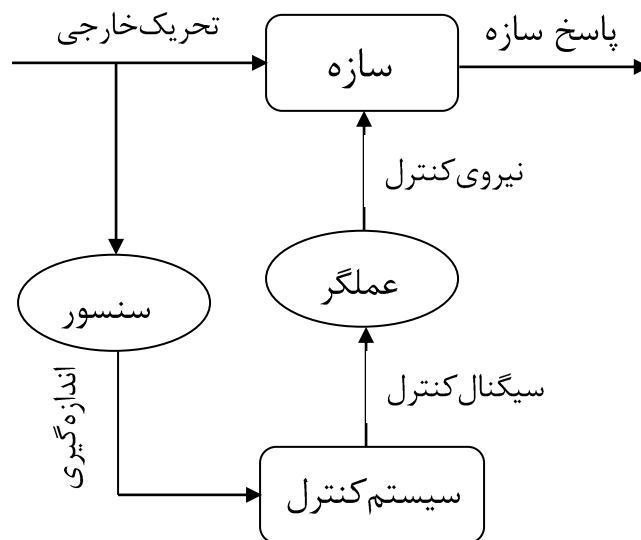
1-yao

۲. پردازشگرهایی که مقادیر اندازه گرفته شده را پردازش کرده و از آن مقدار نیروی کنترل لازم را محاسبه می کنند .

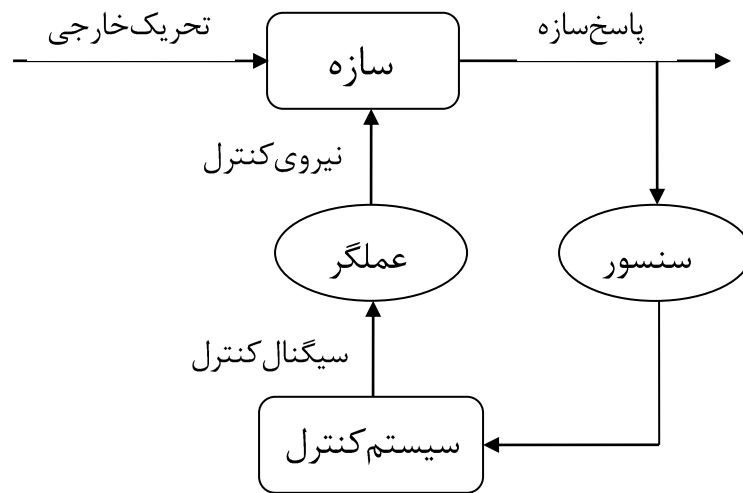
۳. عملگرهایی که توسط منابع انرژی خارجی تغذیه می شوند و نیروهای کنترل مورد نیاز را تأمین می کنند .

الگوریتم های کنترل فعال براساس نحوه پردازش داده های بدست آمده از اندازه گیرها، طبقه بندی می شوند .

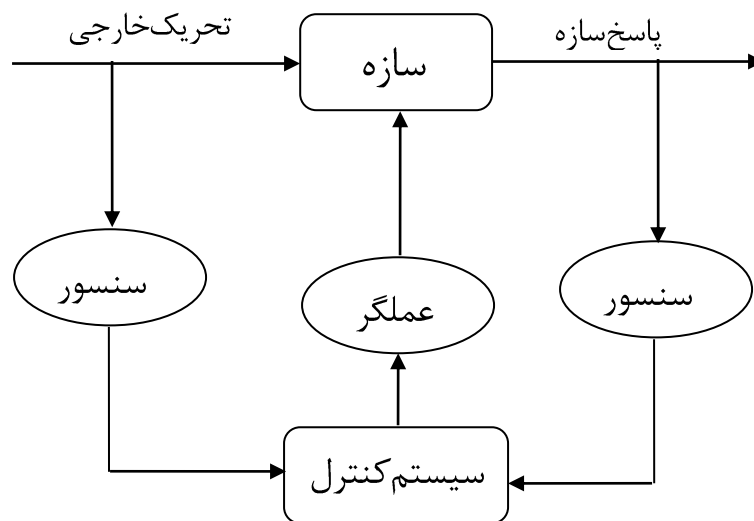
برحسب اینکه مقادیر نیروی خارجی یا پاسخ سازه یا هر دو اندازه گیری شوند، الگوریتم کنترل بکاررفته متفاوت خواهد بود . اگر فقط مقادیر پاسخ سازه اندازه گرفته شوند ، الگوریتم کنترل بکار رفته ، کنترل حلقه- بسته نام دارد و اگر نیروی کنترل با اندازه گیری نیروهای خارجی تنظیم شود ، کنترل حلقه- باز و اگر هر دو مقدار نیروی خارجی و پاسخ سازه جهت محاسبه نیروی کنترل بکار روند، الگوریتم به نام الگوریتم حلقه باز- بسته نامیده می شود . (شکل ۱-۱)



شکل ۱-۱-ا- کنترل حلقه- باز



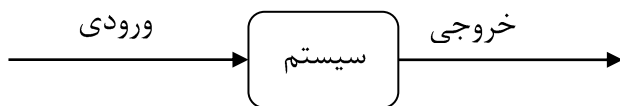
شکل ۱-۱-ب- کنترل حلقه- بسته



شکل ۱-۱-ج- کنترل حلقه باز- بسته

تعریف سیستم:

سیستم عبارت است از یک عضو و یا مجموعه‌ای از اجزاء، که بعنوان یک مجموعه با همدیگر کار می‌کنند.



شکل ۱-۲- سیستم کنترل نشده

این شکل یک رابطه ساده ورودی و خروجی را نشان می‌دهد. و نمونه‌ای از یک سیستم کنترل نشده است و شرایط موجود در دنیای فیزیکی را توصیف می‌کند. برای مثال در ساختمانها در طول زلزله، سیستم همان سازه است و حرکت فونداسیون همان سیگنال ورودی است. البته سیگنال خروجی پاسخ سازه است. (بطور کلی هر عاملی که به علت ورودی حاصل می‌شود).

۱-۱- معرفی سیستمهای کنترل

تقاضای بشر برای کنترل نیروهای طبیعت یکی از علل پیشرفت انسان در طول تاریخ است. هدف از کنترل نیروها کمک گرفتن از آنها جهت استفاده بهتر از عوامل فیزیکی است که در محدوده امکانات نیستند. در خلال قرن بیستم مهندسی کنترل بسیاری از آرزوهای بشر را جامه عمل پوشاند. نحوه کار ماشینها و وسائل اولیه‌ای که به دست بشر ساخته شد، ایجاب می‌کرد که دست انسان مستقیماً با آنها در تماس بوده و رفتار آنها را کنترل کند. بنابراین یک ماشین یا دستگاه دائماً و بطور متناوب (هر چند

دقیقه) احتیاج به کنترل داشته است. اما امروزه علم کنترل در قسمتهایی مورد استفاده قرار می‌گیرد که انسان به سادگی قادر به انجام آنها نیست. در بسیاری از مسائل از قبیل کنترل دقیق درجه حرارت، دقت در اندازه‌گیری، سرعت جوابگیری، علوم هسته‌ای، مهندسی و سایر رشته‌ها که انسان قادر به درک و حل سریع آنها نیست، کنترل خودکار نقش اساسی و حیاتی را ایفا می‌کند.

رشد و توسعه طرز استفاده از دستگاههای کنترل خودکار در خلال ۲۵ تا ۳۰ سال اخیر، اثر مشخصی در زندگی بشرگذارده است. چون پیشرفت و استفاده از کنترل خودکار جهت اجرای بهترین نوع عملکرد سیستمهای دینامیکی، بهبود کیفیت و زوال قیمت محصول، ازدیاد درصد تولید و سهولت زیاد کنترل و فرمان سیستمها را سبب شده است.

نام سیستمهای کنترل خودکار اصولاً به وسایلی اطلاق می‌شود که در هر لحظه و بطور خودکار یک سلسله از اعمال خود را بررسی، و اگر اختلافی با وضع یا نتیجه پیش‌بینی شده داشته باشد، آن را اصلاح می‌کنند. بدین ترتیب چنین مدارهایی تا حدود زیادی مانند یک انسان متفکر عمل می‌کنند و برنامه و وظیفه‌ای را انجام می‌دهند که از قبل تعیین شده است. اتومبیل بدون راننده یا هواپیمای بدون خلبان مثالهایی از کاربرد مدارهای کنترل خودکار در سالهای اخیر است. هواپیمای بدون خلبان در هرگونه شرایط جوی که از قبل بطور کامل قابل پیش‌بینی نیست، ارتفاع و زاویه حرکت با افق را حفظ می‌کند و پرواز را طبق برنامه به انجام می‌رساند. بطور کلی برای سیستمهای کنترل خودکار سه خصوصیت اساسی تعریف می‌شود:

۱- کار یک مدار کنترل خودکار تا حد قابل قبولی مستقل از پارازیتها و عوامل خارجی، قابل کنترل است.

۲- سیستم می‌تواند خود را با شرایطی که قابل پیش‌بینی نیست وفق دهد.

۳- دقت عمل بسیار خوب، و در اکثر موارد به مراتب بالاتر از دقت عمل انسان است.

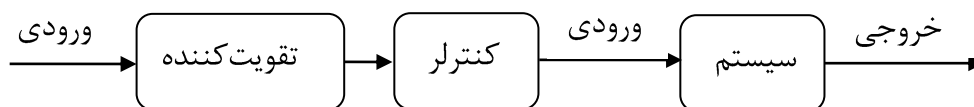
خصوصیات فوق که خواص اصلی یک مدار کنترل را تشکیل می‌دهد در قسمت‌های بعدی بررسی خواهد شد .

۲-۱- تقسیم بندی سیستمهای کنترل

سیستمهای کنترل بطور کلی به دو نوع عمده مدار- باز و مدار- بسته تقسیم می‌شوند. تفاوت اساسی این دو گروه از سیستمهای کنترل ناشی از کاربرد شاخه پسخور در سیستمهای مدار بسته است .

۲-۱-۱- سیستمهای کنترل مدار- باز

سیستمهای کنترل مدار- باز سیستمهایی هستند که در آنها عمل کنترل تحت تأثیر نتیجه آن عمل نیست . عبارت دیگر خروجی سیستم بر روی عمل کنترل اثری ندارد. شکل (۲-۱) . مثلاً هواپیمایی که در بالای ابرها پرواز می‌کند و خلبان هواپیما فقط یک قطب نما دارد یک سیستم مدار- باز را تشکیل می‌دهد. در حالت ایده‌آل خلبان می‌تواند به کمک قطب نمای خود به مقصد دلخواه برسد ، ولی اگر جریان هوا و باد را در نظر بگیریم و همچنین با توجه به اینکه عکس‌العمل خلبان برای تصحیح مسیر هواپیما آهسته است ، معمولاً برای پروازهای طولانی هواپیما از مسیر اصلی خود قدری منحرف می‌شود .



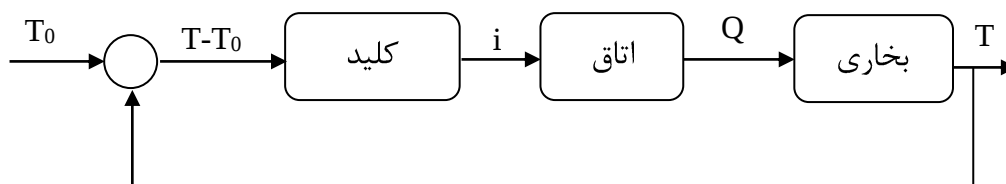
شکل ۲-۱- سیستم کنترل مدار - باز

در شکل (۱-۲) تقویت کننده سیگنال ورودی را تقویت می کند و پس از تحویل آن به دستگاه کنترلر با استفاده از قدرت خارجی عمل کنترل لازم روی سیستم تحت کنترل صورت می گیرد. در مثال هواپیما سیگنال ورودی ، خواندن جهت متوسط بوسیله خلبان از روی قطب نماست ، سپس خلبان با استفاده از مغز و بازوی خود ، سکان هواپیما را با خوانده خود تطبیق می دهد . به این ترتیب سیستم یعنی هواپیما کنترل شده و مسیر مشخصی را انتخاب می کند.

۱-۲-۲- سیستم کنترل مدار- بسته (پسخور):

ملاحظه شد که در یک سیستم کنترل مدار- باز ، رابطه مشخصی بین ورودی اصلی یا فرمان دهنده و خروجی یا فرمان گیرنده موجود است . ولی این رابطه ممکن است به علت ورودیهای فرعی یا اغتشاشات که بر قسمت های مختلف مدار وارد می شود ، تغییر کند . بنابراین در یک سیستم مدار- باز فقط با تنظیم ورودی نمی توان از نتیجه خروجی کاملاً مطمئن بود . مثلاً اگر اتاقی که توسط یک بخاری برقی گرم و جریان بخاری بوسیله یک مقاومت متغیر تنظیم شود ، رابطه معینی بین اندازه مقاومت و کالری داده شده بوسیله بخاری (Q) ، و در نتیجه دمای اتاق (T) موجود خواهد بود . در این مثال دمای اتاق تحت فرمان اندازه مقاومت است و برای هر مقاومت ، دمای معین (T) وجود خواهد داشت . حال اگر یکی از پنجره های اتاق باز شود ، برای همان مقدار مقاومت ، دمای اتاق دیگر برابر (T) نخواهد بود ، بلکه مقدار دیگری مانند (T1) خواهد بود . لذا در این حالت تعیین مقدار مقاومت ، مستقیماً برای ایجاد دمای مورد نظر کافی نیست ، بلکه باید دستگاهی تعبیه شود که دمای اتاق را در شرایط مختلف بررسی کند و در ضمن بررسی اگر لازم باشد مقاومت را متناسب با مقدار لازم تغییر دهد . برای این منظور فرض کنید چنانچه یک ترموستات در اتاق و در سر راه جریان الکتریکی قرار داده شود بطوریکه کلید جریان را در دمای $T < T_0$

بازکند ، با توجه به شرایط جدید نوعی عمل فرمان از طرف دما انجام شده و اثر ورودی فرعی خنثی شده است . (نظیر کنترل اطوهای برق). در این حالت مدار فرمان مدار- باز نیست . زیرا که در دمای T ، یعنی خروجی سیستم با دمای مبنایی مانند T_0 مقایسه شده و برای اختلاف درجه ($T_0 - T$) جریان ورودی تحت فرمان کلید قطع- وصل بوده است. مدار برای این حالت بصورت شکل زیر است :



شکل ۱-۳- سیستم فرمان تنظیم دمای اتاق

همانطوریکه شکل فوق نشان می‌دهد، خروجی سیستم توسط مدار دیگری به ورودی ارتباط داده شده است . این مدار اضافی را مدار پسخور می‌نامند . سیستم کنترل مدار- بسته (پسخور) سیستمی است که در آن سیگنال خروجی اثر مستقیمی بر روی عمل کنترل دارد . اختلاف بین سیگنال ورودی و سیگنال پسخور که ممکن است سیگنال خروجی یا ترکیبی از سیگنال خروجی و مشتقات آن باشد بنحوی به کنترل‌کننده اعمال می‌شود که این اختلاف به سمت صفر و خروجی سیستم به سمت مقدار دلخواه میل کند . واضح است که فیدبک اثر اغتشاش و خطای مدلسازی و حساسیت سیستم به تغییر پارامترها را کاهش می‌دهد .

۳-۱- نکاتی درمورد تحلیل سیستمهای کنترل

مسائلی که در تحلیل و طرح سیستمهای کنترل بایستی به آنها دقت شود ، بطور کلی خصوصیات از

قبیل پایداری یا عدم پایداری، زمان عکس العمل حالت گذرا، دقت یا خطای حالت تعادل است. یکی از خصوصیات مهمی که هر سیستم کنترل باید دارا باشد، مسئله پایداری آن است. بدین معنی که به ازای سیگنال ورودی معینی، خروجی سیستم کنترل باید در مدت زمان قابل قبولی به تعداد محدودی رسیده و پس از آن زمان، دیگر از آن حد کمتر یا زیادتر نشود. خروجی سیستم کنترلی که پایدار نباشد ممکن است مرتباً با گذشت زمان افزایش یابد. واضح است که تحت چنین شرایطی افزایش تدریجی خروجی می تواند موجب نابودی و خرابی دستگاه کنترل شود. و چنین سیستم ناپایداری معمولاً قابل کنترل نیست. سیستم کنترل را می توان از دیدنظری برای خطای صفر در حالت تعادل طرح و محاسبه کرد اما در عمل خطا قدری از صفر بیشتر یا کمتر خواهد بود. بطور کلی برای طرح و تحلیل سیستمهای کنترل باید نکات زیر رعایت شود:

الف- تعیین ویژگیهای و طرز رفتار سیستم کنترل.

ب- تعیین یک مدل ریاضی و مشخص کردن روابط ریاضی بین قسمتهای مختلف آن سیستم.

ج- تحلیل سیستم از طریق روشهای نظری کنترل.

د- اگر سیستمی که به این وسیله ساخته شده، ویژگیهای مورد نظر را نداشته باشد، تهیه مدارهای مخصوص برای نزدیک کردن رفتار سیستم کنترل به آنچه مورد نظر است، ضرورت دارد.

طراح سیستم کنترل باید پاره ای از خصوصیات و مشخصات معنی دار و مورد نظر سیستم را از قبل مورد نظر داشته باشد تا بر مبنای آنها محاسبات و طراحی لازم را پایه ریزی کند و این امر بسیار مهم است.

یکی از مزایای سیستم کنترل مدار- بسته در این است که پسخور سیستم را در مقابل اغتشاشات خارجی و تغییرات پارامترهای داخلی تقریباً غیر حساس می کند، بنابراین در سیستم مدار- بسته بایکاربردن قطعات ارزان که دقت کمتری هم دارند می توان جواب نسبتاً صحیح را انتظار داشت. در حالی که این

موضوع برای سیستم مدار- باز به هیچ وجه صحت ندارد. از نقطه نظر پایداری سیستم کنترل مدار- باز آسانتر ساخته می شود، زیرا که پایداری در آن مسئله اساسی نیست در حالی که در سیستم های مدار- بسته مسئله مهمی بوده و ممکن است به اصلاح بیش از حد خطا و در نتیجه ایجاد نوسانهای ناخواسته با افزایش دامنه خروجی منجر شود. سیستم مدار- بسته در مقایسه با سیستم مدار- باز بطور کلی دارای مزایای زیر است :

الف- دقت بسیار بالا.

ب- پاسخ سریع .

ج- استقلال نسبی از شرایط محیط .

نتیجه گیری :

بنابراین باتوجه به عدم قطعیت در تخمین دقیق بارهای وارده به سازه و مشخصات سازه ، استفاده از الگوریتم کنترل با حلقه- بسته و یا حلقه باز- بسته مناسبتر است .

۱-۴- انواع سیستمهای کنترل ارتعاشات سازه‌ها :

بطور کلی انواع سیستمهای کنترل ارتعاشات سازه‌ها را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد .

الف: سیستمهای کنترل غیرفعال^۱ : مکانیزمهای کنترل غیرفعال از منبع انرژی خارجی استفاده نمی‌کنند .

این سیستمها از پاسخ تولید شده از سازه جهت تأمین نیروی کنترل استفاده می‌کنند . بطور کلی انواع سیستمهای کنترل غیرفعال بصورت زیر عمل می‌کنند :

۱- سیستمهایی که با جذب انرژی ، انرژی سازه را کاهش داده و پاسخ سازه را کنترل می‌کنند .

۲- سیستمهایی که با تغییر دادن خواص ارتعاشی سازه مقدار انرژی ورودی به سازه را کاهش داده و با کاهش یافتن انرژی ورودی به سازه ، پاسخ سازه کاهش می‌یابد .

ب: سیستمهای کنترل فعال و نیمه فعال^۲ : این سیستمها به عنوان روشهایی در طراحی مقاوم سازه‌ها مطرح می‌باشند که در آنها حرکت سازه توسط عملکرد سیستم کنترل با استفاده از منابع خارجی انرژی کنترل و اصلاح می‌شود . نحوه عملکرد سیستمهای کنترل فعال با استفاده از نیروهای کمکی که نیروی کنترل نامیده می‌شود ، صورت می‌گیرد . این نیروها بنحوی طراحی می‌شود که بطور پیوسته در تنظیم پاسخ سازه عمل می‌نمایند . سیستمهای کنترل نیمه فعال نمونه‌ای از سیستمهای کنترل فعال می‌باشند که انرژی خارجی مورد نیازشان بسیار کمتر از سیستمهای کنترل فعال است .

با توجه به اینکه تحریک زلزله از نظر شدت و محتوای فرکانسی قابل پیش‌بینی نمی‌باشد ، بنابراین سیستمهای غیرفعال دارای عملکرد محدودی می‌باشند . از طرفی در سازه‌های انعطاف‌پذیر ، بکارگیری سیستمهای غیرفعال مؤثر نمی‌باشد . اما مکانیزمهای کنترل فعال که با استفاده از منبع انرژی خارجی عمل

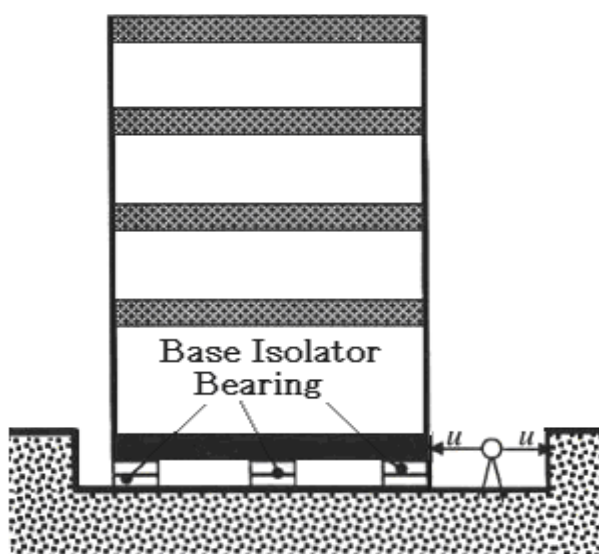
1-Passive Control

2- Active and Semi Active Control

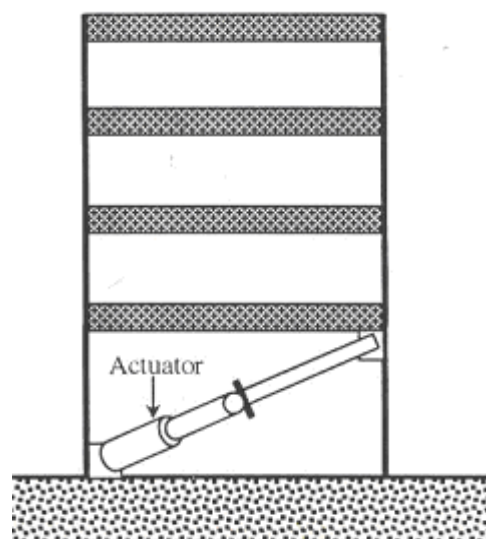
می‌کند ، دارای عملکرد بهتری نسبت به مکانیزمهای غیرفعال بوده وقادر به کنترل توأم جابجایی ،سرعت و شتاب سازه به هر اندازه می‌باشند . همچنین اغلب مکانیزمهای کنترل غیرفعال ، در صورتی که منبع انرژی قطع گردد ، می‌توانند بصورت غیرفعال عمل نمایند . آنچه مشخص است هزینه یک سیستم کنترل فعال بالاست با این حال استفاده از سیستمهای کنترل فعال برای کنترل سازههای انعطاف‌پذیر به صرفه می‌باشد . نحوه عملکرد سیستمهای کنترل فعال را در دو قسمت می‌توان بررسی کرد . قسمت اول الگوریتمهای محاسبه نیروی کنترل وارد بر سازه و قسمت دوم مکانیزمهای اعمال نیروی کنترل بر سازه است .

الگوریتمهای محاسبه نیروی کنترل را می‌توان در حالت کلی به دو دسته الگوریتمهای کنترل بهینه و الگوریتمهای کنترل غیربهینه تقسیم کرد . در الگوریتمهای کنترل بهینه نیروی کنترل براساس حداقل سازی شاخص عملکرد محاسبه می‌شود . یعنی براساس حداقل سازی یک تابع عددی که نشان‌دهنده عملکرد صحیح و مطلوب سیستم است ، محاسبه می‌شود . از الگوریتمهای کنترل بهینه می‌توان به الگوریتمهای پیش‌بینی اشاره کرد . در الگوریتمهای کنترل غیربهینه نیروی کنترل توسط اصولی غیر از حداقل سازی شاخص عملکرد محاسبه می‌شود . از الگوریتمهای کنترل غیربهینه می‌توان به روش تخصیص قطب اشاره کرد .

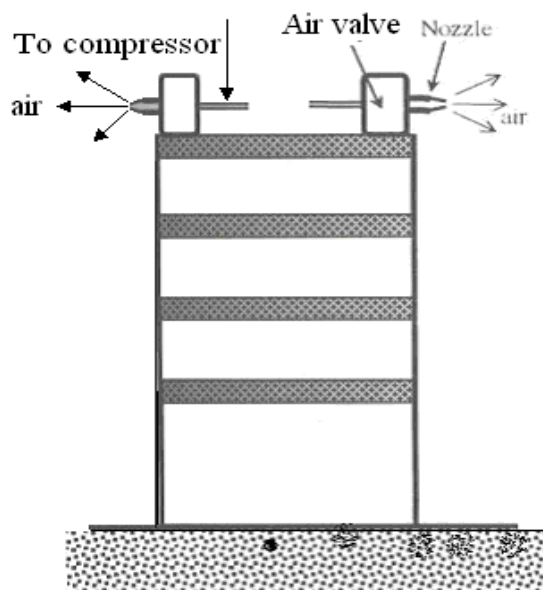
از مکانیزمهای اعمال نیرو بر سازه می‌توان به سیستم تندون فعال ، سیستم مهار فعال و سیستم سختی متغیر اشاره کرد . تعدادی از این سیستمها در شکلهای زیر نشان داده شده است .



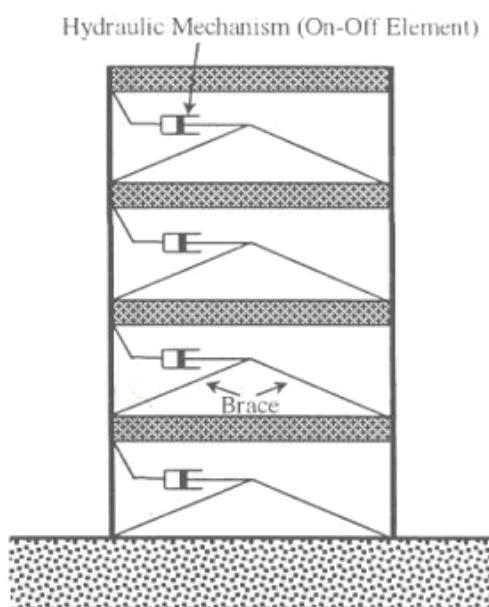
سیستم عایق پایه فعال



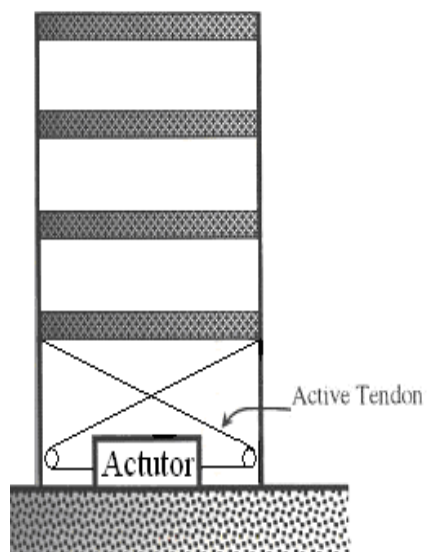
سیستم کنترل فعال



سیستم کنترل فعال باتولید پالس



سیستم کنترل نیمه فعال با سختی متغیر



سیستم تندون فعال

فصل دوم

مفهوم تاخیر زمانی

و

نقش آن در عملکرد سازه

و

روشهای جبران آن

مقدمه :

از زمانی که مفهوم کنترل فعال سازه‌ها در دهه ۷۰ وارد مهندسی عمران شد، بیشتر روش‌های کنترل فعال برای سازه‌های ساختمانی بررسی شده‌اند و پیشرفت قابل توجهی در این زمینه صورت گرفته است. نتایج تجربی و تئوری نشان داده است که جلوگیری از ارتعاش سازه توسط کنترل فعال به عنوان یک تکنیک قدرتمند برای بهبود پاسخ سازه‌ها در برابر بادهای قوی، زلزله و بارهای دینامیکی دیگر شناخته شده است. به علاوه مشکلاتی که در زمینه کاربرد وسیع این روش وجود دارد، شناخته شده است. یکی از این مشکلات مسئله تأخیر زمانی یا تفاوت زمانی بین لحظه دریافت اطلاعات توسط سنسورها و زمان اعمال نیروی کنترل بر سازه است.

در الگوریتم‌های کنترل فرض می‌شود که فاصله زمانی بین اندازه‌گیری توسط سنسورها و بکاربردن نیروی کنترل قابل صرف نظر کردن است. این فرض در عمل صحیح نیست و اندازه‌گیری پاسخ سازه توسط سنسورها، انتقال اندازه‌ها، محاسبه نیروی کنترل بر اساس اندازه‌ها، انتقال سیگنال کنترل به عملگر و بالاخره تشکیل نیروی کنترل توسط عملگر نیاز به میزان معینی زمان دارد که تأخیر زمانی نامیده می‌شود. این فاصله زمانی باعث عدم همزمانی کاربرد نیروی کنترل شده و می‌تواند اثرات جدی بر عملکرد سیستم کنترل، داشته باشد و یا حتی باعث ناپایداری سازه کنترل شده گردد.

تأخیر زمانی در سیستم‌های کنترل فعال را می‌توان بطور کلی به دو قسمت تقسیم شود: یک گروه تأخیرات خالص زمانی هستند که می‌توان آنها را توسط یک عدد بیان کرد. و شامل متغیرهای سیستم، محاسبه نیروی کنترل مورد نیاز شامل خصوصیات فیزیکی وسیله مورد استفاده در سیستم و انتقال سیگنال است. گروه دوم تأخیر زمانی در ساخته شدن نیروی کنترل توسط محرک است که برای محاسبه آن می‌باید دینامیک محرک را بحساب آورد. و می‌توان با افزودن دینامیک محرک به دینامیک سازه، به الگوریتم کنترل ضمیمه شوند.

تأخیر زمانی یک مشکل معمول در کنترل تمام سیستمهای دینامیکی است . اما این مسئله به دو دلیل جایگاه خاصی در سازه های مهندسی عمران دارد . اول سازه های عمران بدون کنترل سازه های مقاوم و پایدار هستند . بنابراین تأخیر زمانی ممکن باعث ناپایداری سازه ای شود که بدون کنترل سازه ای مقاوم و پایدار است . دلیل دوم به علت طبیعت سازه های مهندسی عمران تأخیر زمانی در این سازه ها نسبتاً بزرگ است و نیاز به توجه ویژه دارد .

اثرات تأخیر زمانی توسط چندین محقق بررسی شده و روشهایی برای جبران ، حذف و یا بی اثر کردن اثر آنها جهت بهبود عملکرد و پایداری سازه ها ارائه شده است . در این قسمت تعدادی از این روشها را معرفی کرده و عملکرد آنها را بررسی می کنیم .

۲-۱- جبران اثر تأخیر زمانی بوسیله روشهای پیش‌بینی^۱ :

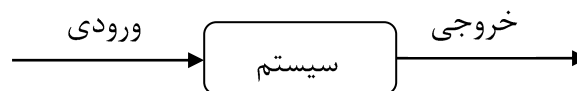
مقدمه :

یکی از روشهای جبران اثر تأخیر زمانی، استفاده از الگوریتمهای کنترل پیش‌بینی است. در این روش نیروی کنترل که می‌باید به سازه وارد شود براساس مقادیر پیش‌بینی شده برای پاسخ سازه محاسبه می‌شود. به عبارت دیگر پاسخ سازه در زمانی که، انتظار می‌رود، نیروی کنترل به سازه وارد شود، محاسبه می‌شود. بنابراین نیروی کنترل وارد بر سازه، براساس زمان واقعی اعمال آن بر سازه محاسبه می‌شود و بدین ترتیب اثر تأخیر زمانی جبران می‌شود.

مسئله اساسی در این روش یافتن یک مدل ریاضی مناسب برای توصیف رفتار سازه می‌باشد. به عبارت دیگر یافتن مدلی که بتوان براساس آن رفتار سازه را پیش‌بینی کرد. مدل‌های ریاضی متفاوتی برای پیش‌بینی پاسخ سازه وجود دارد که در این قسمت به معرفی یکی از آنها می‌پردازیم.

۲-۱-۱- معرفی مدل ریاضی برای پیش‌بینی پاسخ سازه :

فرض کنیم که سیگنال ورودی $f_e(t)$ و سیگنال خروجی $z(t)$ بوسیله سیستم خطی زیر به همدیگر مرتبط شده‌اند. این رابطه می‌تواند به فرم زیر نوشته شود :



$$Z(t) = G(q) * f_e(t) + e(t)$$

در این رابطه $G(q)$ تابع انتقال سیستم است. وبصورت زیر تعریف می‌شود.

$$G(q) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k) q^{-k}$$

$$G(q) f_e(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k) f_e(t - k\Delta t)$$

q^{-1} و q اپراتورهای تأخیر و انتقال هستند. که بصورت زیر تعریف می‌شوند :

$$q^{-1}f_e(t) = f_e(t-\Delta t) = f_e(k-1) \quad \text{و یا} \quad q^{-i}Z_k = Z_{k-i}$$

یکی از پرکاربردترین مدل‌های پیش‌بینی پاسخ سازه، مدل‌های ARX هستند که بصورت زیر تعریف می‌شوند . درواقع یک مدل ARX، یک مدل تفاضلی خطی است که ورودی سیستم را به خروجی آن، بصورت زیر مرتبط می‌سازد.

$$\tilde{A}(q)z(t) = \tilde{B}(q) f_e(t - n_k \Delta t) + e(t) \quad (1-1-1)$$

در رابطه فوق $\tilde{A}$ و $\tilde{B}$ چند جمله‌ای بر حسب اپراتور انتقال معکوس هستند و می‌توان آنها را بصورت زیر معرفی کرد :

$$\tilde{A}(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a}$$

$$\tilde{B}(q) = b_1 + b_2 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b+1}$$

که n_a و n_b درجه چند جمله‌ای خوانده می‌شوند. در عبارت بالا $n_k \Delta t$ تأخیر زمانی بین ورودی و خروجی

است . بنابراین معادله (1-1-1) را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$\tilde{A}(q)z(t) = z(t) + a_1 z(t - \Delta t) + \dots + a_{n_a} z(t - n_a \Delta t)$$

$$\begin{aligned} \tilde{B}(q) f_e(t - n_k \Delta t) &= b_1 f_e(t - n_k \Delta t) + b_2 f_e[t - (n_k + 1)\Delta t] + \dots + \\ &+ b_{n_b} f_e[t - (n_k + n_b + 1)\Delta t] \end{aligned}$$

معادله فوق را می توان به شکل ساده تر زیر نوشت :

$$z(t) + a_1 z(t - \Delta t) + \dots + a_{n_a} z(t - n_a \Delta t) = b_1 f_e(t - n_k \Delta t) + b_2 f_e[t - (n_k + 1)\Delta t] + \dots + b_{n_b} f_e[t - (n_k + n_b - 1)\Delta t] + e(t)$$

بطور کلی سازه توسط سه پارامتر n_k و n_b و n_a معرفی می شود .

برای سادگی عبارت بالا را می توان بصورت زیر نوشت :

$$\hat{z}_{k+s+1} = [1 - w_{s+1}(q)] * z_{k+s+1} \quad (2-1-1)$$

در معادله فوق $\hat{z}_{k+s+1}$ مقدار پیش بینی z_{k+s+1} ، در زمان K است . $w_{s+1}(q)$ چند جمله ای از

اپراتور انتقال معکوس است . که می توان آنرا بصورت زیر تعریف کرد :

$$w(q)_{s+1} = \frac{\tilde{B}(q)}{\tilde{A}(q)}$$

در معادله (2-1-1) پارامتر S می تواند مقادیر صحیح 0 و 1 و 2 و را انتخاب کند . و $S+1$ تعداد گامهای جلوتر

در پیش بینی را معین می کند .

به این ترتیب با آنالیز پاسخ سازه در نمونه های گسسته زمانی در طول زلزله ، پاسخ سازه توسط مدل های ARX

در افق تعیین شده پیش بینی می شود . و نیروی کنترل بر اساس مقادیر پیش بینی شده برای پاسخ سازه

محاسبه می شود .

۲-۱-۲- شاخص عملکرد پیش‌بینی :

الگوریتم‌های پیش‌بینی کنترل بهینه را می‌توان بصورت زیر تعریف کرد :

در هر لحظه زمانی t_k ، یک افق پیش‌بینی بر روی تعداد معین از گام‌های جلوتر تعریف شده و یک مدل گسسته زمانی برای پیش‌بینی پاسخ بر روی این افق به صورت تابعی از نیروی کنترل استفاده می‌شود . و با استفاده از این پاسخ‌های پیش‌بینی شده یک نیروی کنترل که شاخص عملکرد را حداقل می‌کند ، محاسبه می‌شود . هدف اصلی پیش‌بینی کنترل، محاسبه نیروی کنترل U_k در هر لحظه زمانی t_k است به طوری که شاخص عملکرد ارزیابی شده در افق پیش‌بینی حداقل شود. بنابراین یک شاخص عملکرد مانند معادله (۲-۱-۳) معرفی می‌شود .

$$J(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^s [\hat{x}(k+i|k) - x_r(k+i|k)]^T Q(i) [\hat{x}(k+i|k) - x_r(k+i|k)] + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{s-1} [\hat{U}(k+i|k)]^T R(i) \hat{U}(k+i|k) \quad (2-1-3)$$

شاخص عملکرد فوق در یک افق پیش‌بینی بطول S تعریف می‌شود . بنابراین تعیین نیروی کنترل بوسیله حداقل‌سازی این شاخص عملکرد، نیاز به پیش‌بینی پاسخ تا X_{k+s} (تا S گام جلوتر) دارد . اما حتی اگر تمام اطلاعات اندازه‌گیری شده برای محاسبه طبیعت و نحوه آشفستگی خارجی و پیش‌بینی پاسخ ناشی از عدم قطعیت درباره آشفستگی خارجی در کنترل‌سازه ، استفاده شوند ، چنین پیش‌بینی برای طول S دقت کافی را ندارد . بعلاوه شاخص عملکرد وابسته به نیروی کنترل U_{k+1} تا U_{k+s-1} است ، که می‌باید در لحظه t_{k+1} تا t_{k+s-1} تعیین شوند . این نیروهای کنترل در زمان t_k ناشناخته‌اند و بنابراین در روش حداقل‌سازی بصورت تقریبی ارزیابی می‌شوند . بنابراین در روش ارائه شده ، S حداقل مقدار یعنی یک را انتخاب می‌کند . با انتخاب این مقدار برای S خطاهای پیش‌بینی حداقل می‌شوند و از وابستگی به مقادیر آتی نیروی کنترل U_{k+1} تا U_{k+s-1} اجتناب

می‌شود. بنابراین شاخص عملکرد زیر به عنوان یک شاخص عملکرد که مناسب برای پیش‌بینی کنترل سازه‌های مهندسی عمران است، انتخاب می‌شود.

$$J_k = \frac{1}{2} (x_{K+1}^T Q x_{K+1} + u_K^T R u_K) \quad (4-1-1)$$

استفاده از این شاخص عملکرد به این معناست که در هر لحظه زمانی t_k ، نیروی کنترل، بطوری که پاسخ ارزیابی شده در گام زمانی بعدی حداقل شود، محاسبه می‌شود. در معادله فوق Q و R ماتریسهای وزن هستند که براساس اهمیت نسبی کاهش در پاسخ بوسیله نیروی کنترل، به هزینه کاربرد نیروی کنترل (بزرگی نیروی کنترل) تعیین می‌شوند و به انتخاب طراح بستگی دارند. غالباً ماتریس Q بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$Q = \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \quad (b-5-1) \quad \text{و} \quad Q = \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (a-5-1)$$

انتخاب ماتریس Q مطابق معادله $(a-5-1)$ به این معناست که برای تعیین نیروی کنترل در هر گام زمانی، انرژی پتانسیل سازه در گام زمانی بعدی حداقل می‌شود. و انتخاب ماتریس Q مطابق ماتریس $(b-5-1)$ به این معناست که تعیین نیروی کنترل در هر گام زمانی توسط حداقل سازی مجموع انرژی جنبشی و پتانسیل (کل انرژی) سازه در گام زمانی بعدی تعیین شود. به هر حال انتخابهای دیگری برای این ماتریس براساس نظرات طراح در کاهش پاسخ سازه وجود دارد. جمله دوم در معادله $(4-1-1)$ یک جمله جریمه برای نیروی کنترل است که طراح را قادر به تعادل بین نیروی کنترل و کاهش پاسخ سازه، می‌سازد. ماتریس R غالباً بعنوان یک ماتریس قطری انتخاب می‌شود که عناصر قطری آن اهمیت نسبی اعضای نظیر بردار نیروی کنترل را تعریف می‌کنند. مقادیر کوچک برای عناصر قطری به این معناست که عناصر نظیر در بردار نیروی کنترل مجاز به داشتن مقادیر بزرگی هستند (یک سیستم غیر کارآمد).

۲-۱-۳- معرفی الگوریتم کنترل برای سازه‌های SDOF :

در این قسمت یک نیروی کنترل بهینه پیش‌بینی حلقه بسته، برای سازه‌های یک درجه آزادی براساس شاخص عملکرد انتخاب شده، و مدل‌های ARX برای پیش‌بینی پاسخ سازه، محاسبه می‌شود.

دینامیک سازه :

معادله حرکت یک سیستم یک درجه آزادی که در معرض یک تحریک خارجی (مانند زلزله) و یک نیروی کنترل قرار گرفته است، در فضای حالت می‌تواند به فرم زیر نوشته شود :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + By(t) \quad (۶-۱-۲)$$

در معادله $x(t)$ بردار حالت است که می‌تواند شامل مؤلفه جابجایی و سرعت سازه باشد و به صورت زیر تعریف می‌شود :

$$X(t) = [x(t) \quad \dot{x}(t)]$$

و ماتریسهای A و B بصورت زیر تعریف می‌شوند :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix}$$

و بردار نیرو $y(t)$ بصورت زیر تعریف می‌شود :

$$y(t) = u(t) + f(t)$$

M ، C و K بترتیب ماتریسهای جرم، دمپینگ و سختی سازه هستند. بردار $u(t)$ و $f(t)$ بترتیب نیروی کنترل و نیروی خارجی وارد بر سازه هستند.

در هر لحظه t بردار حالت سیستم، از حل معادله دیفرانسیل (۶-۱-۲) بصورت زیر تعریف می‌شود :

$$X(t) = \exp(At)X(0) + \int_0^t \exp[A(t-\eta)]By(\eta)d\eta \quad (۷-۱-۲)$$

و در لحظه $t + \Delta t$ بردار حالت بصورت زیر تعریف می‌شود :

$$X(t + \Delta t) = \exp[A(t + \Delta t)]X(0) + \int_0^{t+\Delta t} \exp[A(t + \Delta t - \eta)]By(\eta)d\eta \quad (8-1-2)$$

ملاحظه می شود که $X(0)$ به عنوان شرط اولیه و $X(t+\Delta t)$ به عنوان پاسخ نهائی شناخته می شود .
معادله (8-1-2) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$X(t + \Delta t) = \exp(A\Delta t)X(t) + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)By(t + \Delta t - \eta)d\eta$$

نیروی کنترل $u(t)$ مابین لحظات t و $t+\Delta t$ ثابت باقی می ماند . بنابراین بعداز انتگرال گیری داریم :

$$X(t + \Delta t) = \exp(A\Delta t)X(t) + [\exp(A\Delta t)A^{-1}B - A^{-1}B]U(t) + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)Bf(t + \Delta t - \eta)d\eta$$

و یا معادله را می توان به فرم زیر نوشت :

$$X(t + \Delta t) = \Phi X(t) + \Gamma U(t) + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)Bf(t + \Delta t - \eta)d\eta \quad (9-1-2)$$

اکنون با استفاده از تعریف $^1 Z.O.H$ معادله دیفرانسیل پیوسته زمانی فوق را بصورت گسسته می نویسیم :

$$U_K = U(K\Delta t) = U(t) \quad \text{for} \quad K\Delta t \leq t \leq (K+1)\Delta t$$

معادله فوق بیان می کند که نیروی کنترل مابین لحظات $K\Delta t$ و $(K+1)\Delta t$ ثابت باقی می ماند .

$$\Phi = \exp(A\Delta t) \quad \text{و} \quad \Gamma = (\Phi - I)^* A^{-1}B$$

$$X_k = X(K\Delta t) \quad \text{و} \quad y_K = y(K\Delta t)$$

و همچنین داریم :

$$p_K = \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)Bf(K\Delta t + \Delta t - \eta)d\eta$$

با استفاده از این توضیحات معادله (9-1-2) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$X_{K+1} = \Phi * X_K + \Gamma * u_K + p_K = \Phi(X_K^f + X_K^u) + \Gamma * u_K + p_K$$

(۱۰-۱-۲)

وبا استفاده از اصل جمع آثار قوا داریم :

$$X_{K+1} = X_{K+1}^f + X_{K+1}^u \quad (a-۱۱-۱-۲)$$

که در معادله فوق X_{K+1}^f ، پاسخ به نیروی خارجی و X_{K+1}^u ، پاسخ به نیروی کنترل در لحظه t_{K+1} (دریک گام جلوتر) است . با استفاده از معادله (۱۰-۱-۲) پاسخها را می توان بصورت زیر نوشت :

$$X_{K+1}^f = \Phi X_K^f + p_K \quad (b-۱۱-۱-۲)$$

$$X_{K+1}^u = \Phi X_K^u + \Gamma U_K \quad (c-۱۱-۱-۲)$$

توجه کنیم که هیچگونه تقریب سازی در بدست آوردن معادلات فوق از معادله حرکت سازه صورت نگرفته و این فرض که نیروی کنترل مابین لحظات t_K و t_{K+1} ثابت است ، فرض واقعی و صحیح است . بنابراین پایداری سازه کنترل شده تضمین می شود .

۲-۱-۴- الگوریتم کنترل :

برای کنترل بهینه معرفی شده برای سازه های یک درجه آزادی ، شاخص عملکرد زیر مشابه معادله (۱-۳) در هر گام زمانی K ، حداقل می شود .

$$j_K = \frac{1}{2} (X_{K+1}^T Q X_{K+1} + R u_K^2) \quad (۱۲-۱-۲)$$

برای تعیین نیروی کنترل بهینه شاخص عملکرد معرفی شده در معادله (۱۲-۱-۲) حداقل می شود . برای این هدف X_{K+1} از معادله (a-۱۱-۱-۲) در معادله (۱۲-۱-۲) جایگزین می شود .

$$j_K = \frac{1}{2} [(X_{K+1}^f + X_{K+1}^u)^T * Q * (X_{K+1}^f + X_{K+1}^u) + R U_K^2]$$

(۱۳-۱-۲)

اما x_{K+1}^u می‌تواند در زمان k توسط معادله (۲-۱۱-۱) به‌عنوان تابعی از x_K^u و u_K ارزیابی شود.

باجایگزینی x_{K+1}^u از معادله (۲-۱۱-۱)، معادله (۲-۱۳-۱) را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$j_K = \frac{1}{2}[(x_{K+1}^f + \Phi x_K^u + \Gamma u_K)^T * Q * (x_{K+1}^f + \Phi x_K^u + \Gamma u_K) + R u_K^2] \quad (2-14-1)$$

در معادله فوق x_{K+1}^f پیش‌بینی (تخمین) x_{K+1}^f برای مؤلفه‌های بردار x^f با استفاده از مدل ARX است .
با حداقل کردن شاخص عملکرد نسبت به نیروی کنترل ، نیروی کنترل بهینه بصورت زیر بدست می‌آید :

$$\frac{\partial j_k}{\partial u_k} = 0 \quad \rightarrow \quad u_k^* = G^* (x_{k+1}^f + \Phi x_k^u)$$

$$G = -(\Gamma^T Q \Gamma + R)^{-1} \Gamma^T Q \quad (2-15-1)$$

این رابطه نشان می‌دهد که نیروی کنترل بهینه تابعی از x_{K+1}^f و x_K^u است .

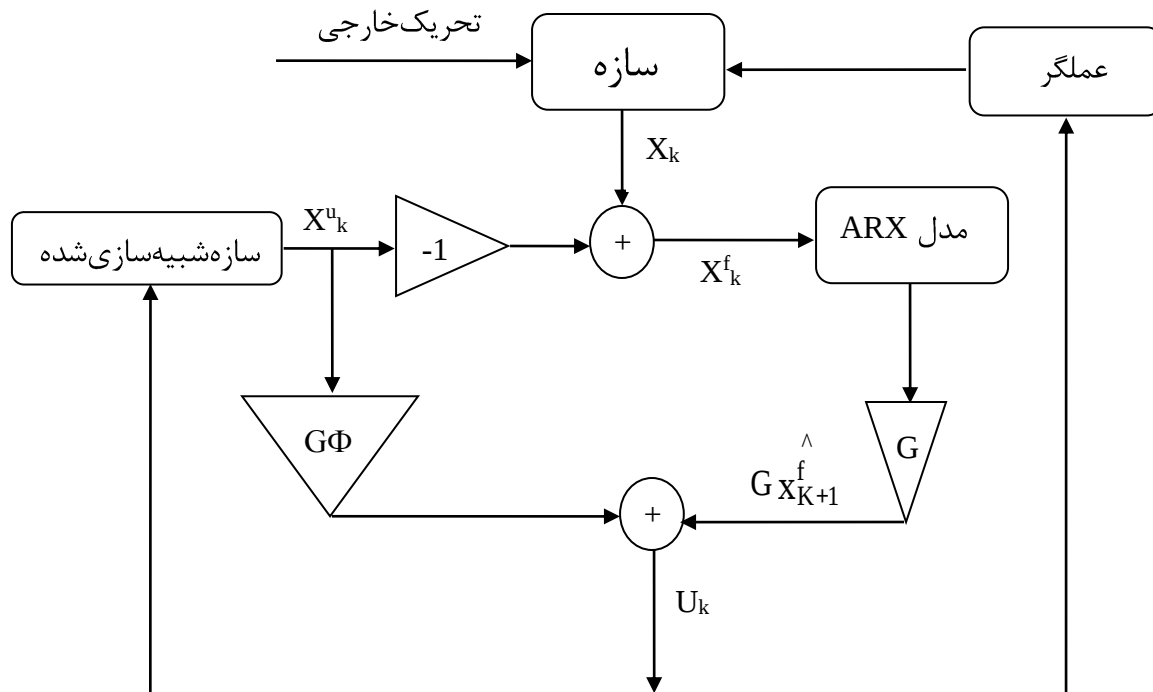
یک نمودار از سیستم کنترل شده در شکل (۱-۱) نشان داده شده است . همانگونه که از شکل مشخص است الگوریتم کنترل ترکیبی از دو مدل ریاضی متفاوت است . مدل اول یک سازه یک درجه آزادی برای محاسبه پاسخ به نیروی کنترل است . و مدل دوم یک مدل ، ARX برای پیش‌بینی پاسخ به تحریک خارجی است . زمانی که $S=0$ ، الگوریتم از اثر تأخیر زمانی بوسیله محاسبه و کاربرد آنی نیروی کنترل صرف‌نظر می‌کند . اگر $S>0$ ، سیستم کنترل توانائی برای کاهش یا حذف تأخیر زمانی بوسیله محاسبه نیروی کنترل در یک یا بیشتر گام جلوتر را دارد . به هر حال دقت پیش‌بینی با افزایش مقدار S ، کاهش می‌یابد .

مراحل کنترل را می‌توان بصورت زیر خلاصه کرد :

مراحل با $x_0^f = x_0$ و $x_0^u = 0$ آغاز می‌شود که x_0 شرط اولیه است . زمانی که کنترل آغاز می‌شود .

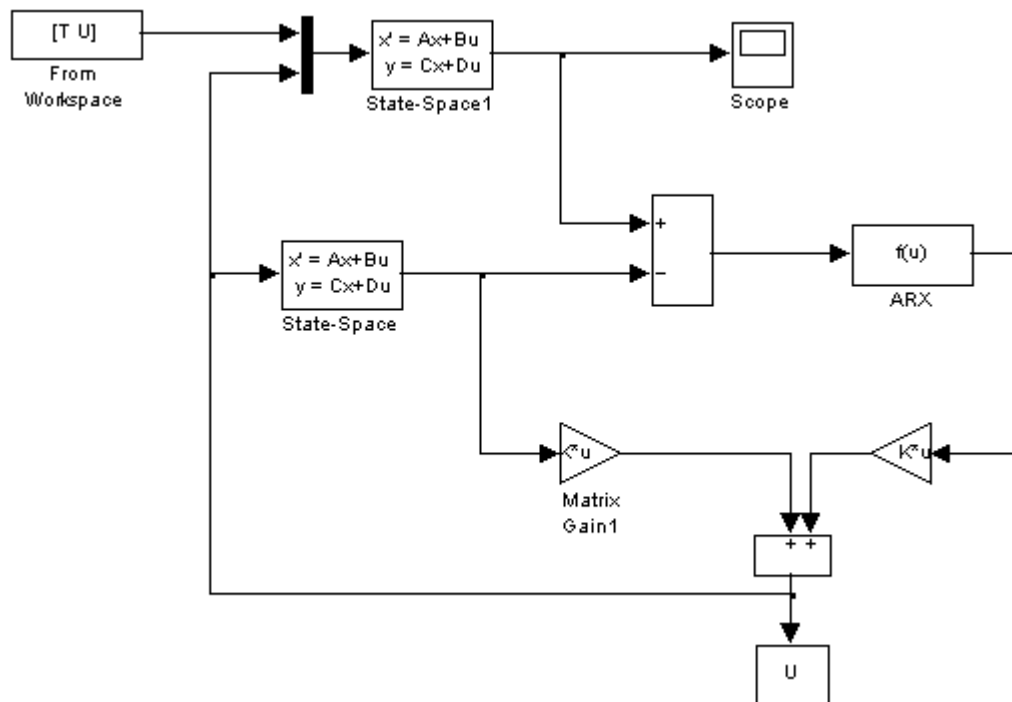
مقادیر U_0 تا U_{S-1} برابر صفر فرض می‌شوند . در هر لحظه $t = k\Delta t$ ، مقادیر گذشته بردار حالت ، پاسخهای

قبلی محاسبه شده به تحریک خارجی (X^f) و نیروی کنترل (X^u) و مقادیر محاسبه شده U_{k-1} تا U_{k+s-1} در دسترس هستند. با استفاده از این اطلاعات مقادیر (X_k^u) تا (X_{k+s}^u) محاسبه می‌شود. و برای بدست آوردن نیروی کنترل بهینه از معادله (۱۵-۱-۲) استفاده می‌شود. مراحل در هر گام زمانی تکرار می‌شود.



شکل ۱-۱- نمودار سازه کنترل شده با پیش بینی کنترل

شکل (۱-۲) نمودار شبیه سازی سازه کنترل شده با پیش بینی پاسخ سازه با کمک مطلب را نشان می‌دهد. عملکرد روش فوق در فصل بعد بررسی می‌شود.



شکل ۱-۲- سیمولینک سازه بایشبینی کنترل

۲-۲- روش کنترل بهینه با استفاده از شاخص عملکرد پیش‌بینی :

مقدمه :

در قسمت قبل، توضیح داده شد که الگوریتم پیش‌بینی ارائه شده توانایی کاهش یا حذف اثرات تأخیر زمانی بوسیله پیش‌بینی پاسخ به تحریک خارجی در یک یا بیشتر گام زمانی جلوتر بوسیله مدل ARX را دارد. لیکن بصورت روشن فرض شد که تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه‌گیری (Δt) باشد. این فرض ممکن است در عمل صحیح نباشد. در این قسمت یک روش تحلیلی کلی تر جهت جبران اثر تأخیر زمانی ارائه می‌شود. نتیجه یک نسخه الگوریتم اصلاح شده است که اثر تأخیر زمانی بصورت آشکار در نظر گرفته می‌شود. الگوریتم اصلاح شده اجازه می‌دهد که تأخیر زمانی هر عدد غیر منفی باشد. عملکرد الگوریتم ارائه شده را با شاخص عملکرد پیش‌بینی بررسی می‌کنیم.

دینامیک حرکت :

معادله حرکت یک سیستم با چند درجه آزادی در معرض شتاب افقی زمین، با وجود تأخیر زمانی δ در کنترل را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = Hu(t - \delta) + Dw(t) \quad (۱-۲-۲)$$

در معادله فوق M ، K و C بترتیب ماتریسهای جرم، سختی و استهلاک سازه است. $u(t)$ بردار نیروی کنترل وارد بر سازه و $w(t)$ نیروی خارجی وارد بر سازه است. و ماتریسهای H و D بیان‌کننده موقعیت نیروی کنترل و نیروی خارجی وارد بر سازه است.

معادله فوق را در فضای حالت می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t - \delta) + w(t)$$

در معادله فوق کمیت δ تأخیر زمانی لازم برای بکار بردن نیروی کنترل است. ماتریسهای B و A در

فصل قبل معرفی شده‌اند. جواب معادله دیفرانسیلی فوق را در لحظه (t) می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$X(t) = \exp(At)X(0) + \int_0^t \exp[A(t-\eta)] * Bu(\eta - \delta) d\eta \quad (2-2-2)$$

$$+ \int_0^t \exp[A(t-\eta)] * w(\eta) d\eta$$

و در لحظه $t+\Delta t$ داریم :

$$X(t + \Delta t) = \exp[A(t + \Delta t)]X(0) + \int_0^{t+\Delta t} \exp[A(t + \Delta t - \eta)]Bu(\eta - \delta)d\eta$$

$$+ \int_0^{t+\Delta t} \exp[A(t + \Delta t - \eta)] * w(\eta)d\eta \quad (3-2-2)$$

با در نظر گرفتن $x(t)$ بعنوان پاسخ اولیه و $x(t+\Delta t)$ بعنوان پاسخ نهائی معادله (3-2-2) را می‌توان بصورت زیر

نوشت :

$$X(t + \Delta t) = \exp(A\Delta t)X(t) + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta) * Bu(t + \Delta t - \eta - \delta)d\eta + \quad (4-2-2)$$

$$\int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)w(t + \Delta t - \eta)d\eta$$

اکنون تأخیر زمانی δ را بصورت زیر تعریف می‌کنیم :

$$\delta = l\Delta t + \varepsilon\Delta t \quad \Delta t \quad \text{دوره نمونه گیری}$$

$$0 \leq \varepsilon \leq 1 \quad \text{و} \quad 1 : (0,1,2,\dots) \quad \text{یک عدد صحیح}$$

بنابراین معادله (4-2-2) را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$X(t + \Delta t) = \exp(A\Delta t)X(t) + \int_0^t \exp(A\eta)Bu(t + \Delta t - \eta - l\Delta t - \varepsilon\Delta t)d\eta +$$

$$\int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)w(t + \Delta t - \eta)d\eta \quad (5-2-2)$$

اکنون با استفاده از تعریف زیر¹، معادله (5-2-2) را بفرم گسسته استاندارد می‌نویسیم :

$$U(t) = U(k) = U(k\Delta t) \quad \text{و} \quad k\Delta t \leq t \leq (k+1)\Delta t$$

1- Zero- Order Holder

$$X(k\Delta t + \Delta t) = \exp(A\Delta t)X(k\Delta t) + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)Bu(k\Delta t + \Delta t - \eta - l\Delta t - \varepsilon\Delta t)d\eta + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)w(k\Delta t + \Delta t - \eta)d\eta$$

(۶-۲-۲)

از لحاظ تئوری، نیروی کنترل مابین لحظات جدید $k\Delta t$ و $k\Delta t + \Delta t$ ثابت باقی می ماند. اما به دلیل تأخیر زمانی عملاً چنین اتفاقی رخ نمی دهد. در حقیقت متغیر η در انتگرال از صفر تا Δt تغییر می کند، که نظیر تغییر t از $k\Delta t - l\Delta t - \varepsilon\Delta t$ تا $k\Delta t + \Delta t - l\Delta t - \varepsilon\Delta t$ است. در طول این دوره، ابتدا نیروی کنترل مقدار $U(k\Delta t - l\Delta t - \varepsilon\Delta t)$ را در فاصله زمانی $k\Delta t - l\Delta t$ تا $k\Delta t - l\Delta t - \varepsilon\Delta t$ بخود می گیرد. سپس نیروی کنترل مقدار $U(k\Delta t - l\Delta t)$ ، در فاصله زمانی $k\Delta t + \Delta t - l\Delta t - \varepsilon\Delta t$ تا $k\Delta t - l\Delta t$ را می گیرد. در نتیجه انتگرال اول در معادله (۶-۲-۲) به دو انتگرال بصورت زیر تجزیه می شود.

$$X(k\Delta t + \Delta t) = \exp(A\Delta t)X(k\Delta t) + \int_0^{\Delta t - \varepsilon\Delta t} \exp(A\eta)Bu(k\Delta t - l\Delta t)d\eta + \int_{\Delta t - \varepsilon\Delta t}^{\Delta t} \exp(A\eta)Bu(k\Delta t - l\Delta t - \Delta t)d\eta + \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)w(k\Delta t + \Delta t - \eta)d\eta$$

(۷-۲-۲)

و یا داریم :

$$X_{k+1} = \Phi * X_k + \Omega * U_{k-l} + (\Gamma - \Omega) * U_{k-l-1} + P_k \quad (۸-۲-۲)$$

که علائم و تعاریف زیر بکاربرده شده اند :

$$X_k = X(k\Delta t) = X(t) \quad \text{و} \quad X_{k+1} = X(k\Delta t + \Delta t) = X(k+1)\Delta t$$

$$U_{k-l-1} = U(k\Delta t - l\Delta t - \Delta t) \quad \text{و} \quad U_{k-l} = U(k\Delta t - l\Delta t)$$

$$\Gamma = \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta)Bd\eta = (\Phi - I) * A^{-1} * B$$

$$\Phi = \exp(A\Delta t)$$

$$\Omega = \int_0^{\Delta t - \varepsilon \Delta t} \exp(A\eta) B d\eta = [\exp(A\Delta t - A\varepsilon \Delta t) - I] * A^{-1} * B$$

$$p_K = \int_0^{\Delta t} \exp(A\eta) w(K\Delta t + \Delta t - \eta) d\eta$$

به هر حال یک ماتریس جدید Ω بدلیل تأخیر زمانی معرفی شده است. با در نظر گرفتن مقادیر متفاوت برای

ε و l سه حالت وجود دارد :

حالت ۱-

اگر $\varepsilon = 0$ و $l = 0$ در این حالت $\delta = 0$. یعنی تأخیر زمانی وجود ندارد. در نتیجه : $\Gamma = \Omega$

بنابراین معادله (۸-۲-۲) به معادله (۱۱-۱-۲) برای سیستم بدون تأخیر زمانی کاهش می یابد. بنابراین

نیروی کنترل بهینه را می توان بوسیله معادله (۱۶-۱-۲) تعیین کرد.

$$U_k^* = G^* (X_{k+1}^{\wedge} + \Phi X_k^u) \quad \text{و} \quad G = -(\Gamma^T Q \Gamma + R)^{-1} \Gamma^T Q$$

حالت ۲-

اگر $\varepsilon \neq 0$ و $l = 0$ ، در این حالت $0 < \delta < \Delta t$ ، یعنی یک تأخیر زمانی کمتر از دوره نمونه گیری وجود دارد.

در نتیجه معادله (۸-۲-۲) بصورت زیر نوشته می شود :

$$X_{k+1} = \Phi * X_k + \Omega * U_k + (\Gamma - \Omega) * U_{k-1} + p_k \quad (9-2-2)$$

همچنین داریم :

$$X_{K+1} = X_{K+1}^f + X_{K+1}^u \quad \text{و} \quad X_{K+1}^f = \Phi X_K^f + p_K$$

$$X_{k+1}^u = \Phi * X_k^u + \Omega * U_k + (\Gamma - \Omega) * U_{k-1}$$

در معادلات فوق X_{K+1}^f پاسخ به نیروی خارجی و X_{K+1}^u پاسخ به نیروی کنترل در زمان t_{k+1} است .
 با جایگذاری معادلات فوق در شاخص عملکرد (معادله ۲-۱-۴) داریم :

$$J_k = \frac{1}{2} [X_{k+1}^f + \Phi X_k^u + \Omega U_k + (\Gamma - \Omega) U_{k-1}]^T Q [X_{k+1}^f + \Phi X_k^u + \Omega U_k + (\Gamma - \Omega) U_{k-1}] + \frac{1}{2} U_k^T R U_k \quad (۱۰-۲-۲)$$

با حداقل کردن شاخص عملکرد فوق نسبت به نیروی کنترل ، نیروی کنترل بهینه حاصل می شود :

$$U_k^* = -(\Omega^T Q \Omega + R)^{-1} \Omega^T Q (\hat{X}_{k+1}^f + \Phi X_k^u) - (\Omega^T Q \Omega + R)^{-1} \Omega^T Q (\Gamma - \Omega) U_{k-1} \quad (۱۱-۲-۲)$$

و یا :

$$U_k^* = G^* (\hat{X}_{k+1}^f + \Phi X_k^u) + G^* (\Gamma - \Omega) U_{k-1}$$

$$G = -(\Omega^T Q \Omega + R)^{-1} \Omega^T Q$$

حالت ۳-

اگر $L > 1$ ، در این حالت $\Delta t \leq \delta$ است . یعنی یک تأخیر زمانی بزرگتر از دوره نمونه گیری وجود دارد .

بنابراین معادله (۲-۲-۸) را بصورت زیر می نویسیم :

$$X_{K+1} = X_{K+1}^f + X_{K+1}^u \quad \text{و} \quad X_{K+1}^f = \Phi X_K^f + p_K$$

$$X_{k+1}^u = \Phi^* X_k^u + \Omega^* U_{k-l} + (\Gamma - \Omega)^* U_{k-l-1} \quad (۱۲-۲-۲)$$

با جانشین کردن معادلات (۲-۲-۱۲) در شاخص عملکرد ، (معادله ۲-۲-۱۰) داریم :

$$J_k = \frac{1}{2} [X_{k+1}^f + \Phi X_k^u + \Omega U_{k-l} + (\Gamma - \Omega) U_{k-l-1}]^T Q [X_{k+1}^f + \Phi X_k^u + \Omega U_{k-l} + (\Gamma - \Omega) U_{k-l-1}] + \frac{1}{2} U_k^T R U_k$$

حداقل کردن شاخص عملکرد فوق نسبت به نیروی کنترل، منجر به یک نیروی کنترل برابر صفر خواهد شد. این مسئله با این واقعیت که در یک سازه کنترل شده، اگر تأخیر زمانی برابر یا بزرگتر از دوره نمونه‌گیری باشد، نیروی کنترل تأثیری بر پاسخ سازه در گام جلوتر (X_{k+1}) ندارد، سازگار است. در نتیجه، حداقل کردن شاخص عملکرد مطابق معادله (۲-۱-۴) اگر $\Delta t \leq \delta$ ، بی‌معنی است. در عوض یک شاخص عملکرد بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$j_K = \frac{1}{2} (X_{K+l+1}^T Q X_{K+l+1} + U_K^T R U_K) \quad (۲-۲-۱۳)$$

استفاده از این شاخص عملکرد با این واقعیت توجیه می‌شود که در یک سیستم کنترل با تأخیر زمانی برابر یا بزرگتر از دوره نمونه‌گیری، پاسخ سیستم $X(t)$ تحت تأثیر نیروی کنترل قرار نمی‌گیرد مگر $t \geq t_{k+l+1}$. با ارزیابی معادلات (۲-۲-۱۲) برای X_{k+l+1} داریم:

$$X_{K+l+1} = X_{K+l+1}^f + X_{K+l+1}^u$$

$$X_{K+l+1}^f = \Phi X_{K+l}^f + p_{K+l}$$

$$X_{K+l+1}^u = \Phi^* X_{K+l}^u + \Omega^* U_K + (\Gamma - \Omega)^* U_{K-1}$$

باجایگذاری معادلات فوق در معادله شاخص عملکرد (معادله ۲-۲-۱۳)، داریم:

$$J_k = \frac{1}{2} [X_{k+l+1}^f + \Phi X_{k+l}^u + \Omega U_k + (\Gamma - \Omega) U_{k-1}]^T Q [X_{k+l+1}^f + \Phi X_{k+l}^u + \Omega U_k + (\Gamma - \Omega) U_{k-1}] + \frac{1}{2} U_k^T R U_k$$

باجایگذاری شاخص عملکرد فوق نسبت به نیروی کنترل، نیروی کنترل بهینه حاصل می‌شود:

$$U_k^* = -(\Omega^T Q \Omega + R)^{-1} \Omega^T Q (\hat{X}_{k+l+1}^f + \Phi X_{k+l}^u) - (\Omega^T Q \Omega + R)^{-1} \Omega^T Q (\Gamma - \Omega) U_{k-1} \quad (14-2-2)$$

در رابطه فوق $\hat{X}_{k+l+1}^f$ ، پیش‌بینی X_{k+l+1}^f در زمان t_{k+l+1} است، که توسط مدل ARX پیش‌بینی می‌شود. روش فوق را می‌توان بصورت زیر خلاصه کرد:

گام ۱- با در نظر گرفتن تأخیر زمانی و دوره نمونه‌گیری، مقادیر l و ε از تعریف زیر بدست می‌آیند:

$$\delta = l\Delta t + \varepsilon\Delta t \quad \text{و} \quad \Delta t: \text{پریود نمونه‌گیری}$$

$$0 \leq \varepsilon \leq 1 \quad \text{و} \quad 1: (0, 1, 2, \dots)$$

ماتریسهای Ω و Γ و Φ و G را بصورت زیر محاسبه می‌کنیم:

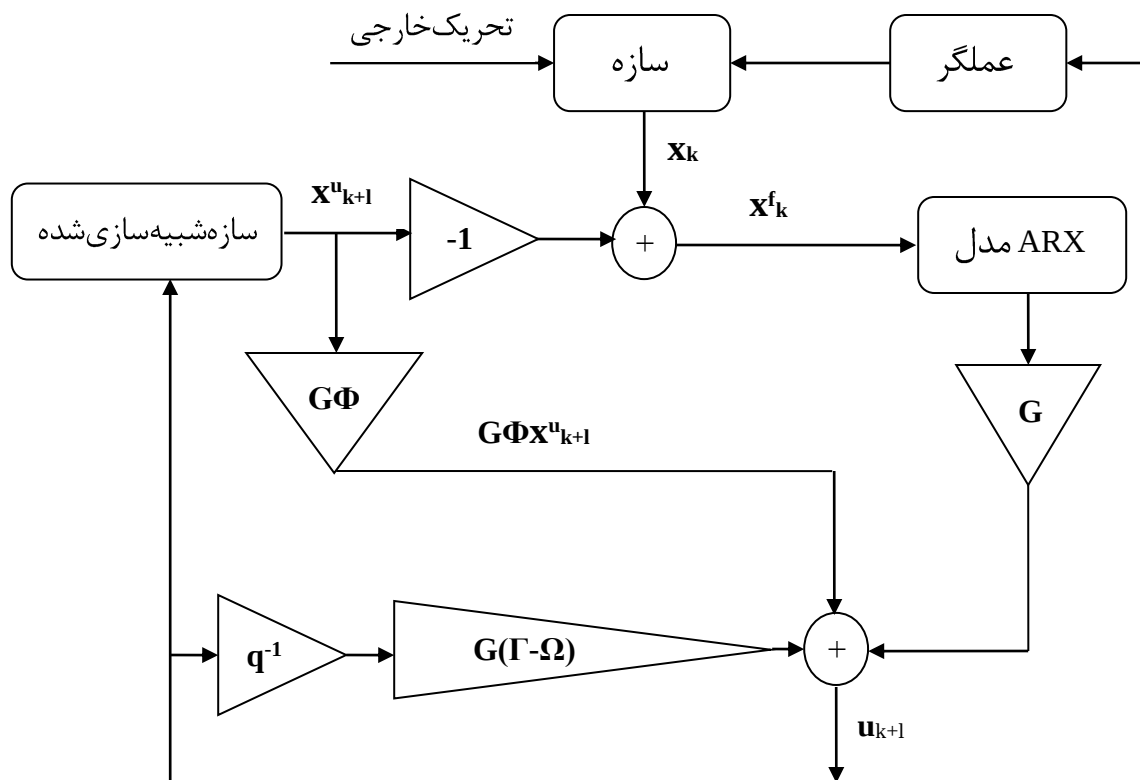
$$\Phi = \exp(A\Delta t)$$

$$\Gamma = (\Phi - I)A^{-1}B$$

$$\Omega = [\exp(A\Delta t - A\varepsilon\Delta t) - I]A^{-1}B$$

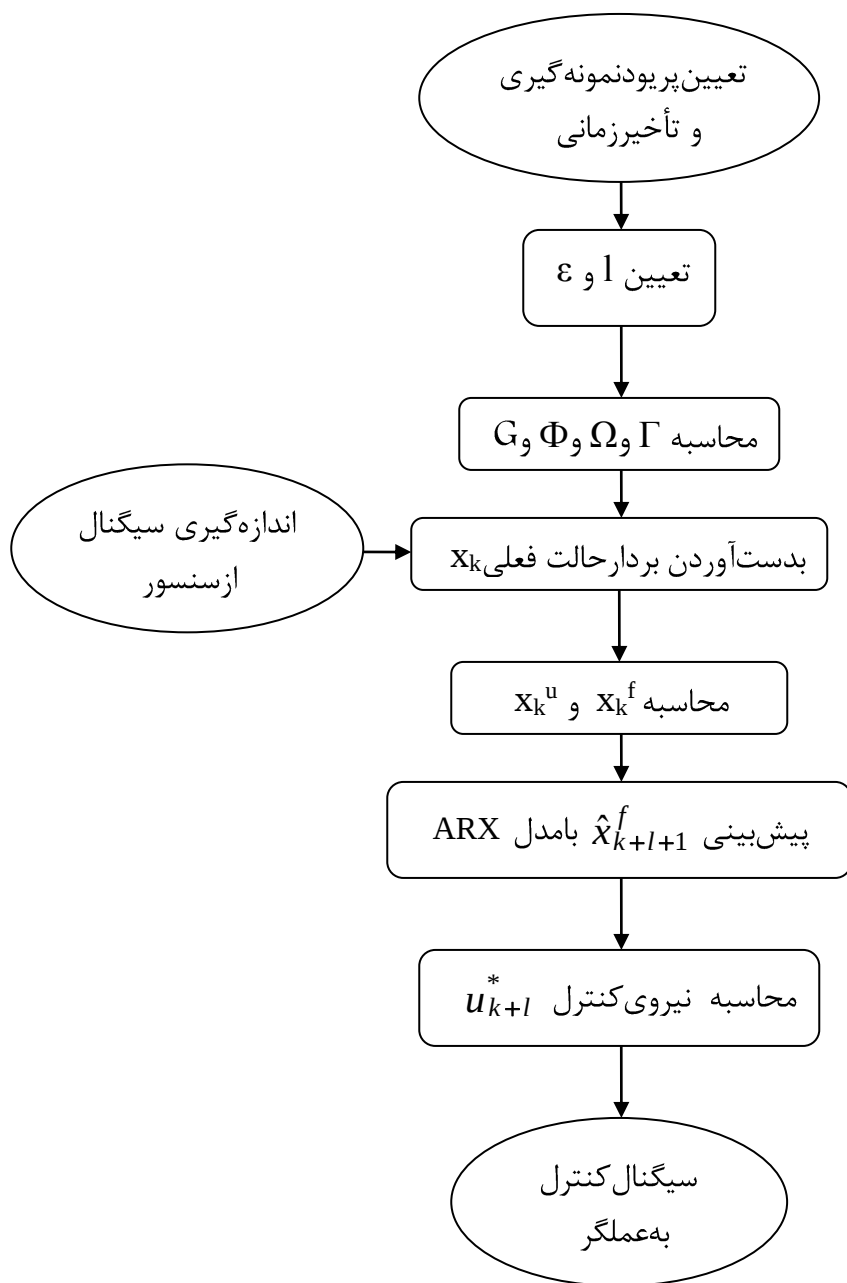
$$G = -(\Omega^T Q \Omega + R)^{-1} \Omega^T Q$$

مراحل کنترل با قراردادن $X_0^f = x_0$ و $X_0^u = 0$ آغاز می‌شود. که X_0 شرط اولیه است، زمانی که کنترل شروع می‌شود. مقادیر U_0 تا U_{l-1} برابر صفر فرض می‌شوند. در هر دوره زمانی، مقادیر قبلی بردار حالت، پاسخ محاسبه شده به تحریک خارجی تا زمان t_{k-1} و پاسخ محاسبه شده به نیروی کنترل تا t_{k+1} ، برای یافتن نیروی کنترل بهینه از رابطه (۱۴-۲-۲) استفاده می‌شوند. موجود است. مقادیر پیش‌بینی شده مراحل در هر دوره زمانی تکرار می‌شود. نمودار سیستم کنترل شده در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. فلوجارت روش فوق در شکل (۲-۲) نشان داده شده است.

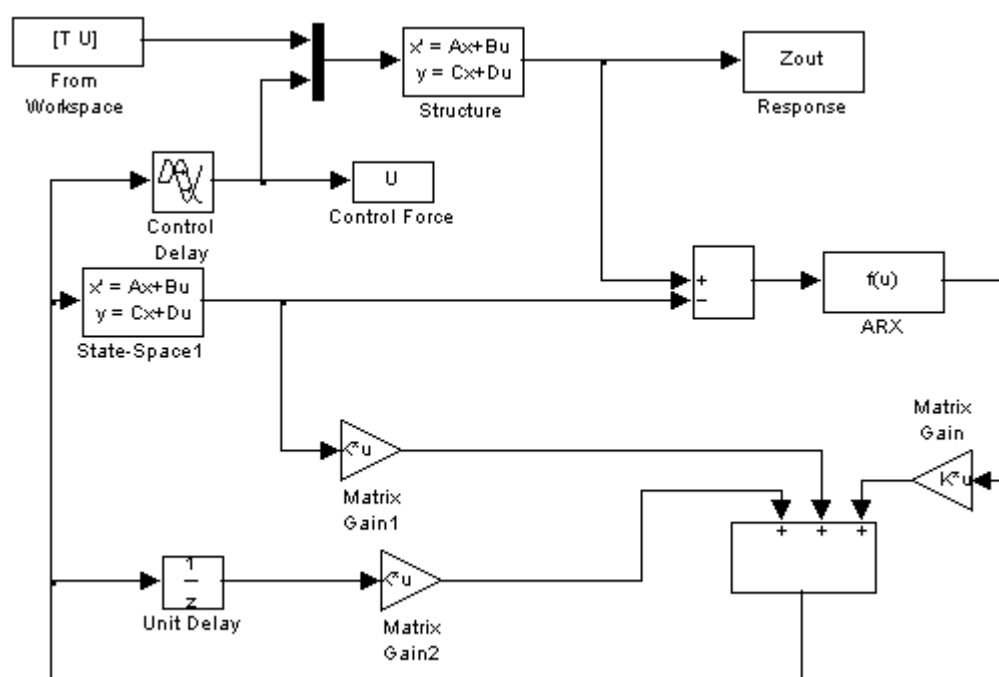


شکل ۲-۱- نمودار سازه کنترل شده با جبران اثر تأخیر زمانی

شکل (۲-۳) سیمولینک سازه کنترل شده با جبران اثر تأخیر زمانی را نشان می‌دهد. عملکرد روش ارائه شده با کمک شبیه‌سازی مطلب در فصل بعد بررسی می‌شود.



شکل ۲-۲- فلوچارت سازه کنترل شده با جبران اثر تأخیر زمانی



شکل ۲-۳- سیمولینک سازه باجبران اثر تأخیر زمانی

مقایسه با روش پیش‌بینی کنترل :

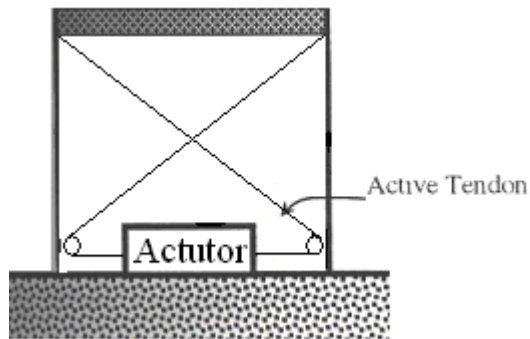
اگرچه نیروی کنترل بهینه در معادلات فوق برای حالت سوم یعنی $1 \leq 1$ بدست آمد اما برای دو حالت دیگر با جایگزینی $1 = 0$ در معادلات مربوطه قابل کاربرد است. درحقیقت با این جایگزینی، شاخص عملکرد کلی در معادله (۲-۲-۱۳) به شاخص عملکرد در معادله (۲-۱-۴) تغییر می‌کند. بنابراین نیروی کنترل تعیین شده توسط معادله (۲-۲-۱۴) می‌تواند بعنوان نیروی کنترل بهینه کلی برای یک سیستم کنترل همراه یک تأخیر زمانی δ جایگزین شود.

در روش پیش‌بینی ارائه شده در قسمت قبل، در ابتدا از اثر تأخیر زمانی صرف نظر کردیم و معادلات دینامیکی سیستم با فرض نبود تأخیر زمانی تشکیل شده و از یک شاخص عملکرد مانند معادله (۲-۱-۴) برای بدست آوردن نیروی کنترل بهینه استفاده شد. سپس معین شد که برای جبران اثر تأخیر زمانی، مدل‌های AXR قادر به پیش‌بینی پاسخ به تحریک خارجی در یک یا بیشتر گام جلوتر هستند. بنابراین محاسبه نیروی کنترل بهینه به منظور جبران اثر تأخیر زمانی در زمان t_k امکان پذیر می‌شود. بهر حال در این فصل یک روش دیگر اتخاذ شد و معادلات دینامیکی سیستم با تأخیر زمانی تشکیل شد. حتی شاخص عملکرد با در نظر گرفتن اثر تأخیر زمانی تعریف شد. حداقل سازی شاخص عملکرد کلی منجر به یک نیروی کنترل بهینه که مستلزم پیش‌بینی پاسخ به تحریک خارجی در گام‌های جلوتر است، می‌شود. در روش پیش‌بینی ارائه شده در قسمت قبل بصورت آشکار فرض شد که تأخیر زمانی یک ضریبی صحیح از دوره نمونه‌گیری باشد. روش ارائه شده در این فصل کلی‌تر است و اجازه می‌دهد که تأخیر زمانی هر عدد غیر منفی باشد. به هر حال این موضوع جالب است که اگر تأخیر زمانی ضریبی صحیح از دوره نمونه‌گیری باشد، نتایج دو روش علی‌رغم اختلاف آنها در تشکیل نیروی کنترل بهینه، یکسان است. در نتیجه روش ارائه شده در این قسمت، روش قسمت قبل را پوشش داده و می‌تواند بعنوان یک روش پیش‌بینی کنترل بهینه حلقه بسته کلی‌تر سیستم‌های همراه با

تأخیر زمانی استفاده شود .

شییه سازی عددی :

برای توصیف عملکرد و کارائی روش ارائه شده ، نتایج عددی برای یک سازه خطی در این قسمت بررسی می شود. یک سازه یک درجه آزادی مطابق شکل (۲-۴) در نظر گرفته می شود . زلزله السنترو بعنوان تحریک خارجی در نظر گرفته می شود . پرید نمونه گیری نیز برابر 0.02s فرض می شود .



$$M=9.81 \cdot 10^5 \text{ Kg}$$

$$K=38.728 \text{ MN/m}$$

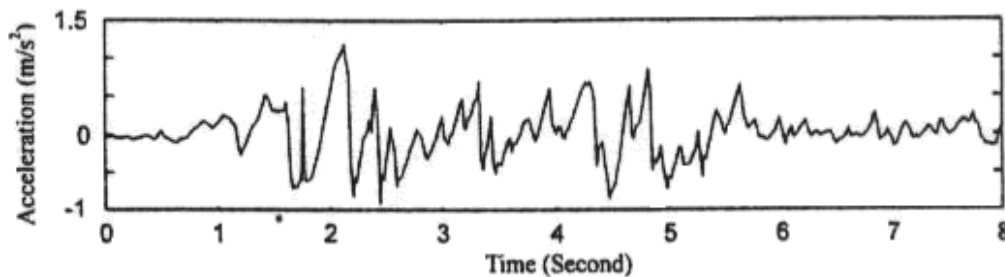
$$\xi=2.0 \%$$

$$T=0.1 \text{ S}$$

$$u(t)=-4k_c d(t) \cos(\alpha)$$

$$k_c = \text{سختی تاندون}$$

شکل ۲-۴- مدل سازه



شکل ۲-۵- تاریخچه زمانی زلزله السنترو

$$Q = \begin{bmatrix} K & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \quad \text{ماتریس وزن } Q \text{ بصورت فوق انتخاب شده است :}$$

مثال ۱-

در این مثال تأخیر زمانی برابر 0.02s فرض می شود . در نتیجه تأخیر زمانی ضریبی صحیح از دوره نمونه گیری است ($\varepsilon=0$, $l=1$). عملگر ظرفیت وارد کردن نیروی کنترل حداکثر $2 \cdot 10^6$ نیوتن را دارد . مقدار R طوری

جدول ۱-۲ - پاسخ به زلزلهطراحی با $\delta = \Delta t$

Control Method	Peak Control Force (MN)	r^{-1}	Peak Displacement (mm)	Peak Velocity (mm/S)	RMS Acceleration	Peak Total Energy (kN.m)	Total Control Work (kN.m)
Uncompensated	2.0	6.48	33	398	1.21	79.7	630.8
Compensated Control	2.0	6.59	32	366	1.16	66.8	586.1
Uncontrolled			168	1175	2.09	692.4	

انتخاب می‌شود که نیروی کنترل ماگزیمم از ظرفیت عملگر تجاوز نکند. نتایج در جدول (۱-۲) نشان داده شده است. همانگونه که از جدول فوق مشاهده می‌شود اگر تأخیر زمانی جبران نشود، پاسخ‌های سازه کنترل شده بیشتر از مقادیر نظیر وقتی تأخیر زمانی جبران شود، هستند. همچنین صرف نظر از تأخیر زمانی کار کنترل را افزایش می‌دهد. انرژی کل سازه کنترل شده به اندازه ۱۹٪ در مقایسه با حالتی که تأخیر زمانی جبران شود، بیشتر است. این مسئله اهمیت جبران تأخیر زمانی را نشان می‌دهد.

مثال ۲-

این مثال مشابه مثال قبلی است جز این که تأخیر زمانی برابر $0.03s$ در نظر گرفته می‌شود. در نتیجه تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه‌گیری نیست. ($l=1, \varepsilon=0.5$). نتایج در جدول (۲-۲) نشان داده شده است. نتایج نشان‌دهنده آنست که عملکرد سیستم کنترل شده با جبران تأخیر زمانی مطلوبتر از سیستم کنترل شده بدون جبران تأخیر زمانی است. در سیستم کنترل شده پاسخ حداکثر، بدون جبران تأخیر زمانی، افزایش می‌یابد. سیستم کنترل شده با جبران تأخیر زمانی در بدست آوردن هدف کنترل مؤثرتر است. انرژی کل سازه کنترل شده، بدون جبران تأخیر زمانی ۲۴٪ بیشتر از سازه کنترل شده با جبران تأخیر زمانی است. از مثالهای فوق مشخص است، که جبران اثر تأخیر زمانی بوسیله روش ارائه شده، شاخص سیستم کنترل در بدست آوردن هدف کنترل و کاهش پاسخ سازه بهبود پیدا می‌کند (بهبود عملکرد کنترل).

جدول ۲-۲ - پاسخ به زلزله طراحی با $\delta = 1.5 \Delta t$

Control Method	Peak Control Force (MN)	r^{-1}	Peak Displacement (mm)	Peak Velocity (mm/S)	RMS Acceleration (m/sec ²)	Peak Total Energy (kN.m)	Total Control Work (KN.m)
Uncompensated	2.0	5.08	41	431	1.25	92.8	638.3
Compensated Control	2.0	13.05	34	389	1.19	75.1	605.3
Uncontrolled			168	1175	2.09	692.4	

۲-۳- روش کنترل بهینه با استفاده از شاخص عملکرد LQR :

مقدمه :

روش کنترل بهینه برای سازه‌های خطی تحریک شده توسط زلزله با تأخیر زمانی در کنترل، در این قسمت بررسی می‌شود. با استفاده از $^1Z.O.F$ ، معادله دیفرانسیلی پیوسته زمانی همراه با تأخیر زمانی در کنترل را می‌توان بفهم گسسته زمانی استاندارد بدون تأخیر زمانی در کنترل، در دو حالت که تأخیر زمانی ضریبی صحیح از دوره نمونه‌گیری باشد یا خیر، نوشت. شاخص عملکرد پیوسته زمانی در طراحی کنترل کننده بهینه استفاده می‌شود، که آن نیز بفهم گسسته تبدیل می‌شود. سپس کنترل کننده بهینه را می‌توان با استفاده از روش کلاسیک گسسته LQR طراحی کرد. کنترل کننده حاصل نه تنها شامل گام کنونی برگشت پذیری حالت است، بلکه شامل یک ترکیب خطی از چندین گام قبلی کنترل نیز است. از آنجایی که کنترل کننده بهینه مستقیماً از معادله دیفرانسیلی حرکت سازه حاصل می‌شود، و از هیچ گونه تقریب سازی در بدست آوردن آن استفاده نمی‌شود، پایداری سازه کنترل شده تضمین می‌شود.

همانگونه که قبلاً گفته شد، روشهای زیادی برای جبران اثر تأخیر زمانی وجود دارد. برخی از این روشها دارای محدودیتهایی هستند. برای مثال برخی از این روشها برای تأخیرات زمانی کوچک مناسب هستند. برخی دیگر برای تحریک هارمونیک قابل کاربرد هستند. از سوی دیگر در جبران اثر تأخیر زمانی، اغلب کنترل کننده در ابتدا بدون در نظر گرفتن اثر تأخیر زمانی محاسبه می‌شود و سپس بهره برگشت پذیر حالت اصلاح می‌شود. بنابراین در صورتی که تأخیر زمانی بزرگ باشد، پایداری سازه کنترل شده تضمین نمی‌شود. اما این روش کنترل، دارای محدودیتهای فوق نمی‌باشد و برای تأخیرات زمانی بزرگ نیز قابل کاربرد است.

عملکرد روش ارائه شده از طریق شبیه سازی عددی بررسی می‌شود. نتایج عددی نشان دهنده عملکرد خوب این روش برای کاربرد با سازه‌های خطی تحریک شده با زلزله است.

معادله حرکت :

یک سازه خطی مدل شده توسط سیستم n درجه آزادی جرم، فنر و میراگر را در نظر بگیرید. معادله حرکت سیستم در معرض شتاب افقی زمین $\ddot{X}_g(t)$ ، را بصورت زیر می توان نوشت :

$$M\ddot{X}(t) + C\dot{X}(t) + KX(t) = HU(t - \lambda) + D\ddot{X}_g(t) \quad (1-3-2)$$

در معادله فوق $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ بردار n بعدی جابجایی طبقات است. ماتریس H بیان کننده موقعیت کنترل کننده و ماتریس $D = [m_1, m_2, \dots, m_n]^T$ ، که m_i جرم طبقه i است. λ تأخیر زمانی لازم برای بکاربردن نیروی کنترل است. که می توان آنرا بصورت زیر نوشت :

$$\lambda = lT - \bar{m} \quad (2-3-2)$$

$$l \geq 0 \quad \text{و} \quad 0 \leq \bar{m} \leq T \quad \text{عدد صحیح :}$$

در معادلات فوق T پریود نمونه گیری است.

در فضای حالت معادله (1-3-2) را می توان بصورت دومعادله دیفرانسیلی خطی مرتبه اول نوشت :

$$\dot{Z}(t) = AZ(t) + BU(t - \lambda) + E\ddot{X}_g(t) \quad (3-3-2)$$

$$Z(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ \dot{X}(t) \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1}H \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1}D \end{bmatrix}$$

گسسته سازی معادله حرکت :

حل تحلیلی معادله (3-3-2) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$Z(t) = e^{A(t-t_0)} Z(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} BU(\tau - \lambda) d\tau + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} E \ddot{X}_g(\tau) d\tau$$

$$(4-3-2)$$

اکنون با استفاده از تعریف زیر (Z.O.F) می توان معادله بالا را بفرم گسسته نوشت :

$$U(t)=U(k) \quad \text{و} \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (5-3-2)$$

که k گام کنترل است و : $U(k)=U(kT)$

معادله فوق نشان می دهد که عملگر در طول دو گام نمونه گیری مجاور ، نیروی کنترل ثابت به سازه وارد می کند .

فرض کنیم $t_0=kT$ و $t=(k+1)T$ معادله (۴-۳-۲) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$Z(k+1) = e^{AT} Z(k) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A(kT+T-\tau)} B U(\tau - \lambda) d\tau + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A(kT+T-\tau)} E \ddot{X}_g(\tau) d\tau \quad (6-3-2)$$

با جانشینی $\eta = (k+1)T - \tau$ معادله (۶-۳-۲) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$Z(k+1)T = Z(k+1) = e^{AT} Z(k) + \int_0^T e^{A\eta} B U(kT + T - lT + \bar{m} - \eta) d\eta + \int_0^T e^{A\eta} E \ddot{X}_g(kT + T - \eta) d\eta \quad (7-3-2)$$

برای طراحی کنترل کننده بهینه گسسته ، می باید معادله (۷-۳-۲) را بیشتر بفرم گسسته استاندارد نوشت .

این کار را می توان در دو حالت که تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه گیری باشد یاخیر، انجام داد .

الف : حالتی که تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه گیری باشد. ($\bar{m} = 0$)

در این حالت با استفاده از معادله (۵-۳-۲) ، معادله (۷-۳-۲) را می توان بفرم زیر نوشت :

$$Z(k+1)T = Z(k+1) = e^{AT} Z(k) + \int_0^T e^{A\eta} B U(k-l) d\eta + \int_0^T e^{A\eta} E \ddot{X}_g(kT + T - \eta) d\eta = F * Z(k) + G * U(k-l) + Z_g(k) \quad (8-3-2)$$

که ماتریسهای F و G و بردار $Z_g(k)$ بصورت زیر تعریف شده اند :

$$G = \int_0^T e^{A\eta} d\eta B \quad \text{و} \quad F = e^{AT}$$

$$Z_g(k) = \int_0^T e^{A\eta} E \ddot{X}_g(kT + T - \eta) d\eta \quad (9-3-2)$$

فرض کنیم :

$$Z_{n+1}(k) = U(k-1)$$

$$Z_{n+2}(k) = U(k-1+1) \quad (10-3-2)$$

$$Z_{n+3}(k) = U(k-1+2)$$

$$Z_{n+l}(k) = U(k-1)$$

و :

$$\bar{Z}(k) = [Z^T(k), Z_{n+1}^T(k), \dots, Z_{n+l}^T(k)]^T \quad (11-3-2)$$

بنابراین معادله (۸-۳-۲) را می‌توان بفرم گسسته استاندارد زیر نوشت :

$$\bar{Z}(k+1) = \bar{F}\bar{Z}(k) + \bar{G}U(k) + \bar{Z}_g(k) \quad (12-3-2)$$

که ماتریسهای فوق بصورت زیر تعریف شده‌اند :

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ . \\ . \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad \bar{F} = \begin{bmatrix} F & G & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & I & . & 0 \\ . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & . & . & I \\ 0 & 0 & . & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad \bar{Z}_g(k) = \begin{bmatrix} Z_g(k) \\ . \\ . \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$(13-3-2)$$

ب : حالتی که تأخیر زمانی ضریبی غیر صحیح از دوره نمونه‌گیری باشد : ($\bar{m} \neq 0$)

در این حالت معادله (۷-۳-۲) را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$Z(k+1)T = Z(k+1) = e^{AT} Z(k) + \int_0^{\bar{m}} e^{A\eta} BU(k-l+1) d\eta + \int_{\bar{m}}^T e^{A\eta} BU(k-l) d\eta + \int_0^T e^{A\eta} E \ddot{X}_g(kT+T-\eta) d\eta = FZ(k) + G_a U(k-l) + G_b U(k-l+1) + Z_g(k)$$

(۱۴-۳-۲)

که در معادله فوق داریم :

$$G_a = \int_{\bar{m}}^T e^{A\eta} d\eta B \quad , \quad F = e^{AT}$$

$$G_b = \int_0^{\bar{m}} e^{A\eta} d\eta B \quad (۱۵-۳-۲)$$

$$Z_g(k) = \int_0^T e^{A\eta} E \ddot{X}_g(kT+T-\eta) d\eta$$

فرض کنیم :

$$G(t) = \int_0^t e^{A\eta} d\eta B \quad , \quad F = e^{AT}$$

(۱۶-۳-۲)

بنابراین سه جمله اول در معادله (۱۵-۳-۲) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$G_a = \int_{\bar{m}}^T e^{A\eta} d\eta B = \int_0^{T-\bar{m}} e^{A(\bar{m}+\sigma)} d\sigma B = e^{A\bar{m}} \int_0^{T-\bar{m}} e^{A\sigma} d\sigma B = F(\bar{m}) * G(T-\bar{m})$$

$$G_b = \int_0^{\bar{m}} e^{A\eta} d\eta B = G(\bar{m}) \quad (۱۷-۳-۲)$$

$$F = e^{AT} = F(T)$$

همچنین ، معادله (۱۴-۳-۲) را می توان بفرم گسسته استاندارد کاملتر ، بصورت زیر نوشت :

$$\bar{Z}(k+1) = \bar{F}\bar{Z}(k) + \bar{G}U(k) + \bar{Z}_g(k) \quad (۱۸-۳-۲)$$

که :

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} F & G_a & G_b & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ . & . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & . & . & I \\ 0 & 0 & 0 & . & . & 0 \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad \bar{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ . \\ 0 \\ I \end{bmatrix}$$

$$\bar{Z}_g(k) = \begin{bmatrix} Z_g(k) \\ . \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۹-۳-۲)$$

طراحی کننده :

در طراحی کننده بهینه با استفاده از روش کلاسیک LQR ، از ارتعاش خارجی صرف نظر می شود . بنابراین می توان کنترل کننده بهینه گسسته برای سیستم گسسته خطی پایدار زیر طراحی کرد :

$$Z(k+1)=FZ(k)+GU(k) \quad \text{و} \quad Z(0)=Z_0 \quad (۲۰-۳-۲)$$

شاخص عملکرد گسسته زمانی بصورت زیر داده شده است :

$$J_d = \sum_{k=0}^{\infty} [Z^T(k)QZ(k) + U^T R U(t)] \quad (۲۱-۳-۲)$$

که در معادله فوق Q و R ماتریسهای وزن هستند . اکنون فرض کنیم که S(k) از حل معادله ریکاتی گسسته

زیر بدست می آید :

$$S(k) = F^T \{ S(k+1) - S(k+1)G[R + G^T S(k+1)G]^{-1} \times \\ G^T S(k+1) \} F + Q \quad (۲۲-۳-۲)$$

$$S(N)=Q_0$$

بنابراین برای هر ماتریس متقارن نیمه معین مثبت دلخواه Q_0 ، داریم :

$$S = \lim_{N \rightarrow \infty} S(k, N) = \lim_{N \rightarrow \infty} S(k, N) \quad (23-3-2)$$

بعلاوه S یک ماتریس متقارن معین مثبت است . که می تواند از حل معادله جبری گسسته ریکاتی زیر بدست آید :

$$S = F^T \{ S - SG [R + G^T SG]^{-1} G^T S \} F + Q \quad (24-3-2)$$

بنابراین کنترل کننده بهینه را می توان بصورت زیر محاسبه کرد :

$$U(k) = -L^* Z(k) \quad (25-3-2)$$

$$L = [R + G^T SG]^{-1} G^T S F$$

این نیروی کنترل شاخص عملکرد J_d را حداقل می سازد .

در قسمت قبل ، معادله حالت پیوسته زمانی (معادله ۳-۳-۲) ، همراه با تأخیر زمانی ، بفرم گسسته زمانی ، در دو حالت که تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه گیری باشد یا خیر ، نوشته شد . اگر J_d بعنوان شاخص عملکرد پذیرفته شود ، کنترل کننده بهینه را می توان مستقیماً از معادلات ۲۰-۳-۲ تا ۲۵-۳-۲ طراحی کرد . اما J_d تنها می تواند عملکرد مطلوب را در طول گام نمونه گیری تضمین کند . و هیچگونه تضمینی برای پایداری در طول دو گام نمونه گیری مجاور ندارد . برای تضمین برقراری عملکرد مطلوب کنترل ، شاخص عملکرد پیوسته زمانی زیر در نظر گرفته می شود :

$$J_c = \int_0^\infty [Z^T(t) Q Z(t) + U^T(t) R U(t)] dt \quad (26-3-2)$$

معادله فوق را می توان بصورت زیر نوشت :

$$J_c = \sum_{k=0}^{\infty} J_k \quad (27-3-2)$$

که در معادله فوق :

$$J_k = \int_{kT}^{(k+1)T} [Z^T(k)QZ(k) + U^T(k)RU(k)]dt \quad (28-3-2)$$

بنابراین کنترل کننده بهینه گسسته را می توان در دو حالت $\bar{m} = 0$ و $\bar{m} \neq 0$ بصورت زیر طراحی کرد .

الف : حالتی که تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه گیری باشد ($\bar{m} = 0$)

باصرف نظر کردن از تحریک خارجی معادله (28-3-2) را می توان بفرم زیر نوشت :

$$Z(k+1) = FZ(k) + GU(k-l) \quad (29-3-2)$$

که G و F در معادله (29-3-2) داده شده اند . معادله (29-3-2) را می توان بفرم گسسته استاندارد بصورت زیر

$$\bar{Z}(k+1) = \bar{F}\bar{Z}(k) + \bar{G}U(k) \quad (30-3-2) \quad \text{نوشت :}$$

که $\bar{F}$ و $\bar{G}$ در معادله (30-3-2) داده شده اند .

اگر $kT \leq t \leq (k+1)T$ حل معادله (30-3-2) باصرف نظر از تحریک خارجی بصورت زیر است :

$$Z(t) = e^{A(t-kT)} Z(k) + \int_{kT}^t e^{A(t-\tau)} BU(k-l)d\tau \quad (31-3-2)$$

با جانشین کردن معادله (31-3-2) در معادلات (27-3-2 و 28) و پس از مرتب کردن عبارات ، داریم :

$$J_c = \sum_{k=0}^{\infty} [Z^T(k)Q_1 Z(k) + 2Z^T(k)Q_{12}U(k-l) + U^T(k-l)Q_{21}U(k-l) + U^T(k)Q_{22}U(k)]$$

$$(32-3-2)$$

که در معادله فوق Q_1 و Q_{12} و Q_{21} ماتریسهای وزن هستند.

$$Q_1 = \int_0^T F^T(t)QF(t)dt \quad \text{و} \quad Q_{21} = \int_0^T G^T(t)QG(t)dt$$

$$Q_{12} = \int_0^T F^T(t)QG(t)dt \quad \text{و} \quad Q_{22} = RT \quad (33-3-2)$$

شاخص عملکرد داده شده در معادله (32-3-2) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$J_c = \sum_{k=0}^{\infty} [\bar{Z}^T(k) \hat{Q} \bar{Z}(k) + U^T(k) \hat{R} U(k)] \quad (34-3-2)$$

که $Q = (r * r)$ و $\hat{R} = (2n+1r) * (2n+1r)$ بصورت زیر تعریف شده اند :

$$\hat{Q} = \begin{bmatrix} Q_1 & Q_{12} & 0 \\ Q_{12}^T & Q_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad \hat{R} = Q_{22} \quad (35-3-2)$$

اکنون مسئله تعیین نیروی کنترل بهینه بوسیله حداقل سازی شاخص عملکرد داده شده توسط معادله

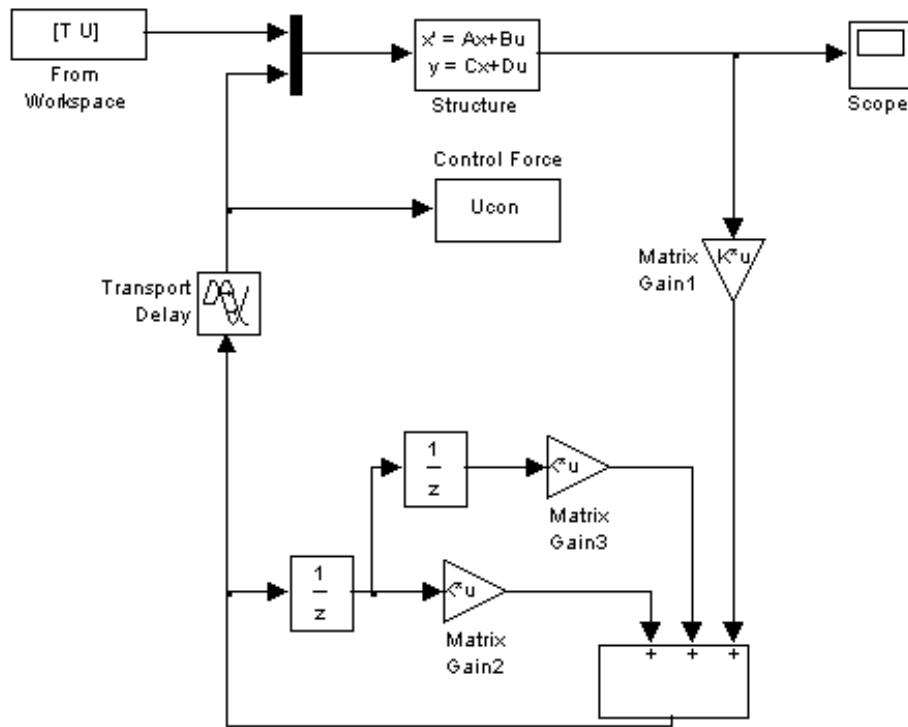
(34-3-2) می باشد. این نیروی کنترل بهینه را می توان با استفاده از معادلات 20 تا 25 محاسبه کرد . و

بصورت زیر بدست می آید :

$$U(k) = -L\bar{Z}(k) = -L_1 Z(k) - L_2 U(k-1) - \dots - L_{l+1} U(k-1) \quad (36-3-2)$$

همانطور که از معادله فوق مشاهده می شود نیروی کنترل بهینه نه تنها شامل گام کنونی برگشت پذیر حالت

است ($L_1 Z(k)$) بلکه شامل یک ترکیب خطی از (1) گام قبلی کنترل نیز است .



سیمولینک سازه کنترل شده برای $\bar{m} = 0$ و $l=2$

ب: حالتی که تأخیر زمانی ضربی غیر صحیح از دوره نمونه گیری باشد: ($\bar{m} \neq 0$)

باصرفنظر کردن از تحریک خارجی معادله (۳-۳-۲) بصورت زیر نوشته می شود:

$$Z(k+1) = FZ(k) + G_a U(k-l) + G_b U(k-l+1) \quad (۳۷-۳-۲)$$

اگر $kT \leq t \leq (k+1)T$ حل معادله (۳-۳-۲) با صرفنظر کردن از تحریک خارجی بصورت زیر می باشد:

$$Z(t) = e^{A(t-kT)} Z(k) + \int_{kT}^t e^{A(t-\tau)} B U(\tau - l) d\tau = e^{A(t-kT)} Z(k) + \int_{kT}^t e^{A(t-\tau)} B U(\tau - lT + \bar{m}) d\tau \quad (۳۸-۳-۲)$$

معادله (۳۸-۳-۲) را می توان به دو قسمت جداگانه از زمان t تقسیم کرد. زمانی که:

$$kT \leq t \leq (k+1)T - \bar{m}$$

داریم:

$$Z(t) = e^{A(t-kT)} Z(k) + \int_{kT}^t e^{A(t-\tau)} BU(k-l)d\tau \quad (39-3-2)$$

و زمانی که : $(k+1)T - \bar{m} \leq t \leq (k+1)T$ ، داریم :

$$Z(t) = e^{A(t-kT)} Z(k) + \int_{kT}^{(k+1)T-\bar{m}} e^{A(t-\tau)} BU(k-l)d\tau + \int_{(k+1)T-\bar{m}}^t e^{A(t-\tau)} BU(k-l+1)d\tau \quad (40-3-2)$$

با استفاده از معادله (39-3-2) و (40-3-2) ، معادله (28-3-2) را می توان بصورت زیر نوشت :

$$\begin{aligned} J_k = & \int_{kT}^{(k+1)T-\bar{m}} [Z^T(k)QZ(k) + U^T(k)RU(k)]dt + \\ & \int_{(k+1)T-\bar{m}}^{(k+1)T} [Z^T(k)QZ(k) + U^T(k)RU(k)]dt = [Z^T(k)\bar{Q}_{11}Z(k) + \\ & 2Z^T(k)\bar{Q}_{12}U(k-l) + U^T(k-l)\bar{Q}_{22}U(k) + U^T(k)\bar{Q}_2U(k)] + [Z^T(k)\tilde{Q}_{11}Z(k) + \\ & 2Z^T(k)\tilde{Q}_{12}U(k-l) + 2Z^T(k)Q_{13}U(k-l+1) + U^T(k-l)\tilde{Q}_{22}U(k-l) + \\ & U^T(k-l+1)Q_{33}U(k-l+1) + 2U^T(k-l)Q_{23}U(k-l+1) + U^T(k)\tilde{Q}_2U(k)] \end{aligned} \quad (41-3-2)$$

$$\bar{Q}_{11} = Q_1(T-\bar{m}) \quad , \quad \bar{Q}_{12} = Q_{12}(T-\bar{m}) \quad , \quad \bar{Q}_{22} = Q_{21}(T-\bar{m})$$

$$\bar{Q}_2 = R(T-\bar{m}) \quad , \quad \tilde{Q}_{11} = F^T(T-\bar{m})Q_1(\bar{m})F(T-\bar{m})$$

$$\tilde{Q}_{12} = F^T(T-\bar{m})Q_1(\bar{m})G(T-\bar{m}) \quad , \quad \tilde{Q}_{22} = G^T(T-\bar{m})Q_1(\bar{m})G(T-\bar{m})$$

$$Q_{13} = F^T(T-\bar{m})Q_{12}(\bar{m}) \quad , \quad Q_{23} = G^T(T-\bar{m})Q_{12}(\bar{m})$$

$$Q_{33} = Q_{21}(\bar{m}) \quad , \quad \tilde{Q} = \bar{m}R$$

(42-3-2)

که در آن $G(t)$ و $F(t)$ توسط معادله (۲-۳-۱۶) داده شده‌اند.

نظیر معادله (۲-۳-۳۳) ، $Q_{21}(t)$ ، $Q_{12}(t)$ و $Q_1(t)$ را می‌توان بصورت زیر بیان کرد :

$$Q_1(t) = \int_0^t F^T(\tau) Q F(\tau) d\tau$$

$$Q_{12}(t) = \int_0^t F^T(\tau) Q G(\tau) d\tau \quad (۲-۳-۴۳)$$

$$Q_{21}(t) = \int_0^t G^T(\tau) Q G(\tau) d\tau$$

بنابراین معادله (۲-۳-۴۱) را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$J_k = \bar{Z}^T(k) \hat{Q} \bar{Z}(k) + 2\bar{Z}^T(k) \hat{Q}_{12} U(k) + U^T(k) \hat{R} U(k) \quad (۲-۳-۴۴)$$

بنابراین شاخص عملکرد داده شده توسط معادله (۲-۳-۲۷) را می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$J_c = \sum_{k=0}^{\infty} [\bar{Z}^T(k) \hat{Q} \bar{Z}(k) + 2\bar{Z}^T(k) \hat{Q}_{12} U(k) + U^T(k) \hat{R} U(k)] \quad (۲-۳-۴۵)$$

در معادله (۲-۳-۴۵) ، زمانی که $l=1$ ، داریم :

$$\hat{Q}_{12} = \begin{bmatrix} Q_{13} \\ Q_{23} \end{bmatrix} \quad , \quad \hat{Q} = \begin{bmatrix} \bar{Q}_{11} + \tilde{Q}_{11} & \bar{Q}_{12} + \tilde{Q}_{12} \\ (\bar{Q}_{12} + \tilde{Q}_{12})^T & \bar{Q}_{22} + \tilde{Q}_{22} \end{bmatrix}$$

$$\hat{R} = R T + Q_{33} \quad (۲-۳-۴۶)$$

زمانی که $l>1$ ، داریم :

$$Q = \begin{bmatrix} \bar{Q}_{11} + \tilde{Q}_{11} & \bar{Q}_{12} + \tilde{Q}_{12} & Q_{13} & 0 \\ (\bar{Q}_{12} + \tilde{Q}_{12})^T & \bar{Q}_{22} + \tilde{Q}_{22} & Q_{23} & 0 \\ Q_{13}^T & Q_{23}^T & Q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad , \quad \hat{Q}_{12} = 0 \quad , \quad \hat{R} = R T$$

(۲-۳-۴۷)

بنابراین نیروی کنترل بهینه را می‌توان با استفاده از همان روش ارائه شده برای حالت $\bar{m} \neq 0$ محاسبه کرد. کنترل‌کننده بهینه حاصل دارای همان عبارت معادله (۳۶-۳-۲) است. این کنترل‌کننده بهینه نیز شامل ترکیبی خطی از 1 گام قبلی کنترل، بعلاوه گام‌کنونی برگشت‌پذیر حالت نیز است.

شبیه‌سازی عددی :

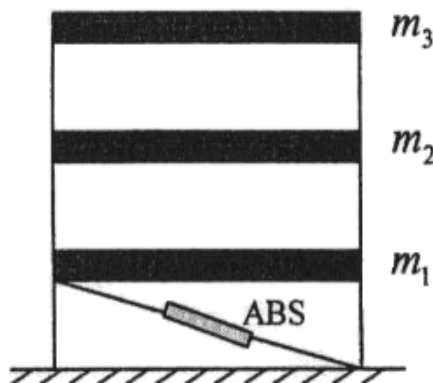
برای توصیف عملکرد و کارائی روش ارائه شده ، نتایج شبیه‌سازی برای یک ساختمان خطی در این قسمت بررسی می‌شود. یک مدل سه طبقه مطابق شکل (۱) در نظر گرفته می‌شود. جرم ، سختی و ضریب‌دمپینگ هر طبقه عبارتند از: $m_i=1000 \text{ kg}$ ، $k_i=980 \text{ kN/m}$ و $C_i=1.407 \text{ kNs/m}$ ($i=1\sim3$). فرکانسهای طبیعی سازه عبارتند از: 13.93 ، 39.02 ، 56.36 Rad/s . ضرایب‌دمپینگ عبارتند از: 0.01 ، 0.028 و 0.041 . ماتریس مدال نیز بصورت زیر تعریف شده است :

$$\begin{bmatrix} 0.4450 & 1 & -0.8019 \\ 0.8019 & 0.4450 & 1 \\ 1 & -0.8019 & -0.4450 \end{bmatrix}$$

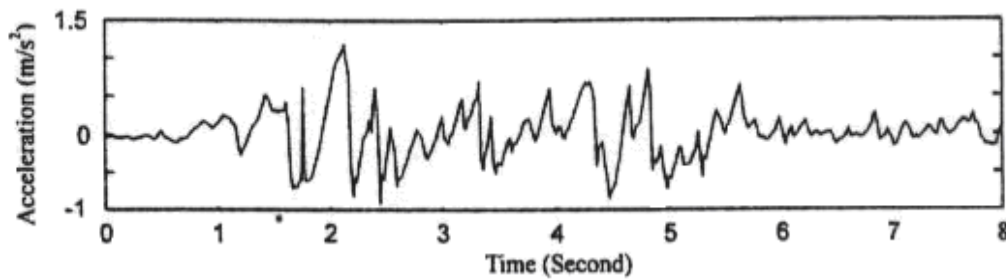
یک سیستم مهارفعال مطابق شکل (۱) در طبقه اول نصب شده است. زلزله‌السنتر و تیانجین بعنوان تحریک خارجی در نظر گرفته می‌شوند و به حداکثر شتاب 0.2 g و 0.12 همپایه شده‌اند. تاریخچه زمانی دو زلزله در شکل‌های (۲) و (۳) نشان داده شده است. ماتریس‌های وزن Q و R بصورت زیر انتخاب شده‌اند.

$$Q = \text{diag}([10^5, 10^4, 10^3, 1, 1, 1]) \quad \text{و} \quad R = 1.806 \times 10^{-10}$$

گام زمانی انتگرال‌گیری با استفاده از روش رانگ‌گوتا مرتبه چهارم 0.002 s است.



شکل ۱- مدل سازه

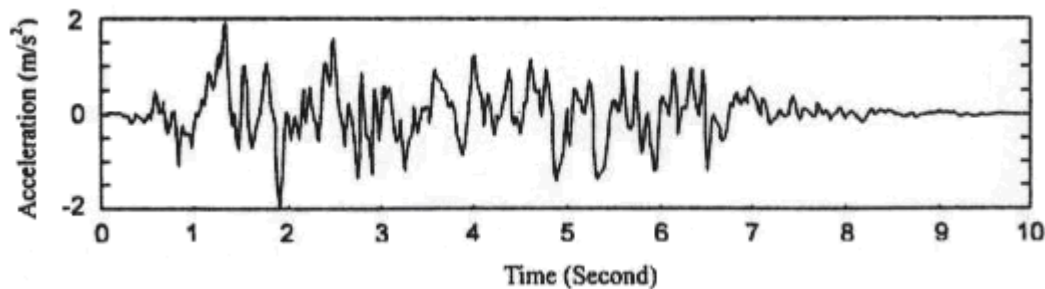


شکل ۲- تاریخچه زمانی زلزله السنترو

تعیین ماگزیمم تأخیر زمانی برای پایداری :

در این قسمت زلزله السنترو بعنوان تحریک خارجی در نظر گرفته می شود. برای تعیین ماگزیمم تأخیر زمانی پریدمونه گیری T ، برابر 0.002 s فرض می شود. زمانی که هیچ گونه تأخیر زمانی در کنترل وجود ندارد، یعنی $\lambda=0$ ، نیروی کنترل بهینه رامی توان با استفاده از شاخص عملکرد پیوسته زمانی، مطابق معادله (۲۶) محاسبه کرد:

$$U(k) = -10^7 * [1.7557 x_1(k) - 0.1321 x_2(k) + 0.0777 x_3(k) + 0.0420 \dot{x}(k) + 0.021 \dot{x}_2(k) + 0.0087 \dot{x}_3(k)]$$



شکل ۳- تاریخچه زمانی زلزله تیانجین

در این کنترل کننده، x_1, x_2, x_3 جابجایی هر طبقه و $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3$ سرعت نظیر طبقات هستند. با استفاده از روش ارائه شده برای کنترل سازه با تأخیر زمانی در کنترل، منحنی تغییرات ماگزیمم جابجایی طبقه، ماگزیمم شتاب مطلق کف طبقه و ماگزیمم نیروی کنترل مورد نیاز در مقابل تأخیر زمانی در شکل (۴) نشان داده شده است. از شکل (۴) مشاهده می شود، زمانی که تأخیر زمانی بسیار کوچک باشد ناپایداری اتفاق می افتد. ماگزیمم تأخیر زمانی برای پایداری در حدود 0.004 s است. به همین ترتیب ماگزیمم تأخیر زمانی برای پایداری

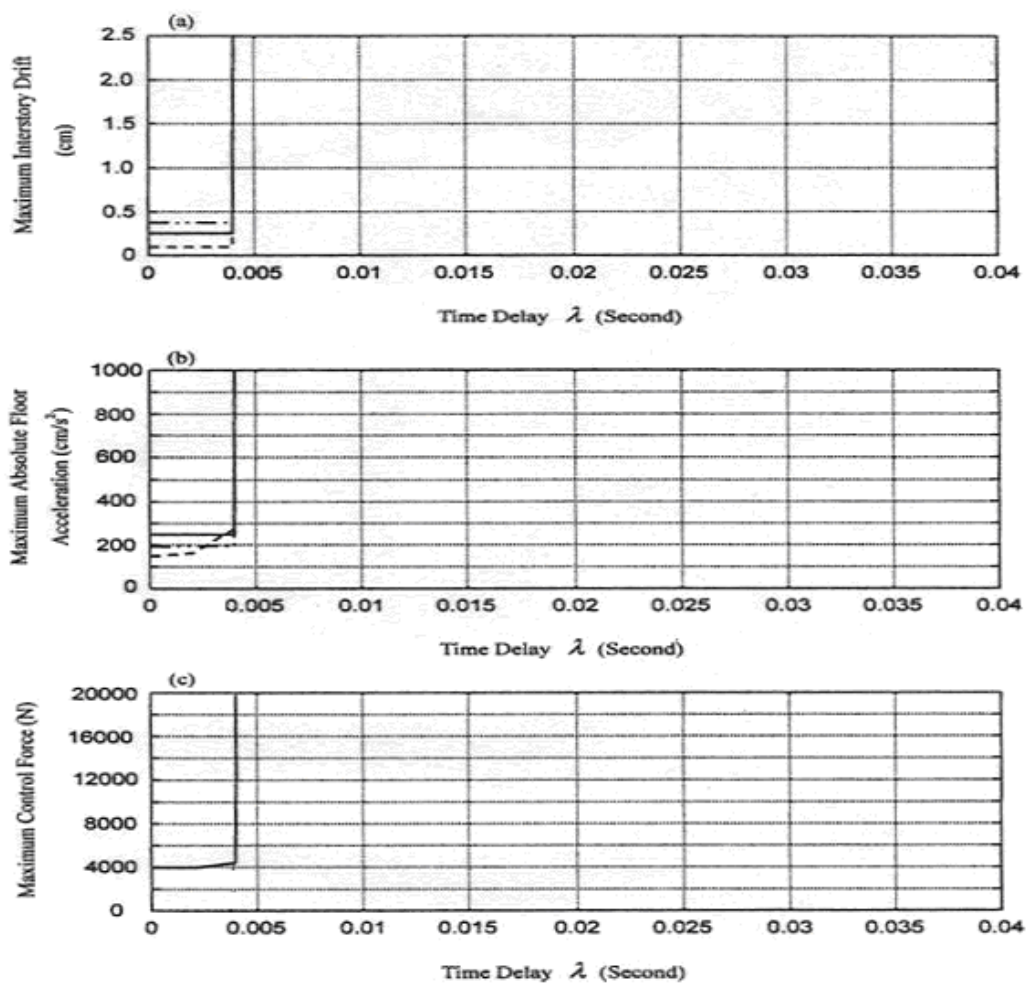
زمانی که زلزله تیانجین بعنوان ورودی تحریک استفاده شود ، قابل محاسبه است . منحنی تغییرات برای تعیین ماگزیمم تأخیر زمانی ، زمانی که زلزله تیانجین استفاده شود ، مشابه شکل (۴) است و در اینجا از ارائه آن صرف نظر شده است .

با این شبیه سازی عددی مشاهده می شود که تأخیر زمانی در سیستم های کنترل فعال ، زمانی که روش های کنترل فعال استفاده شوند ، می باید مورد توجه قرار گیرند . حتی تأخیر زمانی کوچک ، ممکن است باعث ناپایداری سازه کنترل شده گردد.

مقایسه اثر کنترل :

زلزله السنترو در این قسمت در نظر گرفته می شود . پرید نمونه گیری برابر $0.002s$ در نظر گرفته می شود . زمانی که کنترل کننده ارائه شده در تعیین ماگزیمم تأخیر زمانی برای کنترل سازه بدون تأخیر زمانی استفاده شود ، ماگزیمم جابجایی طبقات ، ماگزیمم شتاب مطلق طبقات و نیروی کنترل مورد نیاز در ستون ۴ و ۵ جدول ۱ بوسیله DLQR ارائه شده است . زمانی که تأخیر زمانی برابر $0.4s, 0.3s, 0.2s, 0.1s, 0.018s$ (یعنی $l = 9, 50$) ، $100, 150, 200$ و $\bar{m} \neq 0$ ، نتایج عددی با استفاده از روش کنترل ارائه شده در این قسمت در ستون های ۱۵-۶ جدول (۱) نشان داده شده است . مقادیر ماگزیمم پاسخ برای سیستم بدون کنترل در ستون ۲ و ۳ نشان داده شده است . زمانی که تأخیر زمانی برابر $0.399s, 0.319s, 0.259s, 0.199s, 0.119s, 0.059s, 0.019s$ (یعنی $l = 10$) ، $30, 60, 100, 130, 160, 200$ و $\bar{m} \neq 0.001$ ، در جدول ۲ نشان داده شده است . در محاسبات عددی جدول (۱) و (۲) ، شاخص عملکرد پیوسته زمانی J_c در طراحی کنترل کننده بهینه استفاده شده است . از جدول ۱ و ۲ می توان مشاهده کرد که روش کنترل ارائه شده نه تنها اثر خوبی در کاهش ماگزیمم پاسخ سازه دارد ، بلکه پایداری سازه کنترل شده را نیز تضمین می کند . نتایج عددی بیشتر نشان دهنده آنست ، زمانی که پرید نمونه گیری کوچک 0.002 استفاده شود ، تأثیر کنترل با استفاده از شاخص عملکرد گسسته J_d ، مطابق معادله (۲۱) ، تقریباً مشابه شاخص عملکرد پیوسته زمانی J_c است .

حالتی که پریدنمونه گیری برابر 0.02 s باشد، را در نظر می گیریم . شاخص های عملکرد پیوسته و گسسته در نظر گرفته می شوند . زمانی که تأخیر زمانی برابر 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6s است ، نتایج برای پاسخ



شکل ۴- مقادیر ماکزیمم پاسخ، نیروی کنترل و شتاب طبقات در مقابل تأخیر زمانی در دو حالت بدون تأخیر زمانی در سیستم کنترل و با تأخیر زمانی در کنترل: (a) ماکزیمم جابجایی طبقات : طبقه اول (---)، طبقه دوم (-.-)، طبقه سوم (---) کنترل و (b) ماکزیمم شتاب کف : طبقه اول (-.-)، طبقه دوم (-.-)، طبقه سوم (---) : و (c) نیروی کنترل ماکزیمم .

جدول ۱ - مقادیر ماگزیمم پاسخ تحت زلزله السنترو برای $T=0.02s$ و $(\ddot{x}_{ai} : cm/s^2, x_i : cm)$

Story	No Control		DLQR U=3920N		$\lambda=0.018s$ U=4293N		$\lambda=0.1s$ U=5497N		$\lambda=0.2s$ U=3799N		$\lambda=0.3s$ U=5216N		$\lambda=0.4s$ U=4006N	
	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$
1	1.37	323	0.10	150	0.11	232	0.38	220	0.51	364	0.56	357	0.69	195
2	1.04	487	0.37	192	0.43	243	0.58	266	0.46	218	0.67	281	0.57	230
3	0.61	599	0.25	246	0.31	301	0.41	401	0.28	278	0.43	423	0.38	377

ماگزیمم و نیروی کنترل مورد نیاز در ستون ۵ و ۱۶ جدول (۳) نشان داده شده است. در جدول ۳ شاخص عملکرد

بصورت PI نشان داده شده است. همچنین نتایج در ستون ۳ و ۴ جدول، مقادیر نظیر بر اساس روش DLQR

هستند. در استفاده از DLQR، پریود نمونه گیری $T=0.02s$ فرض شده است. تاریخچه زمانی مقادیر پاسخ

ماگزیمم و نیروی کنترل مورد نیاز در مقابل تأخیر زمانی در شکل ۵ نشان داده شده است. از جدول ۳ و شکل ۵

می توان مشاهده کرد زمانی که حتی تأخیر زمانی بزرگ در سیستم کنترل وجود داشته باشد، عملکرد روش کنترل

ارائه شده قابل قبول بوده و پایداری سازه کنترل شده تضمین می شود. تأثیر کنترل با استفاده از شاخص

عملکرد پیوسته زمانی مشابه شاخص عملکرد گسسته زمانی است.

جدول ۲ - مقادیر ماگزیمم پاسخ تحت زلزله السنترو برای $T=0.02s$ و $(\ddot{x}_{ai} : cm/s^2, x_i : cm)$

Story	$\lambda=0.019s$ U=4392N		$\Lambda=0.059s$ U=5029N		$\lambda=0.119s$ U=5294N		$\lambda=0.199s$ U=3816N		$\lambda=0.259s$ U=4558N		$\lambda=0.319s$ U=5213N		$\lambda=0.399s$ U=3886N	
	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$
1	0.11	260	0.25	297	0.43	187	0.51	365	0.50	255	0.60	359	0.69	194
2	0.43	251	0.54	322	0.58	222	0.46	220	0.57	295	0.67	265	0.56	226
3	0.31	307	0.42	410	0.37	365	0.28	279	0.39	283	0.41	404	0.38	368

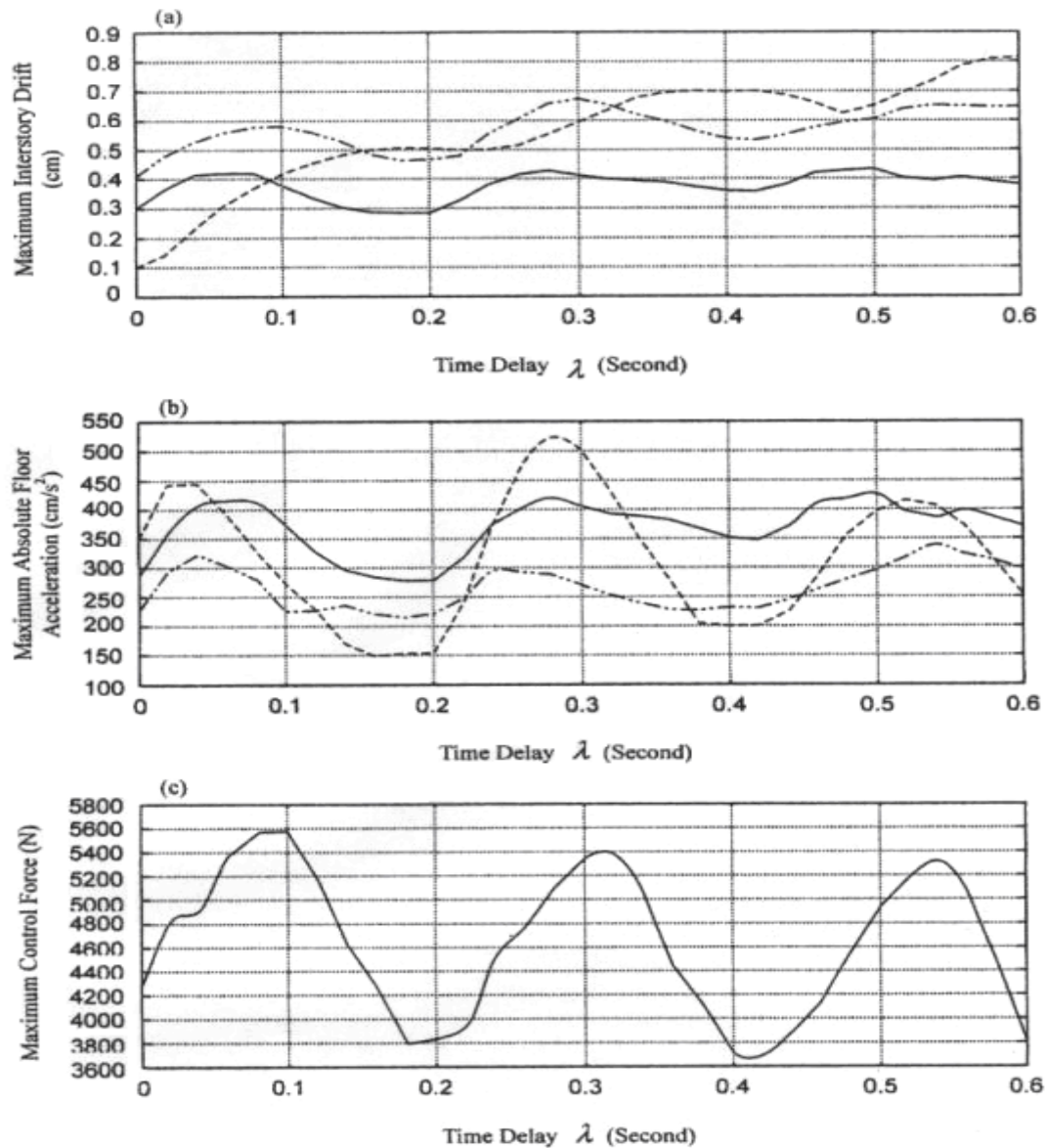
جدول ۳ - مقادیر ماگزیمم پاسخ تحت زلزله‌السنتر و برای $T=0.02s$ ($\ddot{x}_i : cm/s^2$, $\ddot{x}_{qi} : cm$)

PI	Story	DLQR		$\lambda=0.1s$		$\lambda=0.2s$		$\lambda=0.3s$		$\lambda=0.4s$		$\lambda=0.5s$		$\lambda=0.6s$	
		x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$
J_c	1	0.10	349	0.42	275	0.51	153	0.59	501	0.70	200	0.65	397	0.81	254
	2	0.41	228	0.58	226	0.47	221	0.67	270	0.54	231	0.60	297	0.64	296
	3	0.30	288	0.38	373	0.28	278	0.41	405	0.36	351	0.43	426	0.38	371
	U	4277N		5577N		3834N		5340N		3715N		4936N		3807N	
J_d	1	0.10	352	0.42	277	0.51	153	0.59	505	0.70	200	0.65	401	0.81	254
	2	0.41	228	0.58	226	0.47	221	0.67	270	0.54	232	0.60	297	0.64	296
	3	0.30	288	0.38	373	0.28	278	0.41	405	0.36	351	0.43	426	0.38	371
	U	4275N		5587N		3837N		5352N		3715N		4930N		3810N	

حالتی که پریدنمونه‌گیری بزرگ باشد، را در نظر بگیرید. s و 0.1 و $T=0.1s$ را فرض کنید. زمانی که $T=0.1s$ و $\lambda=0.1, 0.3, 0.5s$ ، ماگزیمم پاسخ و نیروی کنترل مورد نیاز در ستون ۵-۱۰ جدول ۴ نشان داده شده است. نتایج برای تأخیر زمانی $0.3, 0.6, 0.9s$ و پریدنمونه‌گیری $0.3s$ در ستون ۱۳-۱۸ نشان داده شده است. پاسخ‌نظیر با استفاده از روش DLQR در ستون ۳، ۴، ۱۱ و ۱۲ جدول ۴ نشان داده شده است. در استفاده از روش DLQR، پریدنمونه‌گیری برابر 0.1 و 0.3 انتخاب شده است. همانگونه که از جدول ۴ مشاهده می‌شود، ماگزیمم جابجایی طبقه و ماگزیمم شتاب مطلق با استفاده از شاخص‌های عملکرد پیوسته زمانی و گسسته زمانی یکسان است. به‌هر حال ماگزیمم نیروی کنترل مورد نیاز با استفاده از شاخص عملکرد گسسته زمانی بزرگتر از شاخص عملکرد پیوسته زمانی است.

چنانچه زلزله تیانجین بعنوان تحریک خارجی در نظر گرفته شود، همان نتایج بدست آمده برای زلزله‌السنتر و حاصل می‌شود. تحت زلزله تیانجین مقادیر پاسخ ماگزیمم و نیروی کنترل مورد نیاز در مقابل تأخیر زمانی برای

در شکل ۶ نشان داده شده است. هماگونه که از شکل ۶ مشاهده می شود، پایداری سیستم در طول زمان اعمال نیرو تأمین می شود.

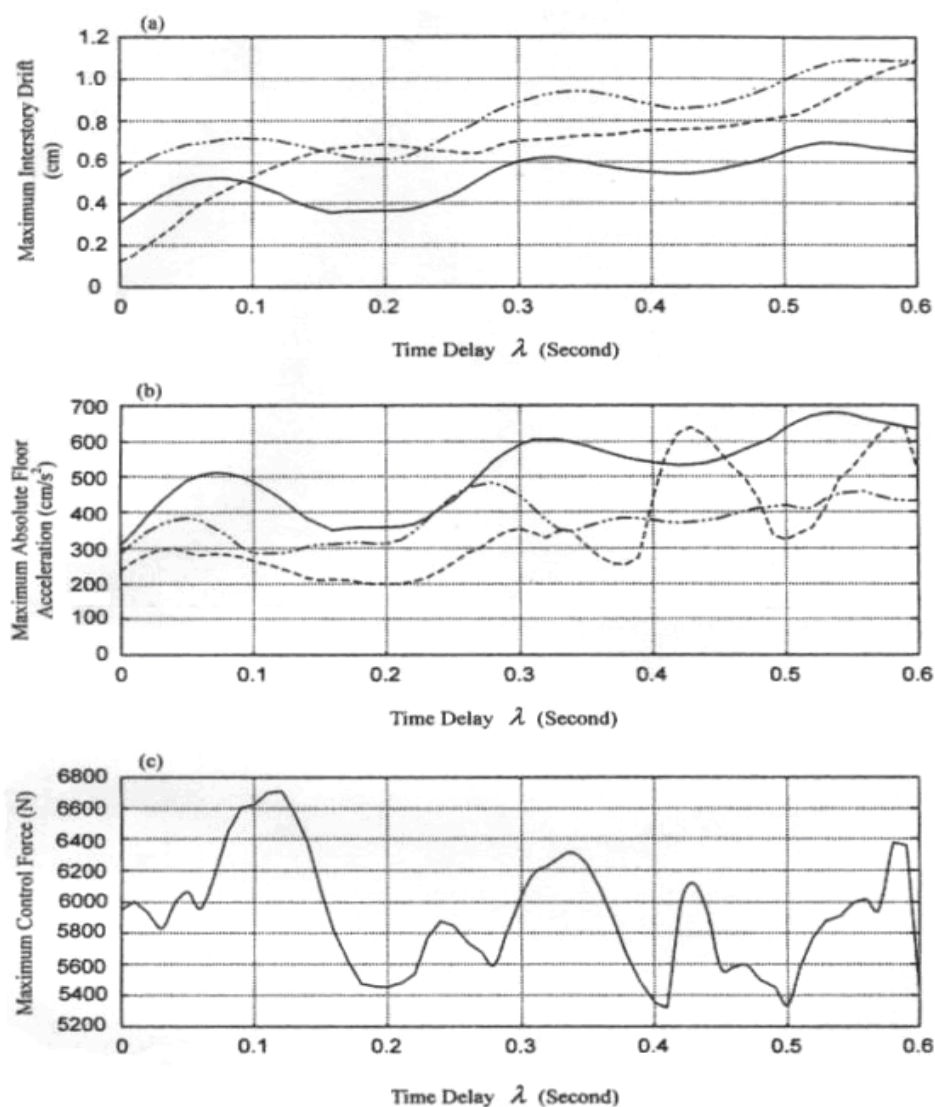


شکل ۵- مقادیر ماکزیمم پاسخ، نیروی کنترل و شتاب طبقات در مقابل تأخیر زمانی در دو حالت بدون تأخیر زمانی در سیستم کنترل و با تأخیر زمانی در کنترل: (a) ماکزیمم جابجایی طبقات: طبقه اول (---)، طبقه دوم (-.-)، طبقه سوم (---)؛ (b) ماکزیمم شتاب کف: طبقه اول (-.-)، طبقه دوم (-.-)، طبقه سوم (---)؛ و (c) نیروی کنترل ماکزیمم.

جدول ۴ - مقادیر ماکزیمم پاسخ تحت زلزله‌السنتروبرای $T=0.1s$ و $T=0.3s$ ($x_i:cm$, $\ddot{x}_{ai}:cm/s^2$)

PI	Story	T=0.1s								T=0.3s							
		DLQR		$\lambda=0.1s$		$\lambda=0.3s$		$\lambda=0.5s$		DLQR		$\lambda=0.3s$		$\lambda=0.6s$		$\lambda=0.9s$	
		x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$	x_i	$\ddot{x}$
J_c	1	0.43	353	0.50	288	0.76	273	0.88	251	0.59	287	0.55	175	0.55	175	0.85	201
	2	0.58	220	0.44	270	0.60	328	0.71	370	0.53	241	0.52	237	0.51	238	0.60	296
	3	0.43	562	0.43	426	0.56	545	0.48	470	0.29	286	0.30	290	0.29	286	0.37	370
	U	4044N		3901N		4237N		4003N		3538N		2743N		2688N		3025N	
J_d	1	0.36	365	0.48	277	0.72	322	0.85	332	0.47	393	0.48	0.43	0.51	204	0.74	361
	2	0.54	190	0.45	268	0.62	311	0.70	338	0.47	356	0.48	0.43	0.52	250	0.57	360
	3	0.66	642	0.44	429	0.62	607	0.57	550	0.20	191	0.21	0.43	0.26	255	0.35	340
	U	4932N		4333N		5064N		4890N		7090N		7143N		3684N		6296N	

از نتایج شبیه سازی فوق می توان نتیجه گرفت که از آنجایی که تأخیر زمانی در سیستمهای کنترل فعال وجود دارد ، از آن می توان جهت بهبود عملکرد کنترل استفاده کرد . از شکل ۵ و ۶ می توان نتیجه گرفت که تأخیر زمانی صحیح می تواند سبب بهبود تأثیر کنترل تحت هزینه کم کنترل شود . مانند حالت $\lambda \sim 0.2s$ و $\lambda \sim 0.4s$. بعلاوه نشان داده شد که تأخیر زمانی می تواند تأثیر کنترل قابل توجه ای در مقایسه با حالتی که تأخیر زمانی وجود نداشته باشد ، ایجاد کند . با این وجود هنوز نیاز به تحقیق بیشتری در این زمینه است .



شکل ۶- مقادیر ماکزیمم پاسخ، نیروی کنترل و شتاب طبقات در مقابل تأخیر زمانی در دو حالت بدون تأخیر زمانی در سیستم کنترل و با تأخیر زمانی در کنترل: (a) ماکزیمم جابجایی طبقات: طبقه اول (---)، طبقه دوم (-.-.-)، طبقه سوم (---) (b) ماکزیمم شتاب کف: طبقه اول (---)، طبقه دوم (-.-.-)، طبقه سوم (---)؛ و (c) نیروی کنترل ماکزیمم.

نتیجه‌گیری:

روش کنترل بهینه برای سازه‌های خطی تحریک‌شده توسط زلزله همراه با تأخیر زمانی در کنترل در این قسمت بررسی شد. کنترل‌کننده بهینه در دو حالت که تأخیر زمانی ضریبی صحیح از دوره نمونه‌گیری باشد یا خیر، طراحی شد. از آنجایی که کنترل‌کننده بهینه مستقیماً از معادله دیفرانسیلی حرکت سازه محاسبه شد و هیچگونه تقریب‌سازی در محاسبه آن صورت نگرفته است، پایداری سازه کنترل‌شده، تضمین می‌شود. بعلاوه روش برای تأخیر زمانی بزرگ نیز قابل کاربرد است. شاخص عملکرد پیوسته و گسسته زمانی در محاسبات استفاده شد. نتایج عددی نشان داد که روش کنترل ارائه‌شده پایداری سازه کنترل‌شده را تضمین می‌کند و همچنین نشان‌دهنده کاهش قابل توجه در پاسخ ماگزیمم سازه است. زمانی که پرید نمونه‌گیری کوچک باشد، تأثیر کنترل با استفاده از شاخص عملکرد پیوسته زمانی مشابه استفاده از شاخص عملکرد گسسته زمانی است. زمانی که پرید نمونه‌گیری بزرگ باشد، تأثیر کنترل برای پاسخ ماگزیمم سازه برای هر دو شاخص عملکرد نزدیک است. اما ماگزیمم نیروی کنترل مورد نیاز با استفاده از شاخص عملکرد گسسته زمانی در مقایسه با شاخص عملکرد پیوسته زمانی، بزرگتر است.

۲-۴- جبران اثر تأخیر زمانی با استفاده از مفهوم مکان هندسی ریشه‌ها :

مقدمه :

همانگونه که قبلاً اشاره شد به دلیل استفاده از سنسورها و عملگرها ، تأخیرات زمانی در سیستمهای کنترل فعال وارد می‌شوند . غالباً فکر می‌شود که تأخیرات زمانی اثر زیانباری بر روی پایداری و عملکرد سیستمهای کنترل شده دارند و تلاش زیادی در جهت حذف، جبران و یا بی‌اثر کردن اثر آنها صورت می‌گیرد. در این قسمت یک دیدگاه متفاوت را بررسی می‌کنیم و نشان می‌دهیم که با وارد کردن هدفمند تأخیرات زمانی در سیستمهای کنترل فعال ، می‌توان پایداری و عملکرد سیستمهای کنترل را بهبود بخشید . به عبارت دیگر بجای در نظر گرفتن اثرات مخرب تأخیرات زمانی می‌توانیم از وجود آنها بهره ببریم . مثلاً نشان خواهیم داد که می‌توان با معرفی صحیح تأخیرات زمانی ، سیستمهای کنترل غیر کالوکتد^۱ را که غالباً ناپایدار ناپایدار هستند ، پایدار ساخت . بنابراین از دیدگاه عملی ، تأخیرات زمانی می‌توانند بعنوان یک روش قابل اعتماد و ارزان برای بهبود عملکرد و پایداری سیستمهای کنترل بکار روند . و زمانی که مسئله ایمنی و اقتصاد سازه‌های بزرگ ، در معرض زلزله‌های قوی مطرح باشد ، غیر قابل انکار هستند .

۲-۴-۱- مفهوم تابع تبدیل سیستمهای خطی :

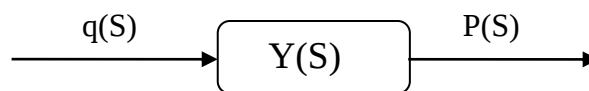
تابع تبدیل^۲ (تابع انتقال) یک سیستم خطی بصورت نسبت متغیر خروجی در فرم لاپلاس به متغیر ورودی به فرم لاپلاس تعریف می‌شود . تابع تبدیل یک سیستم یا یک عنصر رابطه‌ای است که دینامیک سیستم تحت بررسی را توصیف می‌کند . تابع تبدیل ممکن است فقط برای یک سیستم خطی، ایستا (پارامتر ثابت) تعریف شود . بعلاوه یک تابع تبدیل ، توصیفی از رفتار ورودی- خروجی یک سیستم است . بنابراین توصیف تابع

1- Non collocated

2- Transfer Function

تبدیل هیچگونه اطلاعاتی در مورد ساختار درونی سیستم و رفتار آن ارائه نمی‌کند. تابع تبدیل یک سیستم را می‌توان بفرم زیر نمایش داد :

$$Y(S) = \frac{P(S)}{q(s)}$$



شکل ۴-۱- نمایش تابع تبدیل

وقتی چندجمله‌ای مخرج ، $q(S)$ ، را برابر صفر قرار دهیم ، آن را معادله مشخصه می‌گویند . زیرا ریشه‌های این معادله مشخصه ، پاسخ زمانی سیستم را معین می‌نماید . ریشه‌های معادله مشخصه را قطب‌های سیستم نیز می‌گویند . همچنین ریشه‌های چندجمله‌ای صورت را صفرهای سیستم می‌خوانند . قطب‌ها و صفرها فرکانسهای بحرانی هستند .

۲-۴-۲- مفهوم ثبات سیستم‌های پسخوردی :

یک سیستم باثبات بصورت سیستمی با پاسخ محدود تعریف می‌شود . یعنی اگر سیستمی مرتبط به یک ورودی محدود یا ورودی مزاحم محدودی گردد و پاسخ نیز از لحاظ اندازه محدود باشد در اینصورت سیستم با ثبات است . بنابراین یک سیستم با ثبات ، سیستمی دینامیکی با پاسخی محدود به یک ورودی است .

مفهوم ثبات‌رانی توان باقرار دادن یک مخروط روی یک سطح افقی تشریح کرد . اگر مخروط روی قاعده‌اش قرارگیرد و ضربه کوچکی به آن وارد شود ، دوباره به حالت تعادل اولیه‌اش بازمی‌گردد. اگر مخروط روی ضلعش

قرار گیرد و کمی جابجا شود ، بدون آنکه نسبت به مکان توجه کند ، غلت می خورد . این وضعیت باثبات را بی تفاوت می نامند . از طرف دیگر ، اگر مخروط روی نوکش قرار گرفته ورها شود ، روی ضلعش می افتد . به این وضعیت ، وضعیت بی ثبات می گوییم .

در سیستم های خطی نیازهای ثبات ممکن است بر حسب مکان قطبهای تابع تبدیل حلقه بسته تعریف شود .

تابع تبدیل سیستم حلقه بسته به صورت زیر نوشته می شود :

$$T(s) = \frac{P(s)}{q(s)} = \frac{K \prod_{i=1}^M (s + z_i)}{s^N \prod_{k=1}^Q (s + \sigma_k) \prod_{m=1}^R [s^2 + 2\alpha_m s + (\alpha_m^2 + \omega_m^2)]}$$

که در آن $q(s) = \Delta t = 0$ معادله مشخصه ای است که ریشه هایش ، قطب های سیستم حلقه بسته است . پاسخ

خروجی برای یک ورودی ضربه وقتی $N=0$ باشد برابر است با :

$$y(t) = \sum_{k=1}^Q A_k e^{-\sigma_k t} + \sum_{m=1}^R B_m \left(\frac{1}{\omega_m} \right) e^{-\alpha_m t} \sin(\omega_m t + \theta_m)$$

که A_k و B_m ثابت هایی هستند که به σ_m ، α_k ، k ، z_i ، ω_m بستگی دارند . برای بدست آوردن یک

پاسخ محدود ، ریشه های سیستم حلقه بسته باید در سمت چپ صفحه S قرار گیرند . بنابراین شرط لازم و

کافی برای ثبات یک سیستم پس خوردی این است که قطب های تابع تبدیل سیستم دارای مقدار حقیقی

منفی باشند . بنابراین هرگاه سیستم دارای قطب های سمت چپ نباشد ، گوییم سیستم بی ثبات است .

۲-۴-۳- مفهوم مکان هندسی ریشه‌ها :

همانطور که اشاره شد ، رفتار دینامیکی یک سیستم کنترل حلقه- بسته با تابع تبدیل حلقه- بسته

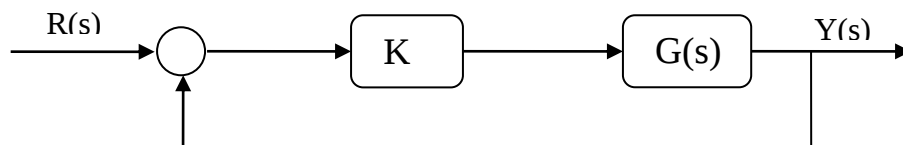
توصیف می‌شود :

$$T(S) = \frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{P(S)}{q(s)}$$

که $q(s)$ و $p(s)$ چند جمله‌ای‌هایی از S هستند و ریشه‌های معادله مشخصه $q(s)$ نوع پاسخ سیستم را

معین می‌کنند . برای سیستم تک حلقه ساده شکل زیر ، معادله مشخصه زیر را داریم :

$$1+K*G(s)=0$$



شکل ۲-۴- سیستم کنترل حلقه بسته با یک پارامتر متغیر K

که در رابطه فوق K یک پارامتر متغیر است و $G(s)$ تابع انتقال سیستم است .

مکان هندسی ریشه‌ها مسیری است از ریشه‌های معادله مشخصه در صفحه s که درازای تغییر یک پارامتر

سیستم (بهره) ترسیم می‌شود .

همانگونه که اشاره شد رفتار یک سیستم پسخوردی بر حسب مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه در

صفحه S قابل توصیف است . عبارت بهتر پاسخ یک سیستم پسخوردی حلقه بسته را با انتخاب مناسب یک یا

چند پارامتر می‌توان طوری تنظیم کرد تا به یک رفتار مطلوب دست یافت .

گراف مکان هندسی ریشه‌ها که از تغییر یک پارامتر سیستم بدست می‌آید را نمودار مکان هندسی ریشه‌ها

می‌گویند .

ثبات نسبی و رفتار گذرای یک سیستم کنترل حلقه بسته مستقیماً به مکان‌هندسی ریشه‌های حلقه بسته معادله مشخصه در صفحه S مرتبط است. اغلب لازم است یک یا چند پارامتر سیستم را تنظیم کنیم تا مکان هندسی ریشه مناسبی حاصل شود. بنابراین مفید است مکان‌هندسی ریشه‌ها را در صفحه S در ازای تغییر یک پارامتر ترسیم کنیم.

روش مکان هندسی ریشه‌ها اطلاعاتی گرافیکی فراهم می‌کند و بنابراین یک ترسیم تقریبی را برای تهیه اطلاعات در مورد ثبات و رفتار سیستم انجام می‌دهد. اگر مکان هندسی ریشه‌ها رضایت بخش نباشد، تنظیم‌های لازم برای پارامتر به راحتی در مکان‌هندسی ریشه‌ها امکان‌پذیر است.

مراحل ترسیم مکان‌هندسی ریشه‌ها با کمک مطلب :

برای این کار مراحل زیر را طی می‌کنیم :

۱- معادله مشخصه را به فرم معادله زیر می‌نویسیم. که در آن k پارامتر موردنظر است.

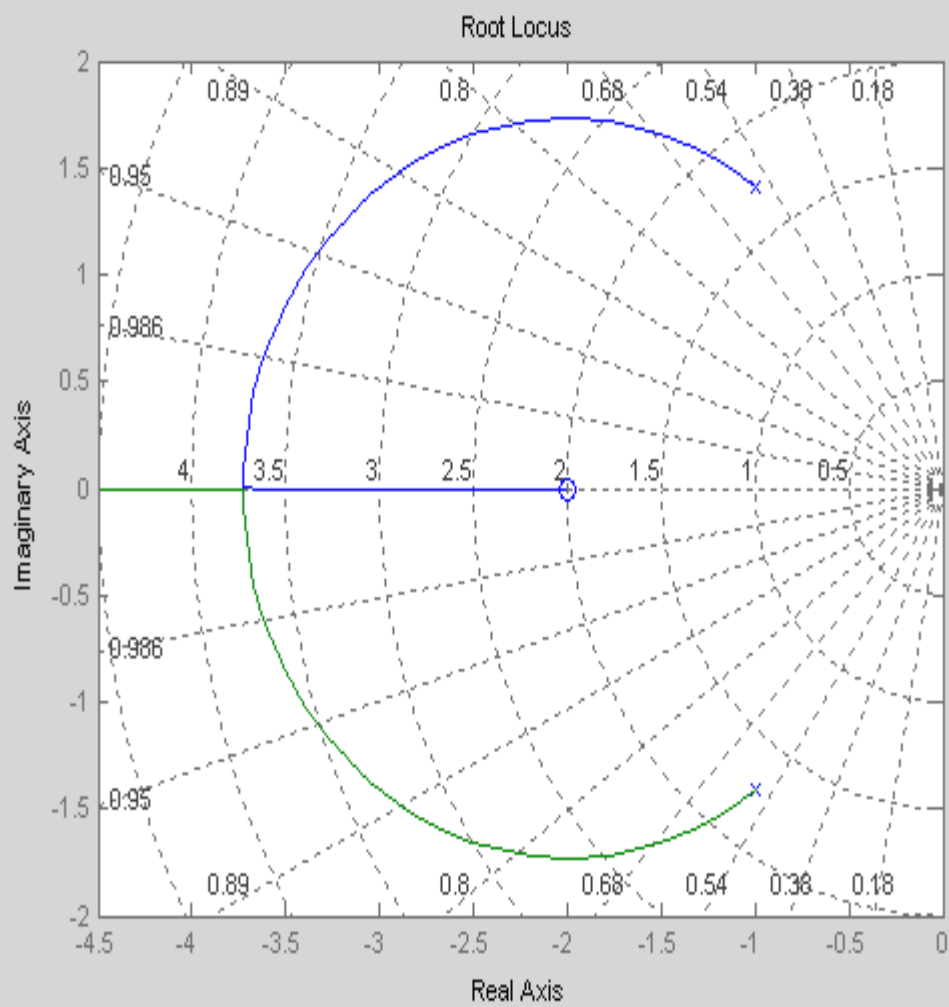
$$1 + K * G(s) = 0$$

۲- از تابع $rlocus$ برنامه مطلب برای تولید نمودار مورد نظر استفاده می‌کنیم.

مثال : نمودار مکان‌هندسی ریشه‌های معادله زیر را ترسیم کنید.

$$1 + K \frac{S + 2}{S^2 + 2S + 3} = 0$$

در شکل (۳-۴) نمودار فوق رسم شده است.



شکل ۴-۳- نمودار مکان هندسی قطبهای حلقه- بسته

۴-۴-۲- جبران اثر تأخیر زمانی با استفاده از مفهوم مکان هندسی ریشه ها :

در این حالت تأخیر زمانی بصورت تأخیر ورودی - خروجی یک سیستم فرضی نشان داده می شود. تابع انتقال چنین سیستمی $\exp(-sT)$ است. که پارامتر T تأخیر زمانی است. سپس سیستم فرضی فوق به سیستم سازه ای اضافه شده و مکان هندسی ریشه های معادله جدید ترسیم می شود. بنابراین می توانیم معادله مشخصه زیر را بنویسیم :

$$1 + K * \exp(-sT) * G(s) = 0$$

تابع انتقال $\exp(-sT)$ را در فرم یک تابع جبری مناسب بصورت زیر بسط می دهیم :

$$e^{-sT} = \frac{1 - \frac{T}{2}S}{1 + \frac{T}{2}S} \quad \rightarrow \quad e^{-sT} = \frac{2 - TS}{2 + TS}$$

$$1 + K * \frac{2 - TS}{2 + TS} * G(S) = 0$$

اکنون می توان با معرفی یک تأخیر زمانی در سیستم کنترل و ترسیم نمودار مکان هندسی ریشه ها ثبات سیستم را بررسی کرد .

۲-۴-۵- سیستمهای سازه‌ای میراشده کلاسیک :

همانگونه که قبلاً اشاره شد معادله دینامیکی یک سیستم سازه‌ای میراشده کلاسیک خطی را می‌توان بصورت نوشت :

$$M\ddot{x}(t) + C\dot{x}(t) + Kx(t) = g(t) \quad \text{و} \quad \dot{x}(0) = 0 \quad \text{و} \quad x(0) = 0 \quad (۱)$$

که در معادله فوق M و C و K بترتیب ماتریسهای جرم، استهلاک و سختی است. تابع نیرو بوسیله بردار n بعدی $g(t)$ داده شده است.

از آنجایی که سیستم میراشده کلاسیک است، می‌توان آنرا بفرم سیستم قطری تبدیل کرد :

$$\ddot{Z}(t) + \Xi \dot{Z}(t) + \Lambda Z(t) = T^T M^{-1/2} g(t) \quad \text{و} \quad \dot{Z}(0) = 0 \quad \text{و} \quad Z(0) = 0$$

که در معادله فوق داریم :

$$\Xi = \text{diag}(2\xi_1, 2\xi_2, \dots, 2\xi_n) \quad \text{و} \quad \Lambda = \text{diag}(\lambda_1^2, \lambda_2^2, \dots, \lambda_n^2)$$

و ماتریس $T = [t_{ij}]$ ماتریس متعامد بردارهای ویژه $M^{-1/2} K M^{-1/2}$ است. اگر از طرفین معادله تبدیل

$$\tilde{X}(s) = M^{-1/2} T \Theta T^T M^{-1/2} \tilde{g}(s) \quad \text{لاپلاس گرفته شود :}$$

که در معادله فوق داریم :

$$\Theta = \text{diag}((s^2 + 2\xi_1 s + \lambda_1^2)^{-1}, (s^2 + 2\xi_2 s + \lambda_2^2)^{-1}, \dots, (s^2 + 2\xi_n s + \lambda_n^2)^{-1})$$

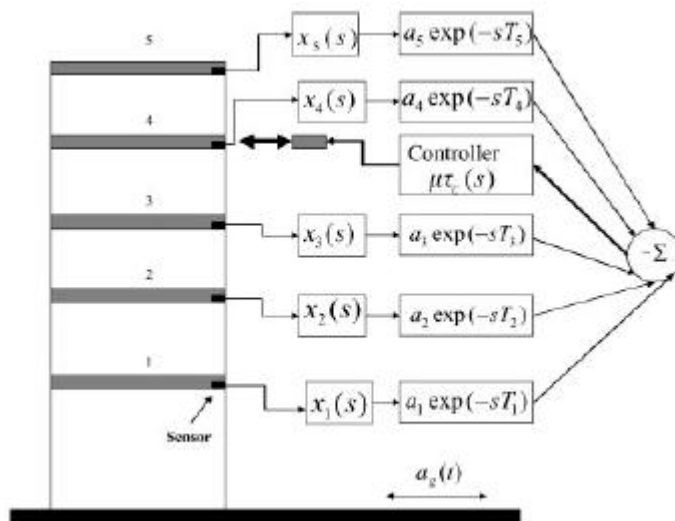
کنترل برگشت‌پذیر از یک ترکیب خطی از p پاسخ $x_{sk}(t)$ و $k = 1, 2, \dots, p$ تغذیه می‌شود. که پاسخ‌ها

دارای تأخیر زمانی T_{sk} هستند. عملگر یک نیرو به سازه وارد می‌کند که تحت تأثیر j معادله، معادله (۱)

است. اگر $j \in \{s_k : k = 1, 2, \dots, p\}$ سنسور و عملگر کالوکتد هستند. و اگر $j \notin \{s_k : k = 1, 2, \dots, p\}$

سنسور و عملگر غیر کالوکتد هستند. سیستم کنترل بکار رفته برای یک ساختمان برشی در شکل (۴-۴)

نشان داده شده است. اکنون می‌توان با ترسیم نمودار مکان هندسی ریشه قطبهای حلقه- بسته پایداری



شکل ۴-۴- سازه باقاببرشی و سیستم کنترل

سیستم را بررسی کرد .

مثال ۱ :

نتایج عددی برای سازه برشی پنج درجه آزادی نشان داده شده در شکل (۴-۴) بررسی می شود . جرم و

سختی هر طبقه بترتیب ۱ و ۱۶۰۰ (در واحد SI) فرض می شوند .

در قسمت اول مثال کنترل کالوکتد با وبدون تأخیر زمانی بررسی می شود . کنترل کننده و سنسور در طبقه

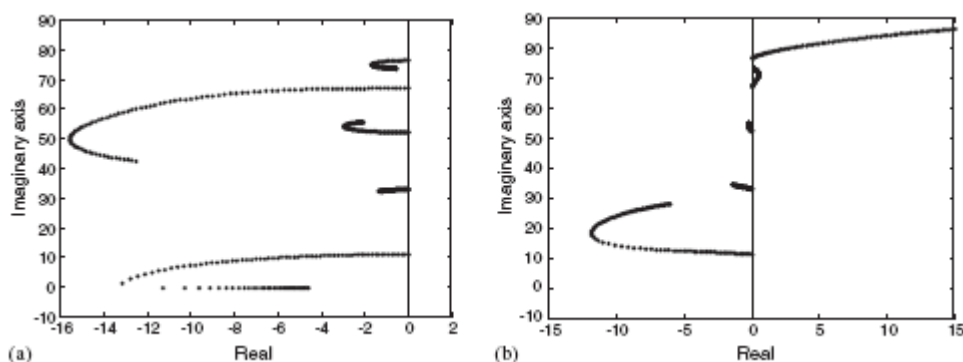
چهارم کالوکتد هستند . شکل (۴-۵-۵) مکان هندسی ریشه ها را بدون تأخیر زمانی نشان می دهد . ($T_4=0$)

همانطور که انتظار می رود از آنجایی که قطبهای تابع تبدیل دارای قسمت حقیقی منفی هستند ، سیستم

پایدار است . شکل (۴-۵-۵) مکان هندسی ریشه قطبهای حلقه- بسته با تأخیر زمانی ($T_4=0.025$) را نشان

می دهد . همانگونه که مشاهده می شود معرفی یک تأخیر زمانی کوچک باعث ناپایداری سیستم شده است .

در قسمت دوم این مثال ، کنترل غیر کالوکتد سازه با و بدون تأخیر زمانی بررسی می شود . عملگر در

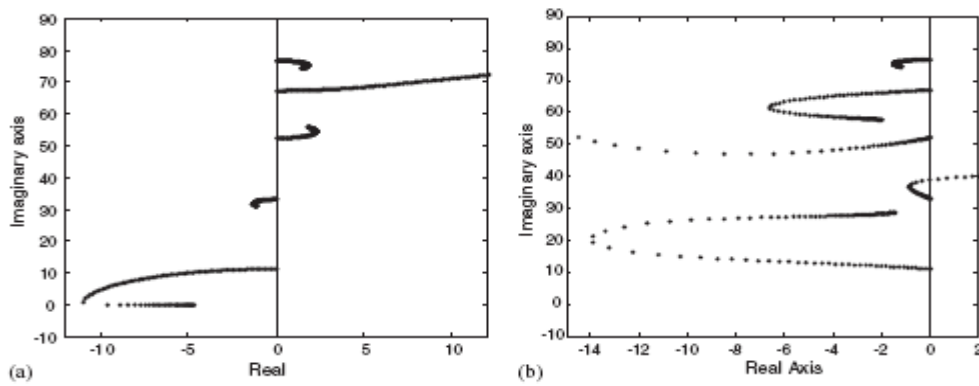


شکل ۴-۵ مکان هندسی ریشه قطبهای حلقه بسته برای کنترل کالوکتد باو بدون تأخیر زمانی با

$$T_4=0.025s \text{ (b)}, T_4=0s \text{ (a)}, J=4, s_1=4$$

طبقه چهارم قرار گرفته است و از سیگنال سرعت از طبقه پنجم تغذیه می شود. شکل (۴-۶-۱) مکان هندسی ریشه سیستم حلقه- بسته بدون تأخیر زمانی ($T_5=0$) و ($j=4, S_1=5$) را نشان می دهد. همانگونه که مشاهده می شود از آنجایی که قطبهایی در سمت راست پلان وجود دارد، سیستم ناپایدار است. اما همانگونه که از شکل (۴-۶-۲) مشاهده می شود معرفی یک تأخیر زمانی کوچک از قبیل $T_5=0.04$ باعث شده که قطبهای حلقه- بسته در سمت چپ نمودار مکان هندسی ریشه ها قرار گیرند و سبب پایداری بهتر سیستم می شود. نتایج در شکل (۴-۶-۲) نشان داده شده است. این مثال نشان می دهد که با معرفی مناسب تأخیر زمانی امکان پایداری یک سیستم که بدون تأخیر زمانی ناپایدار است، وجود دارد.

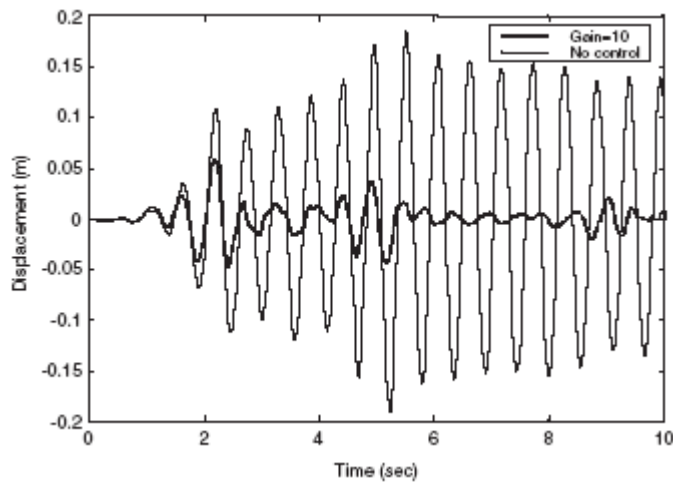
شکل (۴-۷) تاریخچه زمانی جابجایی جرم پنجم نسبت به پایه را تحت زلزله امپریال سال ۱۹۴۰ نشان می دهد. پاسخ سازه بصورت عددی با استفاده از روش رانگ کوتا مرتبه چهارم محاسبه شده است. تاریخچه زمانی پاسخ برای ۱۰ ثانیه اول محاسبه شده است. پاسخ برای سیستم بدون کنترل (بهره برابر صفر) و بهره برابر ۱۰ واحد با استفاده از کنترل سرعت غیر کالوکتد با $T_5=0.04 s, J=4, s_1=5$ نشان داده شده است.



شکل ۴-۶- مکان هندسی ریشه قطبهای حلقه بسته برای کنترل غیرکالوکتد باو بدون تأخیر زمانی با

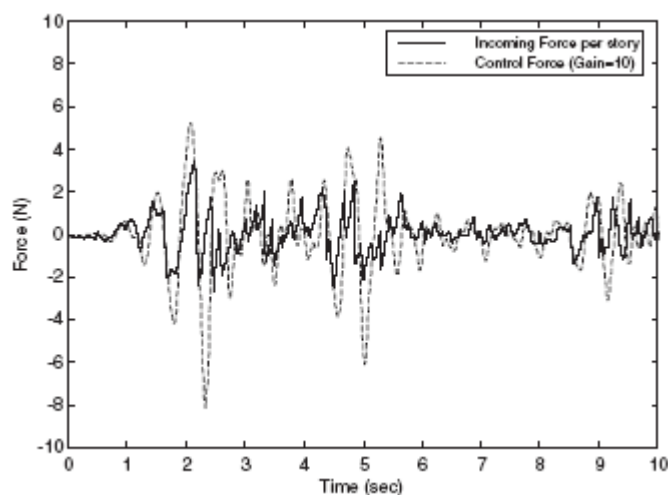
$$T_5=0.04 \text{ s (b)}, T_5=0 \text{ s (a)}, J=4, s_1=5$$

شکل (۴-۷) نشان می‌دهد که با استفاده از تأخیر زمانی برگشتی سرعت، جابجایی جرم پنجم بسیار کمتر از جابجایی جرم، زمانی که کنترل استفاده نشود، می‌باشد.



شکل ۴-۷- جابجایی نسبی جرم ۵ برای کنترل غیرکالوکتد سرعت ($T_5=0.04 \text{ s}$, $J=4$, $s_1=5$)

شکل (۴-۸) تاریخچه زمانی نیروی وارده به طبقه و نیروی کنترل مورد نیاز برای بهره کنترل ۱۰ واحد را نشان می‌دهد. برای توصیف توانایی سیستم، نتایج عددی حساسیت قطبهای سیستم حلقه بسته به تغییرات جرم، سختی و تأخیر زمانی در قسمت بعد ارائه می‌شود.

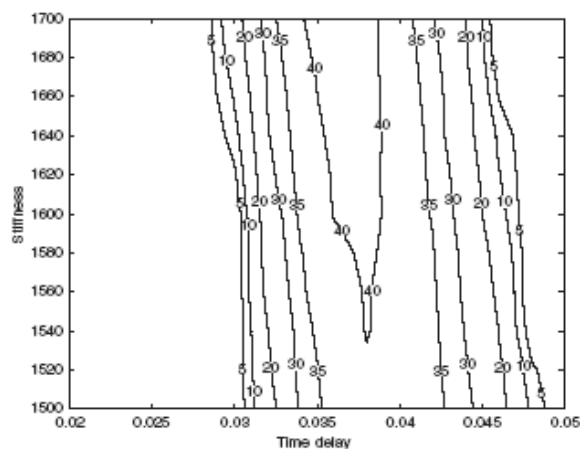


شکل ۴-۸- تاریخچه زمانی نیروی کنترل و نیروی اعمال شده به طبقه ($T_s=0.04$ s , $J=4$, $s_1=5$)

حساسیت و پایداری به پراکندگی پارامترها :

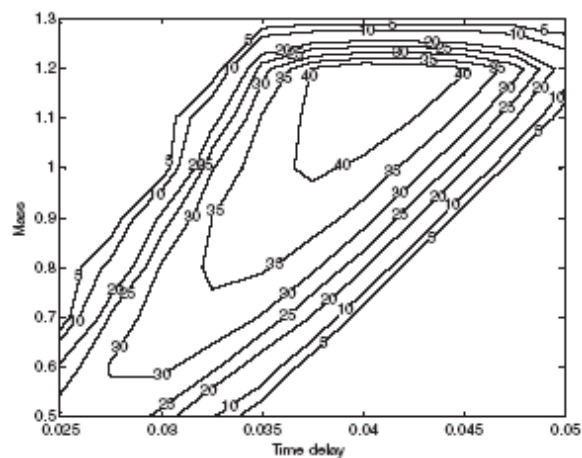
همواره نوعی عدم قطعیت در مورد مقادیر صحیح پارامترهای سیستم وجود دارد. عدم قطعیت ممکن ناشی از عدم توانایی در اندازه‌گیری صحیح پارامترهای سیستم باشد. همچنین ممکن است ناشی از تغییرات پارامترهای سیستم بدلیل خستگی و غیره باشد. تغییر در پارامترهای سیستم منجر به تغییر در قطبهای حلقه بسته می‌شود. که آن نیز به نوبه خود منجر به تغییر در عملکرد سیستم می‌شود. بعلاوه نشان داده شده است که با معرفی هدفمند تأخیرات زمانی در سیستمهای کنترل غیر کالوکند، می‌توان سبب پایداری آنها شد. بنابراین ارزیابی حساسیت چنین تکنیک کنترل به عدم قطعیت در تأخیرات زمانی مهم است.

این حساسیتها برای سازه ساختمانی با قاب برشی نشان داده شده در شکل (۴-۴) بررسی می شود. نتایج کنترل غیرکالوکتد ، که عملگر در طبقه چهارم نصب شده واز سنسور در طبقه پنجم تغذیه می شود ، بررسی می شود . با تغییر پارامترهای سختی (یا جرم) و تأخیر زمانی، تغییرات ماگزیمم بهره برای پایداری سیستم بدست می آید . بهره ماگزیمم برای پایداری بصورت عددی محاسبه شده ، وبزرگترین بهره ای است که پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین می کند . نتایج توسط نمودار در شکل (۴-۹) ارائه شده است .



شکل ۴-۹ - حساسیت بهره ماگزیمم برای پایداری به تغییرات در سختی و تأخیر زمانی

در شکل (۴-۹) سختی و تأخیر زمانی متغیر هستند و جرم (۱ واحد SI) ثابت است . حساسیت به تغییرات



شکل ۴-۱۰ - حساسیت بهره ماگزیمم برای پایداری به تغییرات در جرم و تأخیر زمانی و سختی برابر ۱۶۰۰

جرم و تأخیر زمانی در شکل (۴-۱۰) نشان داده شده است. سختی دارای مقدار ثابت ۱۶۰۰ واحد است. هردو شکل یک وابستگی پیوسته بهره ماگزیمم برای پایداری بر روی انتخاب پارامترها را نشان می‌دهند. شکلها (۴-۹ و ۱۰) نشان می‌دهند که کنترل غیرکالوکند پایدار با انتخاب مناسب تأخیرات زمانی حتی در صورت وجود عدم قطعیت در پارامترهای مدل، امکان‌پذیر است.

نتیجه‌گیری:

در این قسمت کنترل تأخیر زمانی سیستمهای سازه‌ای را از دیدگاهی متفاوت بررسی کردیم. نشان داده شد که معرفی هدفمند تأخیرات زمانی می‌تواند پایداری و عملکرد سیستمهای کنترل شده را بهبود بخشد. ترجیحاً بجای تلاش برای تشکیل طرحهای پیچیده برای حذف، جبران و یا بی‌اثر کردن تأخیرات زمانی، می‌توانیم از وجود آنها بهره ببریم. و دارای مزایای خوبی هستند. این موضوع، از آن جهت که تأخیرات زمانی در سیستمهای کنترل وارد می‌شوند، بسیار مهم است. بعلاوه نشان داده شد که چنین الگوریتم کنترلی نسبت به عدم قطعیت در پارامترهای مدل و عدم قطعیت در بکاربردن خود تأخیر زمانی بسیار پایدار است.

نتایج برای سیستمهای کنترل میراشده کلاسیک بررسی شد و نشان داده شد که با اعمال محدودیتهایی بر روی قطبهای سیستم حلقه- بسته و با انتقال آنها به سمت چپ نمودار مکان هندسی ریشه، امکان پایداری سیستمهای کنترل حلقه- بسته وجود دارد. همچنین نشان داده شد که کنترل غیرکالوکند که در غیاب تأخیر زمانی ناپایدار است، را می‌توان با معرفی مناسب تأخیرات زمانی، پایدار ساخت. همچنین نتایج نشان دهنده آنست که حتی تحت پراکندگی قابل توجه پارامترهای سیستم، سیستم پایدار باقی می‌ماند.

بنابراین با وارد کردن هدفمند تأخیرات زمانی کوچک، امکان بهبود پایداری و عملکرد سیستمهای کنترل وجود دارد. بنابراین روش ارائه شده، می‌تواند به عنوان یک روش ارزان، قابل اعتماد و ساده برای بهبود

عملکرد سیستمهای کنترل نصب شده قبلی ، بکاررود . بنابراین پایداری و عملکرد سیستمهای کنترل فعال که قبلاً در سازههای ساختمانی نصب شده اند ، را می توان با وارد کردن تأخیرات زمانی در حلقه برگشت پذیر بهبود بخشید . این کار، روش فوق را از نظر ایمنی و اقتصادی برای سیستمهای سازه ای در معرض زلزله های قوی بسیار جذاب می سازد .

۲-۵ - جبران اثر تأخیر زمانی با روش اسمیت^۱:

در این قسمت یک روش بسیار مؤثر برای جبران اثر تأخیر زمانی ارائه می‌شود و عملکرد آن برای کنترل فعال سازه‌های مهندسی عمران بررسی می‌شود.

فرمول‌سازی مسئله:

همانطور که اشاره شد معادله حرکت یک سیستم n درجه آزادی که در معرض شتاب افقی زمین $\ddot{x}_0$

قرار دارد، را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$M\ddot{X}(t) + C\dot{X}(t) + KX(t) = HV(t) + \xi \ddot{x}_0(t) \quad (2-5-1)$$

در معادله فوق بردار $X(t)$ بردار n بعدی شامل جابجایی طبقات است. ماتریسهای K و C و M بترتیب ماتریسهای سختی، استهلاک و جرم سازه هستند. بردار $V(t)$ ، بردار r بعدی نیروهای کنترل وارد بر سازه و ماتریس H ، بیان‌کننده موقعیت کنترل‌کننده و ξ بردار اثر تحریک زلزله است. در فضای حالت معادله (2-5-1) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{Z}(t) = AZ(t) + BV(t) + E(t) \quad \text{و} \quad Z(0) = Z_0 \quad (2-5-2)$$

$$Z(t) = \begin{bmatrix} X(t) & \dot{X}(t) \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -M^{-1}H \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad E(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1}\xi \ddot{x}_0(t) \end{bmatrix}$$

که در معادله فوق $Z(t)$ بردار حالت $2n$ بعدی حالت سازه است.

برای معادله سیستم فوق، بردار خروجی $y(t)$ را می‌توان بصورت زیر تعریف کرد:

$$y(t) = C^* z(t) \quad (2-5-3)$$

در معادله فوق ماتریس $(C_m^* \cdot 2n)$ ، ماتریس رویت‌پذیری است و m تعداد سنسورها است.

1-Smith's predictor Compensation Method

در کنترل سازه، یک نیروی کنترل ایده‌آل $U(t)$ برای محاسبه نیروی کنترل بر اساس خروجی اندازه‌گیری شده محاسبه می‌شود. به هر حال به دلیل اثر تأخیر زمانی نیروی کنترل واقعی $V(t)$ وارد بر سازه ممکن است از نیروی کنترل ایده‌آل متفاوت باشد. اکنون یک کنترلر برگشت‌پذیر خطی ایده‌آل را بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$U(t) = -G * y(t) \quad (۴-۵-۲)$$

در عمل سیستم دینامیکی وابسته به یک تأخیر زمانی β است. بنابراین نیروی کنترل $V(t)$ وارد بر سازه در زمان t از نیروی کنترل ایده‌آل به دلیل تأخیر زمانی متفاوت است:

$$V(t) = U(t-\beta) = -G * y(t-\beta) \quad (۵-۵-۲)$$

اگر کنترل غیرهمزمان فوق بکار رود، پایداری سیستم حلقه بسته در معادله (۲-۵-۲) تضمین نمی‌شود و پایداری سازه کنترل شده ممکن است به یک سطح غیرقابل قبول کاهش یابد. در این قسمت یک روش دیگر جبران تأخیر زمانی برای سیستم با معادله حالت (۲-۵-۲) ارائه می‌شود.

اسمیت با مقایسه توابع انتقال سیستم‌های حلقه بسته با تأخیر زمانی و بدون تأخیر زمانی، یک روش جدید جبران تأخیر زمانی ارائه کرد که به روش پیش‌بینی اسمیت معروف است.

برای سیستم در معادله (۲-۵-۲) با $V(t) = U(t-\beta)$ ، تابع انتقال را می‌توان بصورت زیر نوشت:

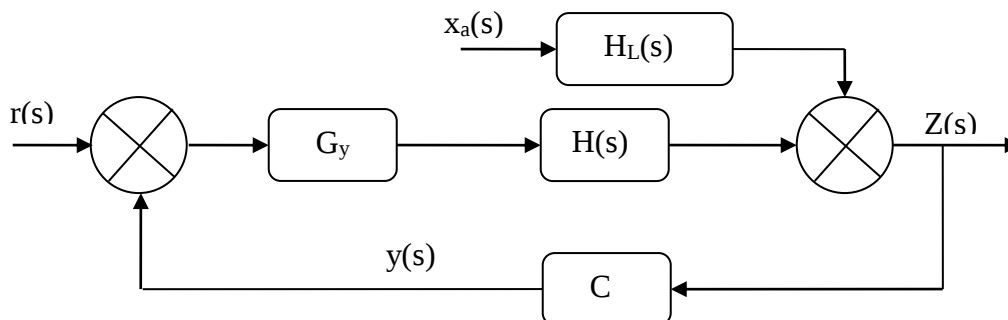
$$y(s) / U(s) = H_p(s) = CH(s)Be^{-S\beta} \quad \text{و} \quad H(s) = (SI - A)^{-1}$$

برای سیستم ایده‌آل یعنی $\beta = 0$ نمودار برای سیستم حلقه بسته در شکل (۱) نشان داده شده است. که در

آن $x_a(s)$ و $r(s)$ بترتیب تبدیل لاپلاس ورودی و شتاب زمین هستند و $H_L(s) = H(s) * E$.

تابع تبدیل حلقه بسته از نمودار شکل (۱) برای سیستم کنترل بدون آشفتگی $x_a(s)$ را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$M(S) = y(S)/r(S) = [I + CH(S)G]^{-1}CH(S)G \quad (۶-۵-۲)$$



شکل ۱- بلوک دیاگرام حلقه - بسته‌ایده‌آل

اکنون فرض کنیم که یک جبران کننده $\bar{G}(S)$ طوری طراحی شود که : برای سیستم تأخیر زمانی

$$U(S) = \bar{G}(S)y(S)e^{-S\beta} \quad (۷-۵-۲)$$

تابع تبدیل حلقه بسته برای سیستم تأخیر زمانی با جبران کننده $\bar{G}(S)$ را می توان بصورت زیر نوشت :

$$M^*(S) = [I + CH(S)\bar{G}e^{-S\beta}]^{-1}CH(S)\bar{G}e^{-S\beta} \quad (۸-۵-۲)$$

در روش اسمیت ، جبران کننده $\bar{G}(S)$ طوری طراحی می شود که : $M^*(S) = M(S)e^{-S\beta}$.

نشان دهنده آنست که تأخیر خروجی $y(t-\beta)$ ، همان خروجی $y(t)$ سیستم ایده آل $M(s)$ (بدون آشفتگی

$x_a(s)$) با یک انتقال زمانی (β) است . با تساوی معادله $M^*(s)$ با معادله $M(s)e^{-s\beta}$ ، بدست می آید :

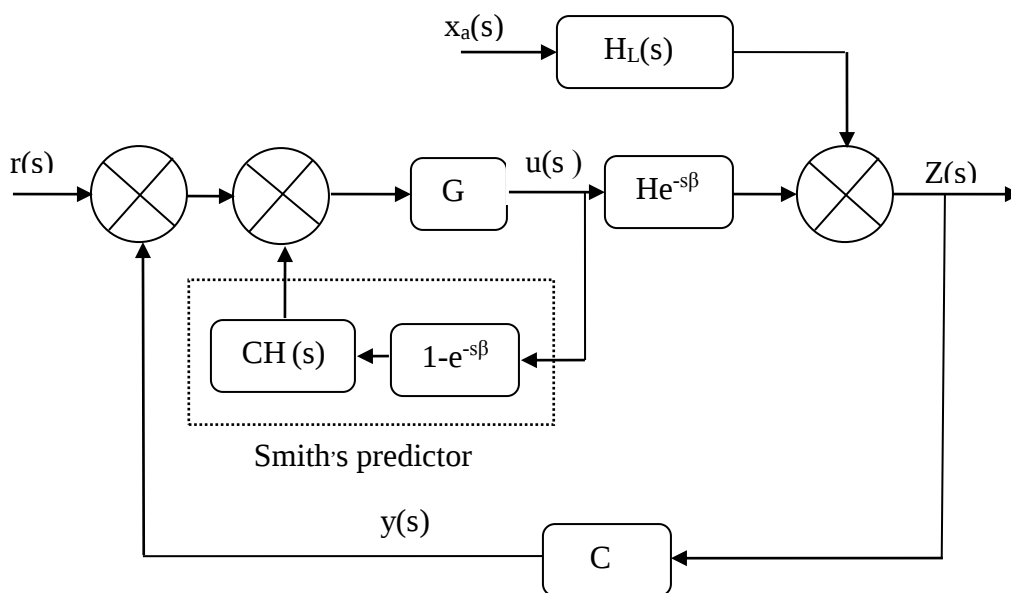
$$\bar{G}(S) = [I + GCH(S)\{I - e^{-S\beta}\}]^{-1}G \quad (۹-۵-۲)$$

بیان فیزیکی جبران کننده در معادله (۹-۵-۲) در شکل (۲) نشان داده شده است . از معادله (۹-۵-۲) و

شکل (۲) مشاهده می شود که کاربرد جبران کننده تأخیری $\bar{G}(S)$ نیاز به جبران کننده بدون تأخیر G ، مدل

سازه $H(s)$ و تأخیر زمانی β دارد . به عنوان یک نتیجه عملکرد پیش بینی اسمیت ، ممکن است در صورت وجود

عدم قطعیت در $H(s)$ و β تحت تاثیر نامطلوب قرار گیرد .



شکل ۲- بلوک دیاگرام سازه باکنترل کننده تأخیری و پیش‌بینی اسمیت

برای سازه‌های مهندسی عمران که ذاتاً پایدار هستند، توانائی قبولی آشفتگی پیش‌بینی اسمیت رامی‌توان از طریق تابع انتقال بین خروجی $y(s)$ و شتاب زلزله $x_a(s)$ در شکل‌های (۱) و (۲) بررسی کرد.

برای سیستم ایده‌آل در شکل (۱)، تابع انتقال $y(s)/x_a(s)$ بصورت زیر بدست می‌آید:

$$y(s)/x_a(s) = [I + CH(s)G]^{-1} CH_L(s) \quad (۱۰-۵-۲)$$

همچنین تابع انتقال $y(s)/x_a(s)$ برای سیستم تأخیر زمانی با پیش‌بینی اسمیت در شکل (۲) بصورت زیر بدست می‌آید:

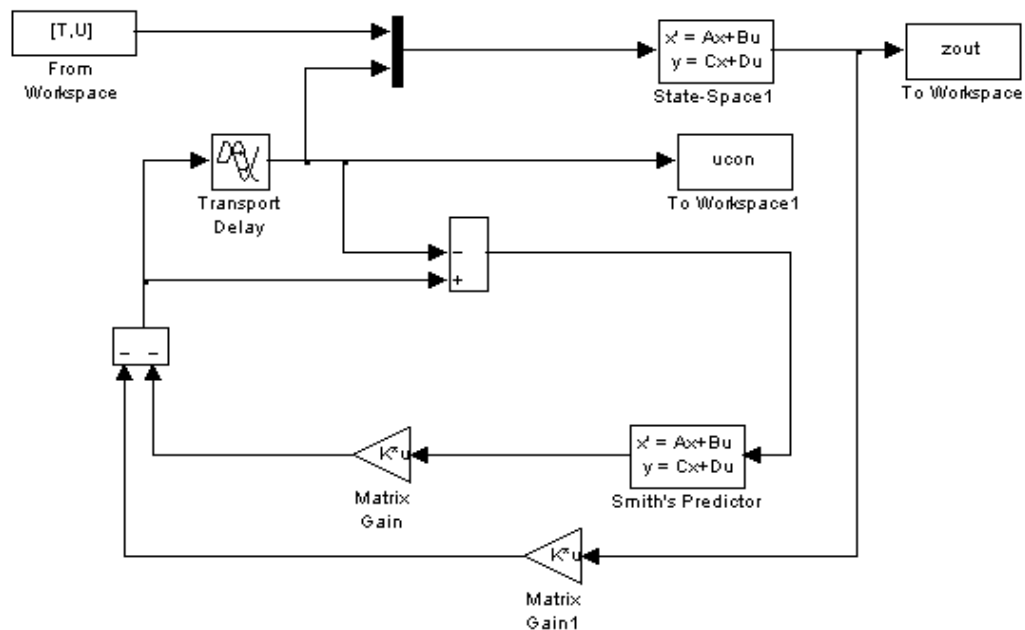
$$y(s)/x_a(s) = [I + CH(s)G]^{-1} [I + CH(s)G - CH(s)Ge^{-s\beta}] CH_L(s) \quad (۱۱-۵-۲)$$

وقتی $\beta=0$ ، تابع انتقال در معادله (۱۱-۵-۲) مشابه معادله (۱۰-۵-۲) برای سیستم ایده‌آل است. بعلاوه زمانی که تأخیر زمانی β بسیار کوچک است، بزرگی معادله (۱۱-۵-۲) کاملاً نزدیک به معادله (۱۰-۵-۲) است.

به هر حال همانگونه که تأخیر زمانی افزایش می‌یابد، بزرگی معادله (۲-۵-۱) بسیار متفاوت از معادله (۲-۵-۱۰) می‌شود و عملکرد پیش‌بینی اسمیت کاهش می‌یابد.

$$|I+CH(s)G| = 0$$

$$\dot{P}(t) = AP(t) + \{U(t) - U(t-\beta)\} \quad , \quad U(t) = -Gy(t) - CP(t) \quad (12-5-2)$$



۲-۶- روش تقریبی ¹PAD :

ساین² از روش تقریبی PAD برای جبران اثر تأخیر زمانی سیستمهای سازه‌ای استفاده کرد. در این روش تأخیر زمانی بصورت تأخیر ورودی - خروجی یک سیستم فرضی نشان داده می‌شود. که تابع انتقال چنین سیستمی $e^{-s\beta}$ است. سپس سیستم فرضی به سیستم سازه‌ای اضافه شده و کنترل کننده براساس سیستم جدید طراحی می‌شود. تابع انتقال $e^{-s\beta}$ را می‌توان در فرم یک تابع جبری مناسب به صورت زیر بسط داد :

$$H_{\beta}(s) = M(s) / N(s) = [m_0 + m_1 s + \dots + m_k s^k] / [n_0 + n_1 s + \dots + n_k s^k] \quad (۱-۶-۲)$$

که $M(s)$ و $N(s)$ چند جمله‌ای درجه K بر حسب توان صعودی s هستند و ضرایب n_i و m_i که $(i=0,1,2,\dots)$ بصورت زیر تعریف می‌شوند :

$$n_i = [k! * (2k-1)!] / [i! * 2k! * (k-i)!] \quad \text{و} \quad m_i = (-1)^i n_i \quad (۲-۶-۲)$$

تابع PAD را می‌توان توسط برنامه مطلب محاسبه کرد. برای مثال چنانچه بخواهیم یک تابع PAD مرتبه سوم با تأخیر زمانی $0.1s$ تقریب بزنیم از دستور زیر می‌توان استفاده کرد :

$$[num, den] = \text{pade}(0.1, 3)$$

که نتیجه آن بصورت زیر است :

$$H(s) = \frac{s^3 + 120s^2 - 6000s + 120000}{s^3 + 120s + 6000s + 120000}$$

از آنجایی که ضرایب n_i در معادله (۲-۶-۲) طوری محاسبه می‌شوند که صفرهای چند جمله‌ای $N(s)$ در سمت چپ صفحه S قرار گیرند، تقریب‌سازی PAD پایدار است.

تابع انتقال در معادله (۱-۶-۲) را می‌توان بوسیله یک سیستم فضای حالت فرضی بصورت زیر نشان داد :

1-Pade approximation method
2-SAIN

$$\dot{Z}_p(t) = a_p z_p(t) + b_p U(t) \quad \text{و} \quad y_p = U(t-\beta) = c_p z_p(t) + d_p U(t) \quad (3-6-2)$$

که d_p و c_p و b_p و a_p ماتریسهای مناسب هستند که می‌توانند با استفاده از تابع PAD در مطلب بدست آیند.

از معادله (3-6-2) مشاهده می‌شود که خروجی y_p سیستم فرضی با ورودی $U(t)$ ، همان نیروی کنترل تأخیر زمانی $U(t-\beta)$ است. بعنوان یک نتیجه، معادله (3-6-2) می‌تواند با معادله (2-5-2) با $V(t) = U(t-\beta)$ برای تشکیل سیستم الحاقی بدون تأخیر بفرم زیر ترکیب شود:

$$\dot{\bar{Z}}(t) = \bar{A}\bar{Z}(t) + \bar{B}U(t) + \bar{E}(t)\ddot{x}_0(t) \quad (4-6-2)$$

که $\bar{A}$ و $\bar{B}$ و $\bar{E}$ ماتریسهای الحاقی مناسب هستند. و $\bar{Z} = \begin{bmatrix} Z^T & z_p^T \end{bmatrix}^T$ بردار حالت الحاقی

است. سیستم جدید در معادله (4-6-2) حاوی جمله تأخیری $U(t-\beta)$ نیست و می‌تواند برای طراحی کنترلر با استفاده از هرتئوری کنترل مناسب استفاده شود. نتایج عددی بخوبی نشان‌دهنده عملکرد این روش در جبران اثر تأخیر زمانی است.

درجه تقریب‌سازی PAD یک پارامتر مهم است. برای تأخیرات زمانی کمتر از 0.01s یک تقریب‌سازی درجه سوم کافی است.

بردار حالت $\bar{Z}$ در معادله (4-6-2)، شامل بردار حالت Z سازه اصلی و بردار حالت z_p تقریب‌سازی پد است. بنابراین نیروی کنترل رامی‌توان توسط برگشت‌پذیر حالت کامل (CSF)¹، با استفاده از روش LQR بصورت زیر طراحی کرد:

$$U(t) = -G^* \bar{Z}(t) \quad \text{و} \quad G = -R^{-1} \bar{B}^T P$$

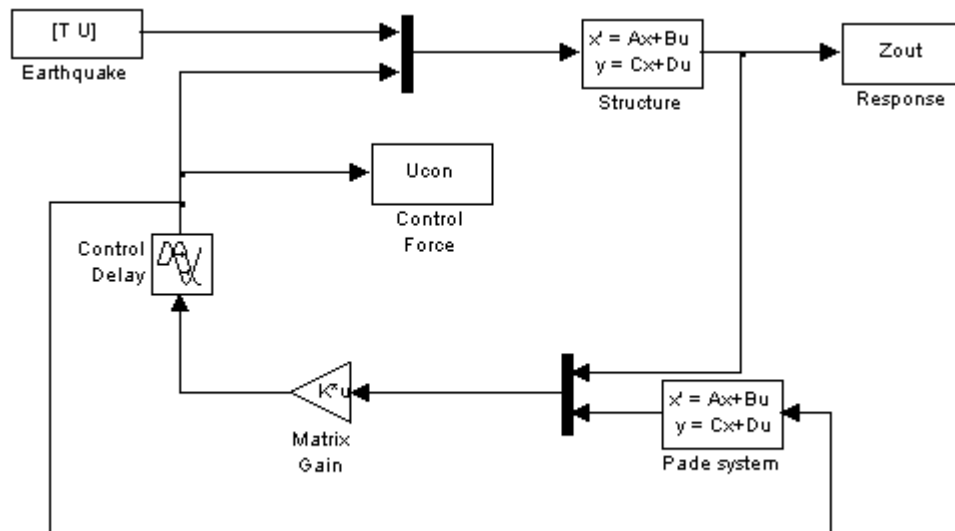
که در معادله فوق ماتریس P از حل معادله ریکاتی بدست می‌آید:

$$P\bar{A} + \bar{A}^T P + \bar{Q} - P\bar{B}R^{-1}\bar{B}^T P = 0$$

برای بدست آوردن ماتریسهای G و P در معادلات فوق می‌توان از دستور زیر در مطلب استفاده کرد .

$$[G,P]=LQR(A,B,Q,R)$$

نمودار سازه شبیه‌سازی شده توسط مطلب در شکل (۱) نشان داده شده است .



شکل ۱- سیمولینک سازه با کنترل کننده برگشت پذیر حالت کامل با استفاده از روش تقریبی پد

۷-۲- روش جبران پاسخ برگشتی^۱:

این روش توسط آگراول^۲ و یانگ ارائه شد. در این روش یک کنترل کننده ایده آل یعنی $\beta=0$ برای سیستم

$$U(t) = -G * Z(t) \quad \text{با معادله (۷-۵-۲) در ابتدا طراحی می شود:}$$

سپس یک ماتریس بهره تأخیر زمانی جبران شده $\bar{G}$ ، بفرم زیر، از G بدست می آید.

$$U(t-\beta) = -\bar{G} Z(t-\beta)$$

برای سیستم ایده آل بردار پاسخ $Z(t)$ می تواند بصورت زیر، با صرف نظر از آشفتگی خارجی، بدست آید:

$$\dot{Z}(t) = AZ(t) + BV(t) = AZ(t) - BGZ(t) = (A - BG)Z(t) \rightarrow$$

$$\frac{\dot{Z}(t)}{Z(t)} = (A - BG) \rightarrow \ln(Z(t)) = (A - BG)t \rightarrow Z(t) = e^{(A-BG)t} Z_0$$

(۷-۲-۱)

از معادله (۷-۲-۱)، یک رابطه برگشتی بین پاسخ $Z(t)$ در زمان t و پاسخ تأخیر زمانی $Z(t-\beta)$ در زمان

$(t-\beta)$ بصورت زیر می توان نوشت:

$$Z(t) = e^{(A-BG)\beta} Z(t-\beta) \quad (۷-۲-۲)$$

$$U(t) = -G * Z(t) = -G e^{(A-BG)\beta} Z(t-\beta) \quad \text{بنابراین:}$$

بنابراین ماتریس بهره تأخیر زمانی جبران شده $\bar{G}$ ، بصورت زیر بدست می آید:

$$\bar{G} = G * e^{(A-BG)\beta} \quad (۷-۲-۳)$$

ماتریس بهره اصلاح شده $\bar{G}$ در معادله (۷-۲-۳) با استفاده از معادله پاسخ برگشتی در معادله (۷-۲-۲)

بدست می آید و پایداری سازه کنترل شده را تضمین نمی کند.

1-Recursive response compensated method
2-Agrawal and Yang

۸-۲- روش کنترل پذیری براساس پایداری^۱:

مفهوم کنترل پذیری :

سیستمی که با ماتریسهای (A,B) تعریف شده باشد را کنترل پذیر گویند اگر یک کنترل U محدود نشده وجود داشته باشد که بتواند هر حالت اولیه X(0) را به هر مکان مطلوب X(t) انتقال دهد. برای سیستم :

$$\dot{X} = AX + BU$$

می توان با بررسی شرط جبری زیر کنترل پذیری سیستم رامعین کرد :

$$\text{RANK}[B, AB, A^2B, \dots, A^{n-1}B] = n$$

برای یک سیستم تک ورودی - تک خروجی ماتریس کنترل پذیری بر حسب B و A بصورت زیر توصیف می شود:

$$P_c = [B, AB, A^2B, \dots, A^{n-1}B]$$

که P_c یک ماتریس $n \times n$ است . بنابراین اگر دترمینان P_c غیر صفر باشد ، سیستم کنترل پذیر است .

کنترل پذیری سیستم را می توان توسط تابع زیر در مطلب تعیین کرد :

$$P_c = \text{ctrb}(A, B)$$

پایدار سازی سیستم در معادله (۲-۵-۲) با $V(t) = U(t - \beta)$ توسط محققین زیادی بررسی شد و نشان داده شد

که سیستم در معادله (۲-۵-۲) با $V(t) = U(t - \beta)$ ، بوسیله کنترل کننده دینامیکی زیر قابل پایدار سازی است .

$$U(t - \beta) = -GZ(t - \beta) - \int_{-\beta}^0 G e^{-A(S+\beta)} BU(t - \beta + S) dS \quad (1-8-2)$$

که در معادله فوق G ماتریس بهره پسخوردی است . طراحی کنترلر با استفاده از معادله فوق مشکل است ،

زیرا نیاز به حل معادلات غیر خطی برای محاسبه G دارد . بنابراین ماتریس بهره در معادله (۱-۸-۲) را

می توان با استفاده از فرضیه کنترل پذیری مطلق برای سیستم تأخیر زمانی بدست آورد .

1-Controllability based stabilization method

کنترل پذیری مطلق نه تنها باعث کنترل پذیری سیستم می شود، بلکه پایداری سیستم در معادله (۲-۵-۲) با $V(t)=U(t-\beta)$ را تضمین می کند. آلبرت نشان داد که سیستم در معادله (۲-۵-۲) کاملاً کنترل پذیر است اگر و فقط اگر:

$$\text{RANK}[D, AD, A^2D, \dots, A^{n-1}D] = 2n \quad \text{و} \quad D = e^{-A\beta}B \quad (2-8-2)$$

و یا :

$$P_c = \text{Ctrb}(A, D) \quad \text{و} \quad \det(p_c) \neq 0$$

می باید یادآوری کرد که شرط کنترل پذیری مطلق فوق همان شرط کنترل پذیری برای یک سیستم معمولی است که دارای ماتریس سیستم A و ماتریس مکان کنترل کننده D است. یعنی :

$$\dot{\bar{Z}}(t) = A\bar{Z}(t) + DU(t) + E(t) \quad (3-8-2)$$

ابعاد ماتریس های D و A در معادله (۳-۸-۲) نظیر معادله (۲-۸-۲) هستند.

بنابراین یک کنترل کننده با استفاده از سیستم معمولی در معادله (۳-۸-۲) طراحی می شود و سیستم در معادله (۲-۵-۲) با $V(t)=U(t-\beta)$ را پایدار می سازد.

لیوایز نشان داد که حالت $\bar{Z}(t)$ سیستم، با سیستم در معادله (۲-۵-۲) با $V(t)=U(t-\beta)$ بوسیله رابطه زیر مرتبط می شود :

$$\bar{Z}(t) = Z(t) + \int_{\beta}^0 e^{-AS} DU(t+S)ds \quad (4-8-2)$$

همانطور که از معادله (۳-۸-۲) مشاهده می شود، کنترلر فوق دارای جمله تأخیری نمی باشد و می تواند توسط هر تئوری کنترل طراحی شود. یعنی :

$$U(t) = G * \bar{Z}(t) \quad (5-8-2)$$

این روش کنترل در وضعیت زیر بهینه است.

۲-۹- روش جبران State – Augmented

برای گسسته‌سازی تأخیر زمانی β به q فاصله برابر، وقفه‌های برابر $\Delta = \beta/q$ را می‌توان تعریف کرد. سپس q معادله دیفرانسیلی برای حالت $Z(t)$ می‌توان بصورت زیر نوشت :

$$\dot{Z}(t-j\Delta) = \frac{1}{\Delta} [Z(t-(j-1)\Delta) - Z(t-j\Delta)] \quad \text{و} \quad j=1,2,\dots,q$$

یا :

$$\dot{Z}(t-j\Delta) = \frac{1}{2\Delta} [Z(t-(j-1)\Delta) - Z(t-(j+1)\Delta)] \quad \text{و} \quad j=1,2,\dots,q$$

(۲-۹-۱)

q معادله در معادله (۲-۹-۱) را می‌توان با معادله سیستم در معادله (۲-۵-۲) برای بدست آوردن سیستم الحاقی ، بصورت زیر ، ترکیب کرد :

$$\dot{\hat{Z}}(t) = \hat{A}\hat{Z}(t) + \hat{B}V(t) \quad (۲-۹-۲)$$

که در معادله فوق $\hat{Z}(t)$ بردار الحاقی با بعد $n_a = 2n(1+q)$ است . که بصورت زیر تعریف می‌شود :

$$\hat{Z}(t) = [Z^T(t), Z^T(t-\Delta), \dots, Z^T(t-j\Delta), \dots, Z^T(t-\beta)]^T$$

که $\hat{A}$ و $\hat{B}$ ماتریسهای الحاقی سیستم و ماتریس مکان کنترل کننده با بعد $(n_a * n_a)$ و $(n_a * r)$ هستند . چنانچه معادلات تفاضلی مرکزی ، معادلات (۲-۹-۱) ، برای تشکیل سیستم الحاقی در معادله (۲-۹-۲) استفاده شوند ، معادله دیفرانسیلی معکوس ، معادله (۲-۹-۱) ، می‌باید برای q معادله جهت برقراری شرایط مرزی استفاده شوند . برای سیستم الحاقی در معادله (۲-۹-۲) تنها خروجی اندازه‌گیری $Z(t-\beta)$ در دسترس است . بنابراین :

$$y(t) = Z(t-\beta) = C_a \hat{Z}(t) \quad \text{و} \quad C_a = [0_{2n+2n*(q-1)}, I_{2n}]$$

بنابراین یک کنترلر تأخیر زمانی جبران شده می‌توان بصورت زیر طراحی کرد :

$$V(t) = -\bar{G}y(t) = -\bar{G}Z(t - \beta) \quad (3-9-2)$$

ماتریس بهره $\bar{G}$ برای کنترل کننده جبران شده در معادله فوق را می‌توان توسط هر روش کنترل از قبیل LQR و یا روش استقرار قطب محاسبه کرد . در قسمت شبیه سازی عددی، عملکرد روش فوق را از طریق روش استقرار قطب بررسی می‌کنیم . نتایج عددی نشان دهنده آنست که یک کنترل کننده جبرانی ایده آل را می‌توان با استفاده از تعداد کم گسسته های q ، طراحی کرد .

۲-۱۰- Phase-Shift¹ روش جبران

یک سیستم یک درجه آزادی بدون تأخیر زمانی در کنترل (یعنی $\beta = 0$) را در نظر بگیرید :

$$M_s \ddot{X}(t) + C_s \dot{X}(t) + K_s X(t) = U(t) - M_s \ddot{X}_0(t) \quad (۲-۱۰-۱)$$

که در معادله فوق $\ddot{X}_0(t)$ شتاب افقی زمین است. اکنون یک کنترل کننده خطی ایده آل بگونه ای طراحی می شود که :

$$U(t) = -g_1 X(t) - g_2 \dot{X}(t) \quad (۲-۱۰-۲)$$

که g_1 و g_2 بهره های برگشت پذیر هستند. اگر تأخیر زمانی برای جابجایی و سرعت بترتیب β_x و $\beta_{\dot{x}}$ باشند ، سپس نیروی کنترل واقعی $U(t)$ (بدون جبران) ، که به سازه وارد می شود ، بصورت زیر بدست می آید :

$$U(t) = -g_1 X(t - \beta_x) - g_2 \dot{X}(t - \beta_{\dot{x}}) \quad (۲-۱۰-۳)$$

اساس روش Phase- Shift اصلاح بهره های g_1 و g_2 برای کنترل کننده بدون تأخیر، معادله (۲-۱۰-۳) ، به $\bar{g}_1$ و $\bar{g}_2$ است. یعنی :

$$U(t) = -\bar{g}_1 X(t - \beta_x) - \bar{g}_2 \dot{X}(t - \beta_{\dot{x}}) \quad (۳-۱۰-۳)$$

بطوری که هر دو سیستم حلقه - بسته (با و بدون تأخیر زمانی) دمپینگ فعال و سختی فعال یکسانی داشته باشند. این نتایج در یک رابطه ما بین بهره های تأخیر زمانی و بهره های بدون تأخیر ، برای حرکت هارمونیک در فرکانس w بصورت زیر نوشته می شود :

$$\begin{aligned} \bar{g}_1 &= \frac{\cos(w\beta_x)}{\sin(w\beta_x)/w} \quad w \sin(w\beta_{\dot{x}}) \quad * \quad g_1 \\ \bar{g}_2 & \quad \cos(w\beta_{\dot{x}}) \quad g_2 \end{aligned} \quad (۴-۱۰-۳)$$

چانگ روش جبران Phase- Shift را با انتقال معادلات (۲-۵-۱) ، (۲-۵-۳) ، (۲-۵-۴) و (۲-۵-۵) با

$C = I_{2n} = a$ (به حوزه مدال با استفاده از مدشیپهای سیستم حلقه باز ، به سیستمهای چند درجه آزادی

توسعه داد .

فرض کنیم که سازه کنترل نشده در معادله (۲-۵-۱) میراشده کلاسیک است ، بنابراین مدهای نرمال وجود دارد . فرض کنیم $\ddot{y}_i$ و w_i ضرائب دمپینگ و فرکانسهای طبیعی سازه کنترل نشده در مد i هستند و $\Gamma(n \times n)$ ماتریس مدال شامل مدشیهها^۱ باشد . بعلاوه فرض کنیم $X = \Gamma^* \eta$ که $\eta = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n]^T$ بردار مدال است . با جایگزینی $X = \Gamma^* \eta$ در معادله (۲-۵-۳) و (۲-۵-۴) با $C = I_{2n}$ ، نیروی کنترل وارده در i مد ، رامی توان بصورت زیر نوشت :

$$\bar{U}_i(t) = -g_{1i}\eta_i(t) - g_{2i}\dot{\eta}_i(t) \quad (۳-۱۰-۵)$$

که در معادله فوق g_{2i} و g_{1i} بهره های برگشتی برای سرعت و جابجایی مدال در مد i هستند . در بدست آوردن معادله (۳-۱۰-۵) ، از تمام جملات مابین مدهای گوناگون بدلیل کنترل برگشتی صرف نظر شده است ، یعنی از تمام جملات خارج قطر ماتریسهای $\Gamma^T M^{-1} H G_1 \Gamma$ و $\Gamma^T M^{-1} H G_2 \Gamma$ صرف نظر می شود . براساس روش ارائه شده برای سازه های یک درجه آزادی ، بهره های مدال اصلاح شده $\bar{g}_{1i}$ و $\bar{g}_{2i}$ برای کنترل کننده تأخیر زمانی برای $w = w_i$ و $\beta = \beta_x$ ، یعنی :

$$\bar{U}_i(t) = -\bar{g}_{1i}\eta_i(t - \beta_x) - \bar{g}_{2i}\dot{\eta}_i(t - \beta) \quad (۳-۱۰-۶)$$

رامی توان از معادله (۳-۱۰-۴) ، بدست آورد . بعد از اینکه $\bar{g}_{1i}$ و $\bar{g}_{2i}$ برای تمام مدهای $i=1,2,\dots,n$ بدست آمد ، بهره اصلاح شده در حوزه مدال بصورت معکوس به حوزه فیزیکی با استفاده از مد شیههای سیستم حلقه- باز برای بدست آوردن کنترل کننده برگشتی حالت- کامل در حوزه فیزیکی ، انتقال یابد . یعنی :

$$V(t) = -\bar{G}^* Z(t - \beta) \quad (۳-۱۰-۷)$$

که در معادله فوق $\bar{G}$ ماتریس بهره برگشتی اصلاح شده برای تأخیر زمانی تخمین زده شده β است .

همانگونه که از جزئیات فوق مشاهده می شود ، ماتریس بهره‌اصلاح شده $\bar{G}$ براساس مدشپها و فرکانسهای طبیعی سیستم حلقه - باز محاسبه می شود . این مقادیر می تواند با مقادیر سیستم حلقه - بسته با کنترل کننده در معادله (۷-۱۰-۳) خصوصاً برای مقادیر تأخیر زمانی یا ضرائب دمپینگ فعال بزرگ ، متفاوت باشند . به عنوان یک نتیجه ، پایداری سازه کنترل شده تضمین نمی شود . نتایج عددی نشان دهنده آنست که کنترل کننده جبرانی Phase - Shift ، در صورتی که تأخیر زمانی یا دمپینگ فعال بزرگ باشد ، (یا بهره زیاد برای برگشتی سرعت) ، ناپایدار می شود .

شبیه‌سازی عددی :

برای توصیف عملکرد و کارائی روشهای جبران تأخیر زمانی، که در قسمتهای قبلی معرفی شدند ، نتایج شبیه‌سازی عددی برای یک سازه سه درجه آزادی بررسی می‌شوند . فرکانسهای حلقه - باز این سیستم سازه‌ای عبارتند از : 2.24 , 11.53, 6.83 هرتز . ضرائب دمپینگ نیز %1.62, 0.39, 0.36 هستند . یک سیستم تندون فعال در طبقه اول نصب شده است . در طراحی کنترل‌کننده خطی LQR مطابق معادله (۲-۵-۲) ماتریس وزن Q بصورت زیر تعریف می‌شود :

$$\begin{aligned} Q(i,j) &= K(i,j) & \text{for } i=1,2,3, \quad j=1,2,3 \\ Q(i,j) &= 0 & \text{for } i=4,5,6, \quad j=4,5,6 \end{aligned}$$

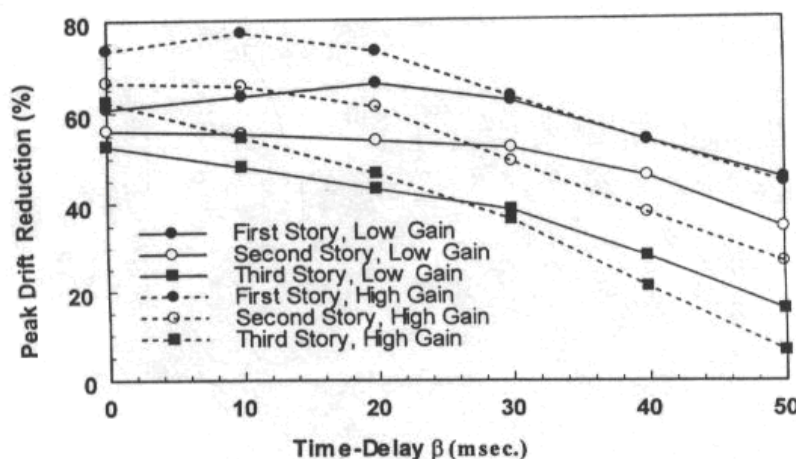
که K ماتریس سختی سازه است .

دونوع کنترل‌کننده بهره‌کم و بهره زیاد بوسیله ماتریس وزن $R = 4248, 42480$ طراحی شده است . ضرائب دمپینگ برای سه مدل ساختمان بدون تأخیر زمانی با استفاده از کنترل‌کننده بهره‌کم عبارتند: 5.48, 12.33, 12.83 . بعلاوه ضرائب دمپینگ با استفاده از کنترل‌کننده بهره زیاد عبارتند از: 30.26, 94.16, 34.16 % . که نسبتاً بزرگ هستند .

در فرمول‌سازی ، ماتریس بهره طراحی شده بر اساس سیستم ایده‌آل ($\beta=0$) بوسیله G معرفی شد . که اشاره به کنترل‌کننده بدون جبران دارد . در حالی که ماتریس بهره جبران شده $\bar{G}$ است . در حقیقت تأخیر زمانی واقعی β یک متغیر آماری است (یعنی مقدار دقیق آن مشخص نیست) در حالی که تأخیر زمانی جبران شده بوسیله β_c معرفی شده است که بهترین تخمین برای β است . بنابراین تمام علائم β با β_c جایگزین می‌شود . زیرا پایداری و عملکرد بیشتر روشهای جبران تأخیر زمانی به خطا در محاسبه β ، یعنی $\beta - \beta_c$ بسیار حساس هستند .

پایداری و عملکرد روش پیش‌بینی اسمیت: (SPC)

ماتریس بهره $\bar{G}(s)$ پیش‌بینی اسمیت درحوزه انتقال توسط معادله (۲-۵-۹) معرفی شد. درحالی‌که پیش‌بینی اسمیت درحوزه‌زمان از معادله (۲-۵-۱۲) استفاده شد. دراین روش یک ماتریس بهره ثابت G برای سیستم ایده‌آل $\beta=0$ در ابتدا طراحی می‌شود و پیش‌بینی اسمیت از طریق معادله (۲-۵-۱۲) بکار گرفته می‌شود. برای طراحی G از همان کنترل‌کننده‌های بهره کم و بهره زیاد معرفی شده، استفاده شده است. درصد کاهش جابجایی ماگزیمم در مقابل تأخیر زمانی β با $\beta = \beta_c$ برای دو نوع کنترل‌کننده LQR در شکل (۱) نشان داده شده است. از شکل (۱) مشخص است که پیش‌بینی اسمیت قادر به بهبود عملکرد سیستم ایده‌آل برای $\beta \leq 0.02s$ است. برای مقادیر بیشتر تأخیر زمانی اگرچه پایداری سازه کنترل شده تضمین می‌شود، اما عملکرد روش ارائه شده بشدت کاهش می‌یابد. این موضوع همانگونه که توسط روابط (۲-۵-۱۰ و ۱۱) نشان داده شد، قابل انتظار است. بنابراین نیروی کنترل ماگزیمم برای تمام مقادیر تأخیر زمانی مشابه سیستم ایده‌آل است. بنابراین روش پیش‌بینی اسمیت برای کاربرد با تأخیرات زمانی کوچک مناسب است.



شکل ۱ - کاهش جابجایی ماگزیمم در مقابل تأخیر زمانی با روش پیش‌بینی اسمیت

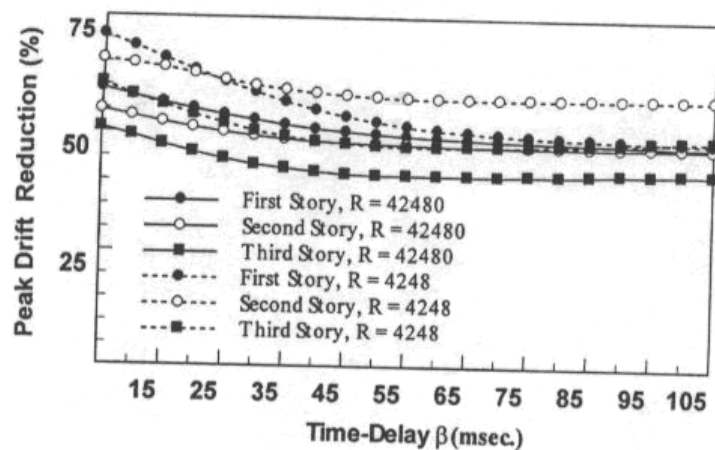
عملکرد روش تقریبی PAD:

همانطور که اشاره شد تقریب سازی PAD پایدار است ، بنابراین تنها عملکرد این روش بررسی می شود .
 دو نوع کنترل کننده CSF با انتخاب ماتریس وزن Q طراحی می شود بطوری که اولین (3×3) عناصر Q همان
 سختی سازه هستند . و بقیه عناصر Q صفرند . بعلاوه 42480 و $R = 4248$ در نظر گرفته می شوند . شکل
 (۲) درصد کاهش جابجایی ماگزیمم در مقابل تأخیر زمانی ، برای دو نوع کنترل کننده CSF را نشان می دهد .
 مشاهده می شود که تقریب سازی PAD قادر به جبران تأخیر زمانی با افت کوچک برای جابجایی ماگزیمم
 است . بعلاوه سطح نیروی کنترل ماگزیمم ، برای تمام مقادیر تأخیر زمانی تقریباً یکسان است . یعنی :

$$1885 < u_{\max} < 1963 \quad \text{for } R=42480$$

$$1871 < u_{\max} < 2124 \quad \text{for } R=4248$$

همچنین از شکل (۱) مشاهده می شود که عملکرد برای کاهش جابجایی ماگزیمم برای کنترلرهای بهره زیاد و
 بهره کم کاملاً یکسان است .



شکل ۲ - کاهش جابجایی ماگزیمم در مقابل تأخیر زمانی β برای کنترلر CSF براساس روش PAD

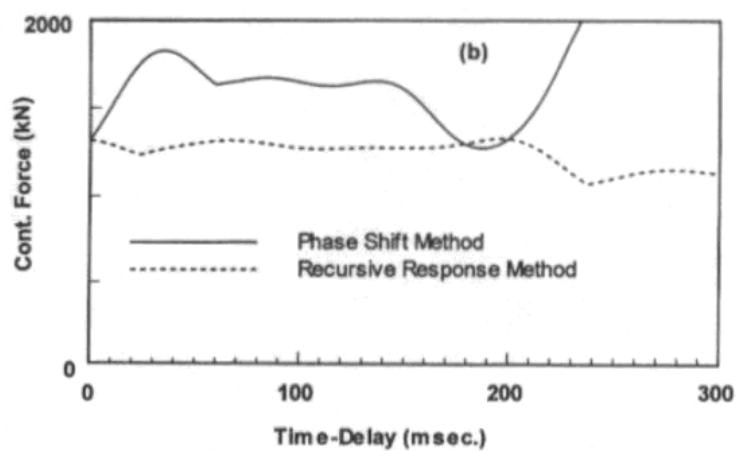
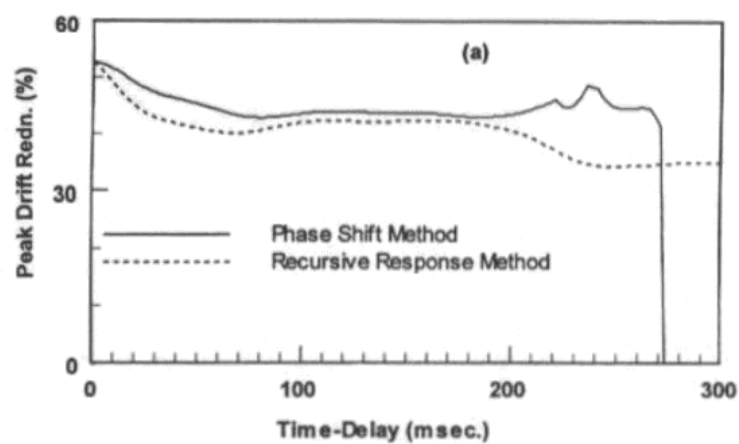
عملکرد روش Recursive Response

براساس روش Recursive Response برای جبران تأخیر زمانی در معادله (۲-۷-۳)، محدوده تأخیر زمانی پایدار ($\bar{\beta}_{\min}$ و $\bar{\beta}_{\max}$) برای ماتریس بهره تأخیری جبران شده $\bar{G}(\beta_c)$ ، برای کنترل کننده بهره کم و بهره زیاد، محاسبه می شود. نتایج در ستون (۳) و (۶) جدول (۱) نشان داده شده است. برای کنترل کننده بهره کم، از ستون (۳) جدول (۱) مشاهده می شود که روش Recursive Response برای $\beta = \beta_c > 0.5s$ پایدار است. به هر حال روش Phase- Shift برای $\beta > 270ms$ ناپایدار می شود. برای بهره زیاد کنترل کننده از ستون (۵) مشاهده می شود که روش جبران Phase- Shift، قادر به جبران تأخیر زمانی تا $\beta < 18ms$ است. از سوی دیگر، روش Recursive response، قادر به جبران تأخیر زمانی تا $\beta < 224ms$ است. همانگونه که از ستون (۶) مشخص است. بعلاوه کنترل کننده جبران تأخیر زمانی با روش Recursive response، برای $\beta \geq 293ms$ پایدار است. بنابراین روش Recursive Response توانایی پایداری سازی کنترل کننده بهره بالا با تأخیر زمانی بزرگ را دارد.

توانایی کاهش پاسخ با کمک روش Recursive Response با استفاده از زلزله السنترو در این قسمت بررسی می شود. شکل های (۳) درصد کاهش جابجایی و نیروی کنترل حداکثر برای سازه سه طبقه بصورت تابعی از $\beta = \beta_c$ ، برای کنترل کننده بهره کم، را نشان می دهند. از شکل (۴) مشخص است که کاهش پاسخ با استفاده از روش Recursive response، برای $\beta < 200ms$ با بهره کم کنترل کننده مشابه روش Phase- Shift است. نیروی کنترل مورد نیاز با استفاده از روش Recursive response بسیار کمتر از روش Phase- Shift است. در نتیجه روش Recursive response از نظر عملکرد و پایداری بهتر از روش Phase- Shift است.

جدول ۱ - ناحیه پایدار تأخیر زمانی برای ساختمان سه طبقه

Comp.delay $\beta_c(\text{ms})$	Stable time-delay region ($\beta_{\min} \beta_{\max}$) in msec	
	Phase –Shift method	Recursive response method
(1)	Low-gain Cintroller (2)	(3)
0	(0,17.7)	(0,17.72)
100	(78.86,112.79)	(81.75,121.06)
200	(179.61,208.40)	(177.7,216.5)
270	Unstable (267.39,269.22)	(250.3,290.8)
300	Unstable	(280.36,321.07)
500	Unstable	(475.69,526.69)
(4)	High-gain Cintroller (5)	(6)
0	(0,12.20)	(0,12.20)
18	(0,18.37)	(0,35.80)
100	Unstable	(87.65,116.39)
200	Unstable	(173.85,212.91)
224	Unstable	Unstable(188.03,220.17)
293	Unstable	(292.74,315.88)
300	Unstable	(290.22,326.47)



شکل ۳- مقادیر پاسخ ماکزیمم برای تأخیرات زمانی متفاوت و $\beta = \beta_c$ (a) کاهش جابجایی طبقه سوم

(b) نیروی کنترل حداکثر

عملکرد روش C.B.S.¹

همانگونه که در معادلات (۳-۸-۲) تا (۵-۸-۲) نشان داده شد ، کنترل کننده تأخیر زمانی جبران شده بر اساس روش فوق ، از نظر تئوری پایدار است . بنابراین نیازی به بررسی پایداری این روش نیست . به هر حال عملکرد کنترل با استفاده از همان سازه سه طبقه بررسی می شود . و فرض می شود که تأخیر زمانی جبران شده β_c برابر تأخیر زمانی واقعی β باشد . درصد کاهش برای جابجایی طبقه (x_1 و x_2 و x_3) ، نیروی کنترل حداکثر U و کل کنترل $\bar{U}^2$ برای کنترل کننده Phase- Shift برای تأخیرات زمانی متفاوت در ستون (۲) تا (۶) جدول (۲) نشان داده شده است . که انرژی کنترل کل $\bar{U}^2$ برابر انتگرال مربع نیروی کنترل در طول زلزله یعنی ۲۰ ثانیه است . سیستم حلقه بسته با کنترل کننده Phase- Shift برای $\beta=280$ ms ناپایدار می شود .

برای کنترل کننده (C.B.S) در معادلات (۳-۸-۲) تا (۵-۸-۲) ، شبیه سازی عددی بر اساس روش (LQR) با انتخاب ماتریسهای وزن Q و R برای سیستم در معادله (۳-۸-۲) ، انجام شده است بطوری که کاهش پاسخ و نیروی کنترل تقریباً مشابه روش Phase- Shift است . درصد کاهش برای جابجایی طبقه ، نیروی کنترل حداکثر و انرژی کل حداکثر برای روش (C.B.S) در ستون های (۷) تا (۱۱) جدول (۲) نشان داده شده است . از جدول (۲) مشاهده می شود که اگرچه برای تأخیرات زمانی کوچک ، عملکرد هر دو روش یکسان است ، اما (C.B.S) بهتر از روش Phase- Shift است . بعلاوه پایداری روش (C.B.S) همیشه تضمین می شود .

جدول ۲- درصد کاهش برای جابجایی طبقات و نیروی کنترل ماگزیمم و انرژی کنترل با استفاده از روشهای C.B.S

و Phase-Shift

Comp.delay $\beta_c=\beta$ (1)	Phase –Shift Method					Control.based Stabilization				
	X_1	X_2	X_3	U	$\bar{U}^2$	X_1	X_2	X_3	U	$\bar{U}^2$
	(%) (2)	(%) (3)	(%) (4)	(KN) (5)	(KN ²) (6)	(%) (7)	(%) (8)	(%) (9)	(KN) (10)	(KN ²) (11)
0	61	60	59	1317.7	85.46	61	60	59	1317.7	85.46
35	57	59	60	1817.5	159.4	57	59	57	1817.3	122.7
200	50	54	53	1318.6	98.18	48	50	47	1318.3	80.11
250	35	44	45	2219.6	259.8	46	45	41	1317.3	77.28
280	Unstable					41	42	39	1816.8	85.79

پایداری و عملکرد روش جبران Phase- Shift

براساس روش Phase- Shift، ماتریس بهره تأخیر زمانی جبران شده $\bar{G}(\beta_c)$ در معادله (۷-۱۰-۳) برای $\beta_c = \beta_{ix}$ ($i=1,2,3$) برای دونوع کنترل کننده بهره کم و بهره زیاد محاسبه می شود، درحالی که تأخیر زمانی واقعی β ممکن است برابر تأخیر زمانی جبران شده β_c نباشد. فرض کنیم $\beta = 0$ و تأخیر زمانی جبران شده $\beta_c = 0.035$ باشد. در این حالت، سیستم حلقه بسته $(A - B\bar{G})$ ناپایدار است. به عنوان یک نتیجه، دقت تأخیر زمانی جبران شده β_c ، که برای محاسبه ماتریس بهره جبران شده $\bar{G}(\beta_c)$ استفاده می شود، اثر مهمی بر روی پایداری و عملکرد کنترلر دارد. به هر حال، حتی اگر تأخیر زمانی جبران شده برابر تأخیر زمانی واقعی باشد، پایداری و عملکرد کنترل کننده جبران شده می باید بررسی شود. در این ارتباط روش آنالیز پایداری ارائه شده توسط آگراول و یانگ مفید است.

در روش ارائه شده توسط آگراول و یانگ، فرض می شود که کنترل کننده برای سیستم بدون تأخیر زمانی پایدار است. سپس تأخیر زمانی بحرانی به عنوان کوچکترین تأخیر زمانی که باعث ناپایداری سازه می شود، محاسبه می شود. با استفاده از این روش، کنترل کننده جبران شده Phase در معادله (۷-۱۰-۳) فقط در ناحیه تأخیر زمانی $\beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}$ پایدار است. که $\beta_{\min}$ و $\beta_{\max}$ حداقل و حداکثر تأخیر زمانی بحرانی هستند. این موضوع جهت بررسی ناحیه پایداری برای مقادیر متفاوت تأخیر زمانی جبران شده β_c به منظور آزمایش پایداری کنترل کننده جبرانی Phase- Shift، کافی است.

ماتریس بهره تأخیر زمانی جبران شده، $\bar{G}(\beta_c)$ ، با استفاده از روش Phase- Shift برای تأخیر زمانی جبران شده β_c در محدوده ۲۵۰-۳۵ میلی ثانیه برای بهره کم کنترل کننده، محاسبه شده است. بنابراین $\beta_{\min}$ و $\beta_{\max}$ برای هر ماتریس بهره $\bar{G}(\beta_c)$ ، با استفاده از روش آنالیز پایداری ارائه شده توسط آگراول و یانگ محاسبه می شود. نتایج برای ناحیه پایداری ($\beta_{\min}$ و $\beta_{\max}$) برای مقادیر متفاوت β_c ، در ستون ۲ و ۱ جدول (۱) نشان داده شده است. همانطوری که از جدول مشاهده می شود برای تأخیر زمانی جبران شده در محدوده ۳۵ تا ۲۵۰

میلی ثانیه، β_c در ستون (۱)، همیشه درون محدوده پایداری ($\beta_{\max}$ و $\beta_{\min}$) در ستون (۲) قرار دارد. این موضوع نشان می‌دهد که سیستم حلقه - بسته با استفاده از کنترل کننده Phase-Shift، در صورتی که تأخیر زمانی واقعی برابر تأخیر زمانی جبران شده باشد، برای $\beta_c \leq 250 \text{ ms}$ ، پایدار است. به هر حال اگر تأخیر زمانی واقعی β ، خارج از ناحیه پایداری ($\beta_{\max}$ و $\beta_{\min}$) باشد، کنترل کننده ناپایدار است. بعلاوه از جدول (۱) مشاهده می‌شود که با افزایش β_c ، ناحیه پایداری کوچک می‌شود. بنابراین درجه تلورانس کمی برای خطای تخمین در تأخیر زمانی وجود دارد. برای $\beta_c = 250 \text{ ms}$ ، $\beta_{\max}$ برابر 251.5 ms ، بنابراین یک خطای تخمین کوچک برای تأخیر زمانی باعث ناپایداری کنترل کننده می‌شود. در جدول (۱) نشان داده شده است که سیستم حلقه-بسته با استفاده از کنترل کننده Phase-Shift، برای $\beta \geq 270 \text{ ms}$ ، حتی اگر تأخیر زمانی جبران شده برابر تأخیر زمانی واقعی باشد، ناپایدار می‌شود. بعلاوه از جدول (۱) مشاهده می‌شود که اگر $\beta_c = 0$ ، تأخیر زمانی بحرانی برای کنترل کننده بدون جبران، 17.7 ms است. به بیان دیگر برای یک کنترل کننده بدون جبران، زمانی که تأخیر زمانی واقعی از 17.7 ms تجاوز کند، ساختمان ناپایدار می‌شود. که نشان دهنده اهمیت جبران تأخیر زمانی در طراحی کننده است.

عملکرد روش جبران Phase-Shift با استفاده از بهره کم کنترل کننده با محاسبه پاسخ مدل در معرض زلزله السنترو بررسی می‌شود. برای سادگی فرض کنیم: $\beta_c = \beta$. براساس کنترل کننده در معادله (۳-۱۰-۷)، درصد کاهش برای جابجایی حداکثر برای مقادیر متفاوت تأخیرات زمانی جبران شده برای بهره کم کنترل کننده، محاسبه شده است. درصد کاهش جابجایی طبقه سوم در شکل (۳) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که اگر چه کاهش حداکثر فقط کمی با افزایش تأخیر زمانی β بخطر می‌افتد، اما کاهش شدیدی در عملکرد در حدود $\beta = 200 \text{ ms}$ اتفاق می‌افتد. با افزایش تأخیر زمانی در حدود $\beta = 270 \text{ ms}$ ، سازه ناپایدار می‌شود. شکل (۴-۱۰-۷) نمودار نیروی کنترل حداکثر در مقابل تأخیر زمانی را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود نیروی کنترل حداکثر مورد نیاز با کنترل کننده تأخیری جبران شده در معادله (۳-۱۰-۷)، بزرگتر از نیروی کنترل

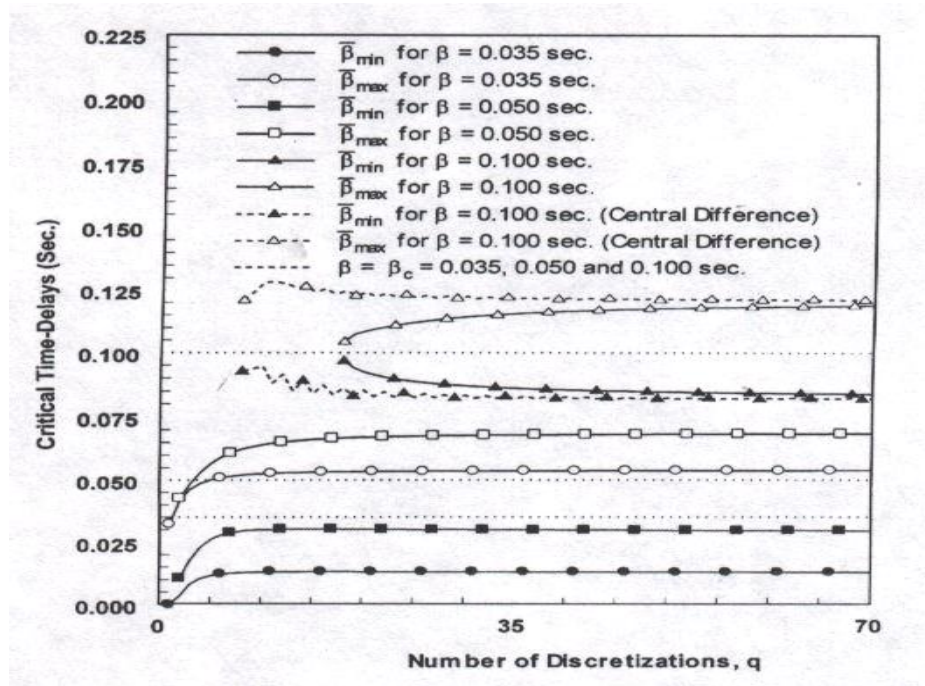
ایده آل است . بعلاوه نیروی کنترل حداکثر مورد نیاز با کنترل کننده در معادله (۳-۱۰-۷) برای $\beta \geq 240\text{ms}$ بشدت افزایش می یابد .

برای بهره زیاد کنترل کننده ، نتایج عددی در ستون (۵) جدول (۱) نشان داده شده است . این نتایج نشان می دهد که کنترل کننده جبرانی Phase- Shift برای تأخیر زمانی کوچک ، یعنی $\beta \leq 20\text{ms}$ ، ناپایدار است . بنابراین روش Phase- Shift برای بهره زیاد کنترل کننده ، قادر به جبران تأخیرات زمانی کوچک نیست . نتایج عددی نشان دهنده آنست زمانی که تأخیر زمانی بزرگ است یا دمپینگ فعال در مدهای گوناگون زیاد است (بهره زیاد کنترل کننده) ، روش Phase- Shift قابل اعتماد نبوده و ممکن است منجر به ناپایداری سیستم حلقه- بسته گردد .

پایداری و عملکرد روش جبران State- augmented

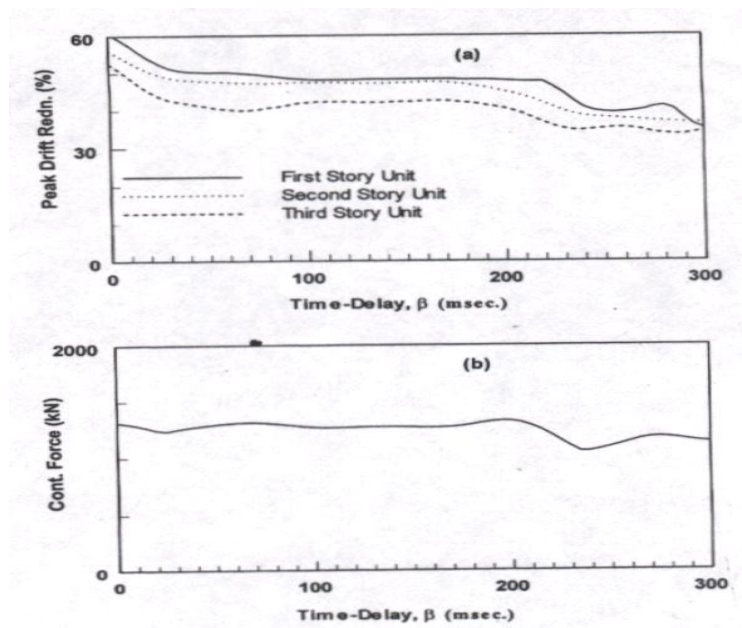
پایداری و عملکرد کنترل کننده State- augmented در معادله (۳-۹-۲) با استفاده از روش استقرار قطب بررسی شد. از آنجایی که تعداد کل اندازه‌ها $2n$ است، $2n$ قطب سیستم الحاقی حلقه بسته، معادله (۲-۹-۲)، در مکانهای از قبل تعریف شده قرار دارند. این قطبهای از پیش تعریف شده از سیستم حلقه- بسته براساس کنترل کننده LQR که قبلاً برای کنترل کننده‌های بهره کم و بهره زیاد محاسبه شدند، بدست می‌آیند. یک پارامتر مهم در طراحی کنترل کننده State- augmented، معادله (۳-۹-۲)، تعداد گسسته‌های q ، در معادله (۱-۹-۲) است. برای مکانهای تعریف شده قطبها با استفاده از کنترل کننده بهره کم، ماتریس $\bar{G}(s)$ در معادله (۳-۹-۲) برای مقادیر متفاوت q طراحی می‌شود و یک آنالیز پایداری با استفاده از روش معرفی شده توسط یانگ برای یافتن ناحیه تأخیر زمانی پایدار ($\bar{\beta}_{min}, \bar{\beta}_{max}$) انجام می‌شود. شکل (۴) ترسیم تأخیر زمانی بحرانی (β_{min}, β_{max}) در مقابل تعداد گسسته‌های q برای $\beta_c = 35, 50, 100$ ms براساس فرمول سازی تفاضلی معکوس برای روش State- augmented، معادله (۱-۹-۲)، را نشان می‌دهد. بنابراین کنترل کننده‌های پایدار تأخیر زمانی جبران شده را می‌توان با انتخاب تعداد مناسب q ، برای مقادیر خاص تأخیر زمانی طراحی کرد.

ماتریس بهره $\bar{G}$ در معادله (۳-۹-۲) برای مقادیر متفاوت تأخیر زمانی برای $\beta_c = \beta$ و $q = 50$ طراحی شده است. شکل (۵) درصد کاهش جابجایی ماگزیمم و نیروی کنترل ماگزیمم در مقابل تأخیر زمانی و $\beta_c = \beta$ را نشان می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌شود رفتار درصد کاهش جابجایی مشابه روش پاسخ برگشتی است. بعلاوه تغییرات کمی در نیروی کنترل حداکثر برای مقادیر متفاوت تأخیر زمانی مطابق شکل (۵) وجود دارد. در نتیجه روش State- augmented یک روش موثر در جبران اثر تأخیر زمانی است.



شکل ۴- تأخیرات زمانی بحرانی در مقابل تعداد گسسته‌های q برای مقادیر متفاوت تأخیر زمانی جبران شده β برای

روش جبران State- augmented



شکل ۵- مقادیر پاسخ ماگزیمم با استفاده از روش جبران State- augmented: (a) کاهش جابجایی ماگزیمم در مقابل

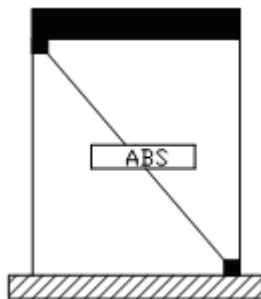
تأخیر زمانی: (b) نیروی کنترل ماگزیمم در مقابل تأخیر زمانی و $\beta_c = \beta$

فصل چهارم

مقایسه روشهای جبران تأخیر زمانی

مقدمه :

در فصل سوم چندین روش جبران اثر تأخیر زمانی معرفی شد و عملکرد و کارایی آنها در بهبود پاسخ سازه‌ها با استفاده از شبیه‌سازی عددی بررسی شد. در این فصل عملکرد تعدادی از این روشها با استفاده از شبیه‌سازی برای قاب برشی با یک‌درجه آزادی بررسی می‌شود و نتایج با یکدیگر مقایسه می‌شود. مدل سازه در شکل (۱) نشان داده شده است. فرض می‌شود سازه در معرض زلزله السنترو قرار گرفته باشد. جرم سازه $M=1000 \text{ kg}$ ، سختی سازه $K=980 \text{ kN/m}$ و ضریب دمپینگ برابر $C=1.407 \text{ kNs/m}$ انتخاب شده‌اند.

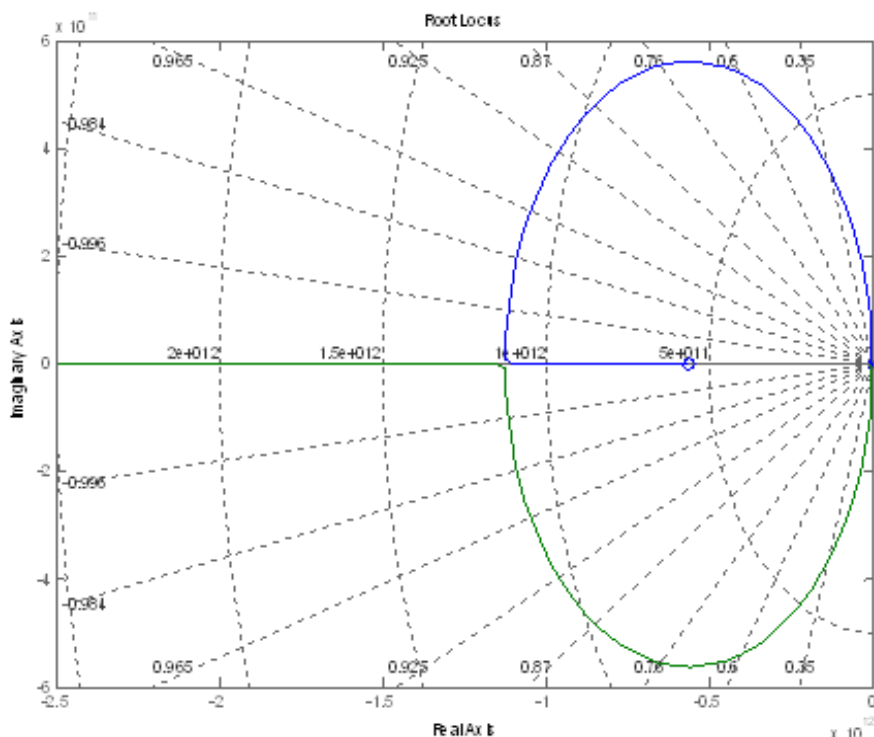


شکل ۱- مدل سازه یک درجه آزادی

۴-۱- عملکرد روش مکان هندسی ریشه‌ها :

همانگونه که قبلاً اشاره شد رفتار یک سیستم پسخوردی، برحسب مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه در صفحه S قابل توصیف است. بنابراین پاسخ یک سیستم پسخوردی را می‌توان با انتخاب مناسب یک یا چند پارامتر تنظیم کرد تا به یک رفتار مطلوب دستیابی شود.

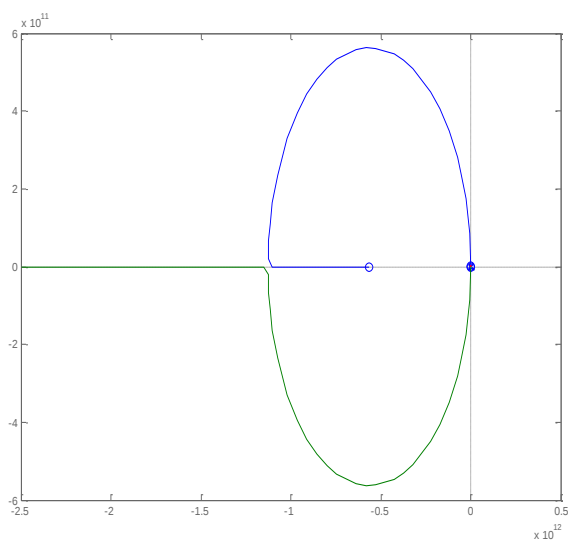
نمودار مکان هندسی قطبهای حلقه بسته در شکل (۲) نشان داده شده است. همانگونه که مشاهده می‌شود قطبهای حلقه بسته در سمت چپ صفحه S قرار گرفته‌اند. به عبارت دیگر قطبهای حلقه- بسته همگی دارای قسمت حقیقی منفی هستند. بنابراین سازه بدون تأخیر زمانی پایدار است.



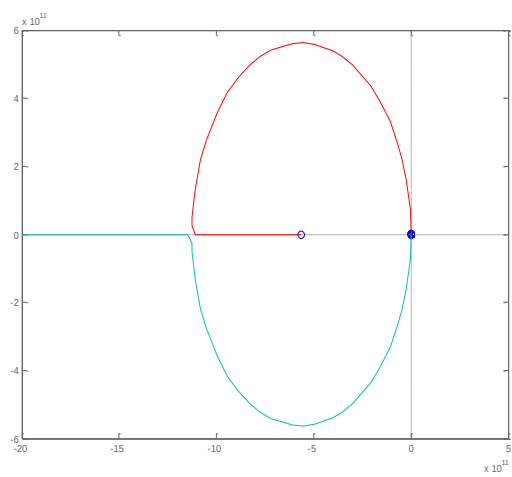
شکل ۲- نمودار مکان هندسی قطبهای حلقه- بسته

مکان هندسی ریشه قطبهای سیستم حلقه- بسته به ازای تأخیر زمانی $0.2s$ در شکل (۳) نشان داده شده

است . همانگونه که مشاهده می شود به ازای تأخیر زمانی فوق همچنان سیستم پایداری خود را حفظ کرده است .

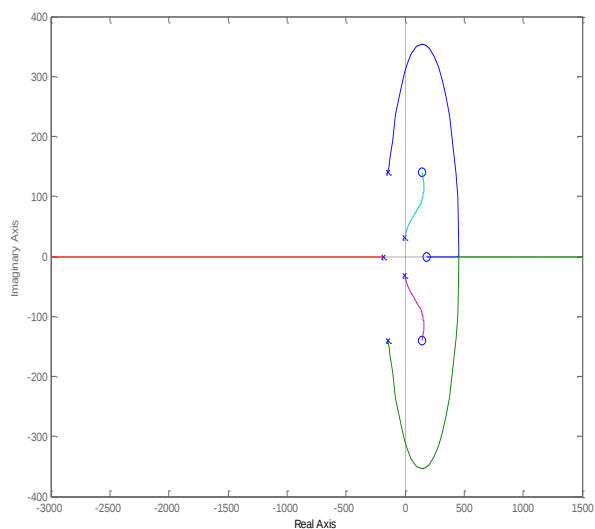


شکل ۳- نمودار مکان هندسی قطبهای حلقه- بسته به ازای تأخیر زمانی 0.2 s



شکل ۴- نمودار مکان هندسی قطبهای حلقه- بسته به ازای تأخیر زمانی 0.4 s

اما همان گونه که در شکل (۵) مشاهده می شود ، معرفی یک تأخیر زمانی کوچک سبب ناپایداری سازه شده است .



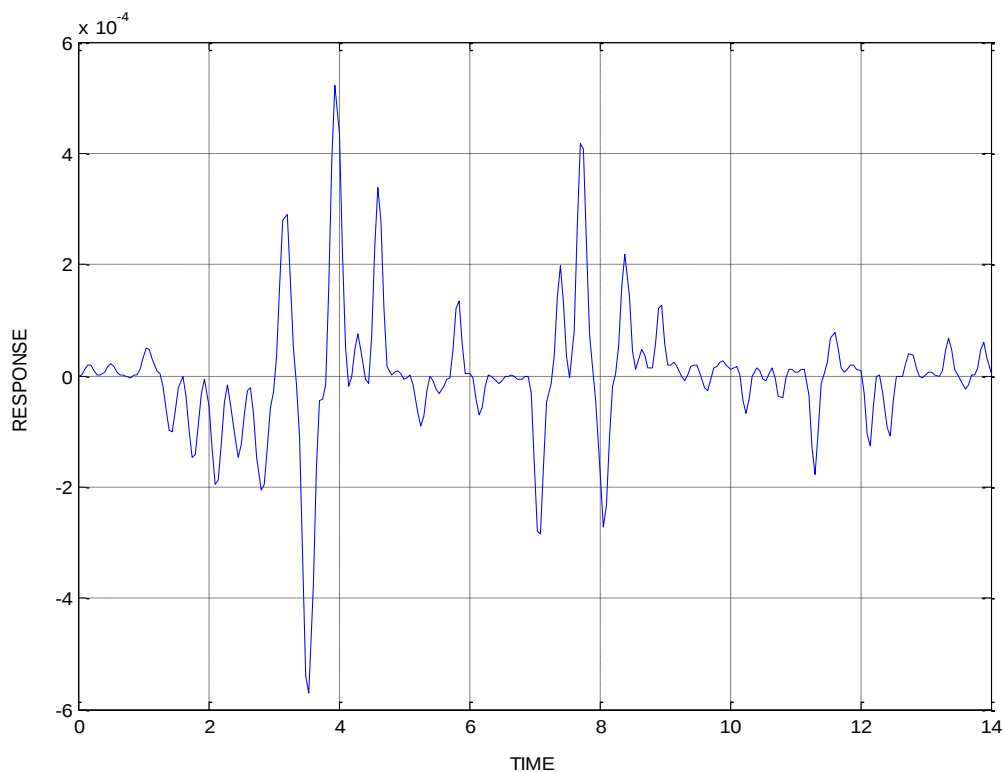
شکل ۵- نمودار مکان هندسی قطبهای حلقه- بسته به ازای تأخیر زمانی 0.025 s

بنابراین همانگونه که مشاهده می شود می توان با معرفی یک تأخیر زمانی صحیح در سیستم کنترل ، پایداری سازه کنترل شده را تضمین کرد .

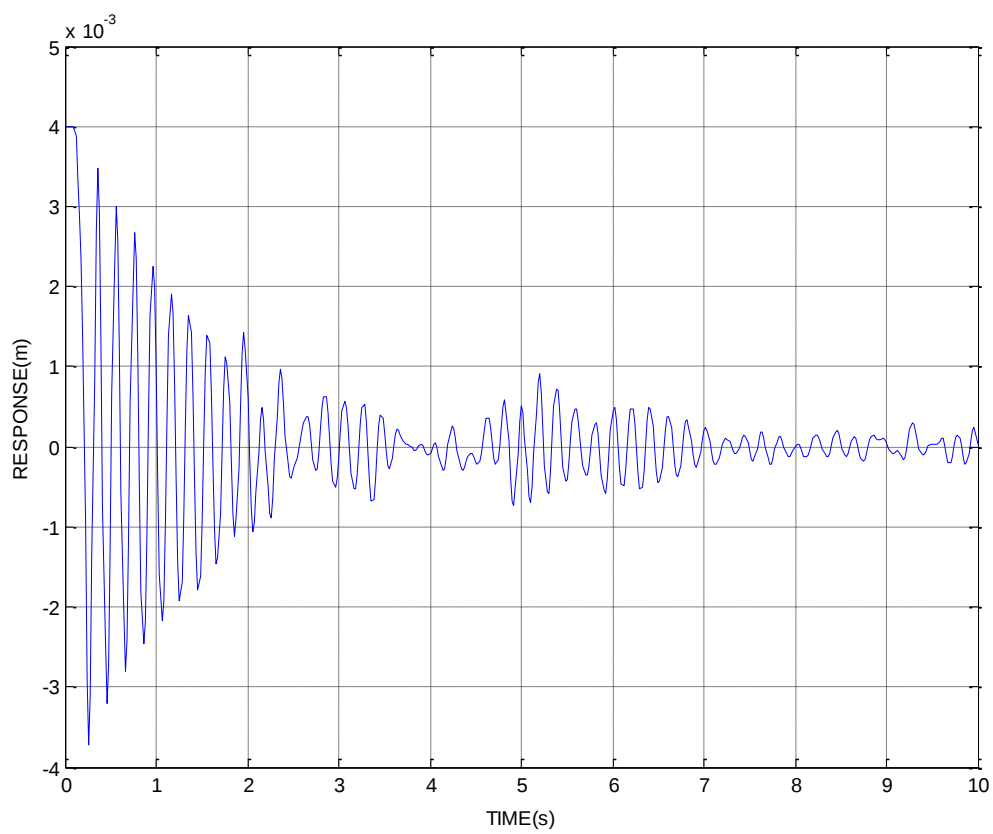
۲-۴- عملکرد روش پیش‌بینی Smith :

همانگونه که بصورت تئوری نشان داده شد، کنترل‌کننده پیش‌بینی اسمیت (SPC)، پایدار است. بنابراین پایداری این روش بررسی نمی‌شود. کاربرد (SPC) در حوزه زمان توسط معادلات (۲-۵-۱۲) انجام شد. برای طراحی ماتریس بهره G ، در معادله (۲-۵-۱۲) از کنترل‌کننده LQR استفاده شده است. و در طراحی ماتریس بهره C از تکنیک استقرار قطب استفاده شده است. بگونه‌ای که قطبهای سیستم حلقه- بسته قسمت حقیقی منفی داشته باشند. نتایج در شکل‌های زیر نشان داده شده است.

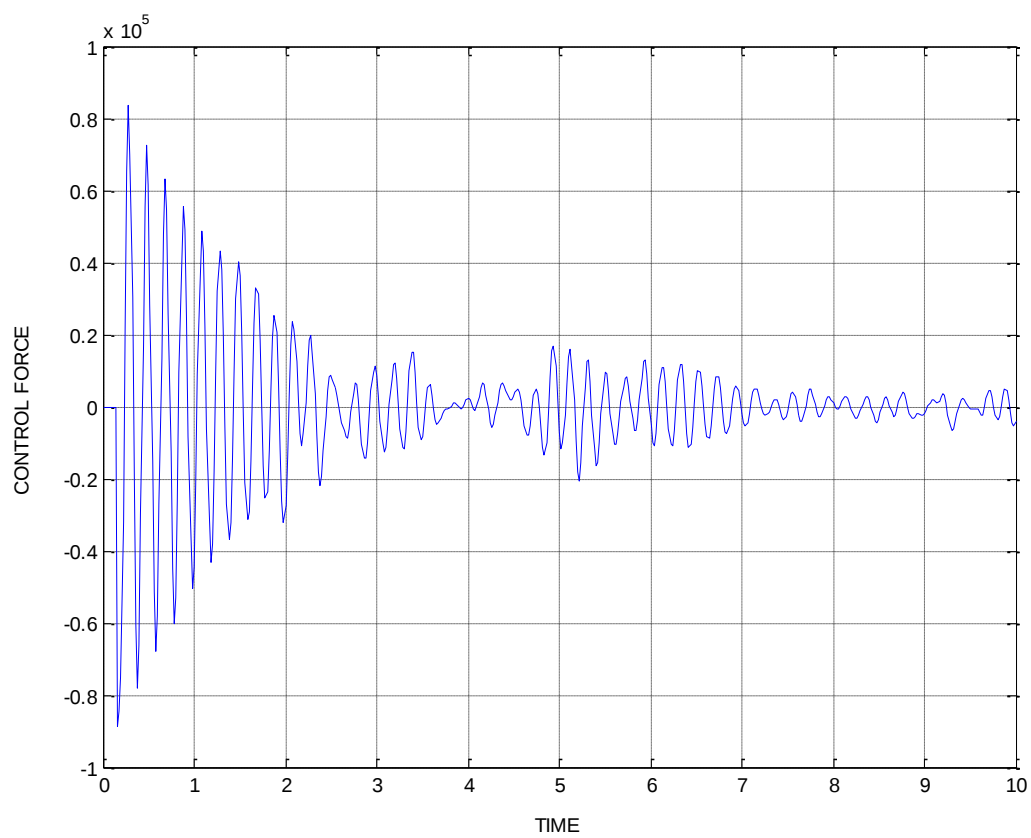
همانگونه که از شکل‌های فوق مشاهده می‌شود برای مقادیر بزرگ تأخیر زمانی نیز پایداری سازه کنترل‌شده تضمین می‌شود، اما عملکرد کاهش می‌یابد. این موضوع همان‌گونه که در معادلات (۲-۵-۱۰ و ۱۱) نشان داده شد قابل انتظار است.



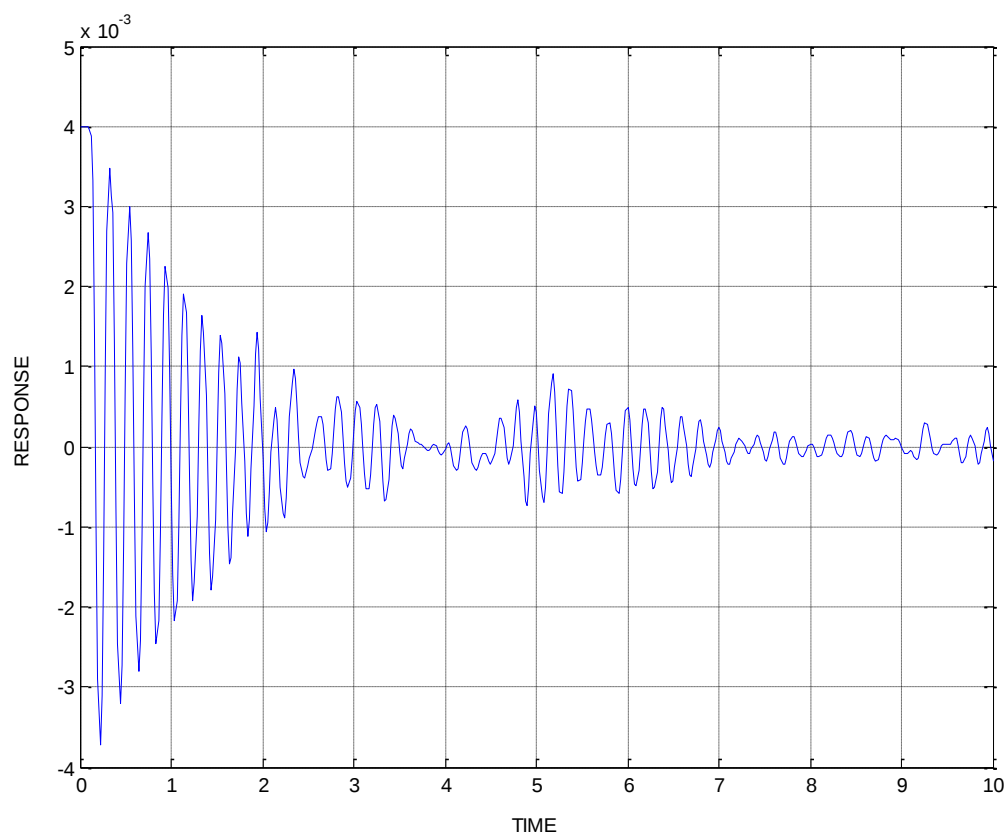
شکل ۱ - پاسخ جابجایی سازه کنترل‌نشده



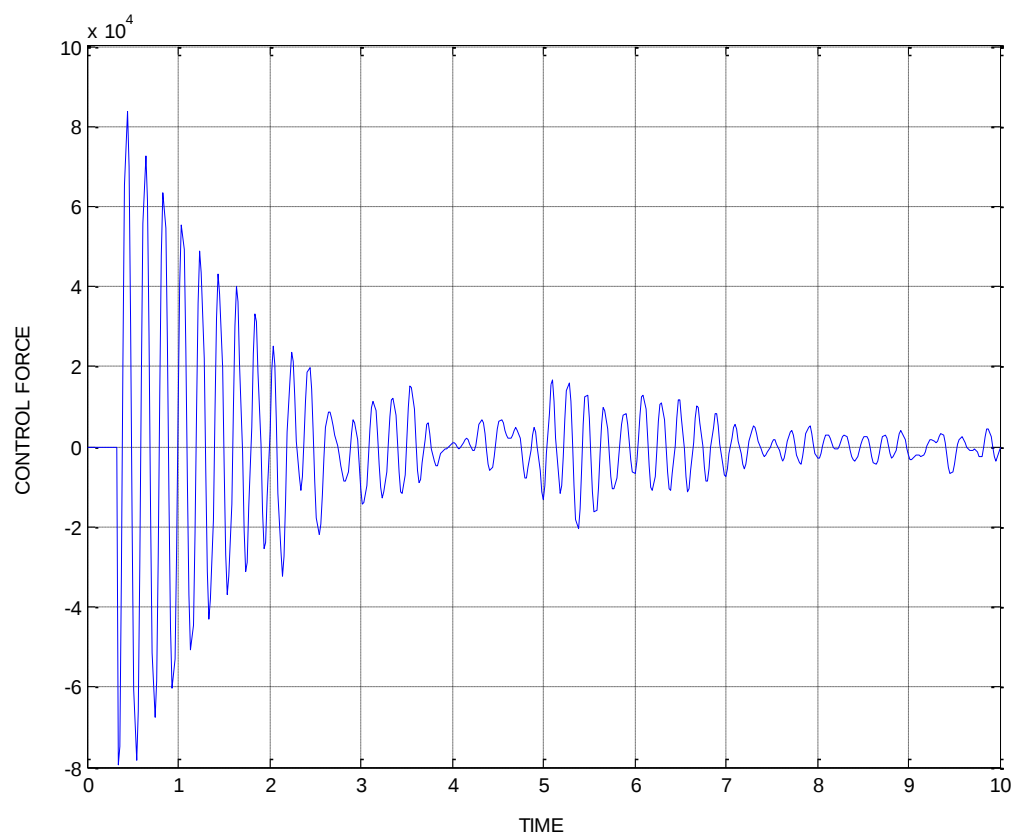
شکل ۲- پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.02



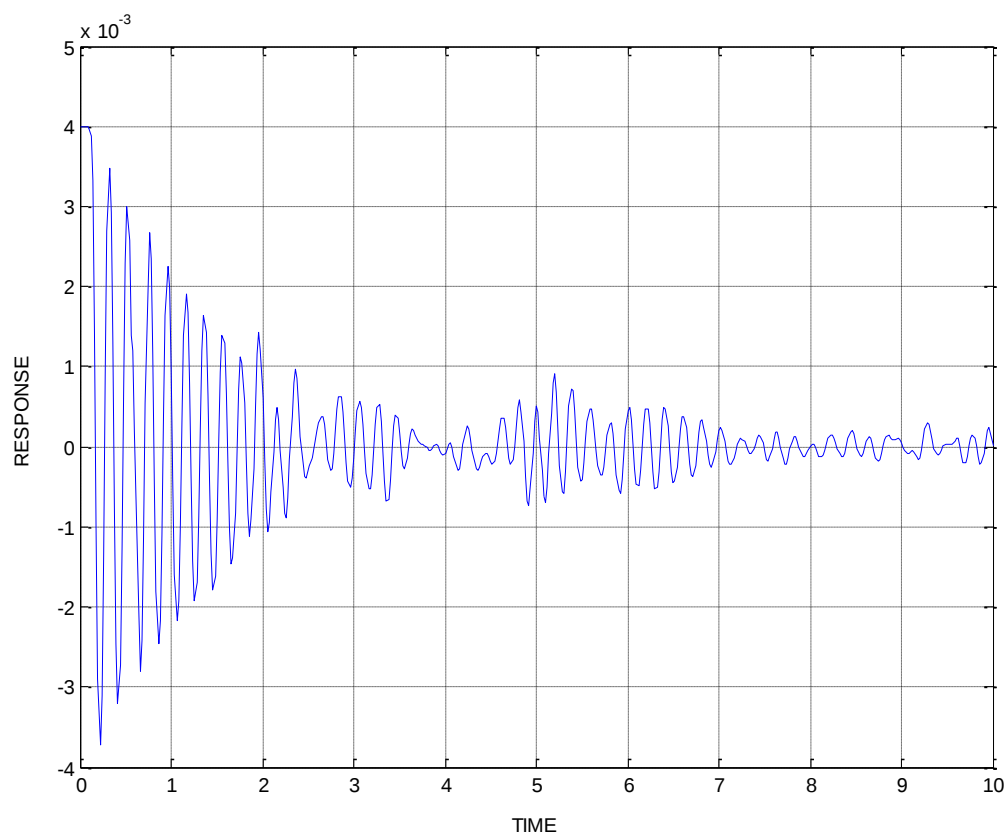
شکل ۳- نیروی کنترل سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.02 s



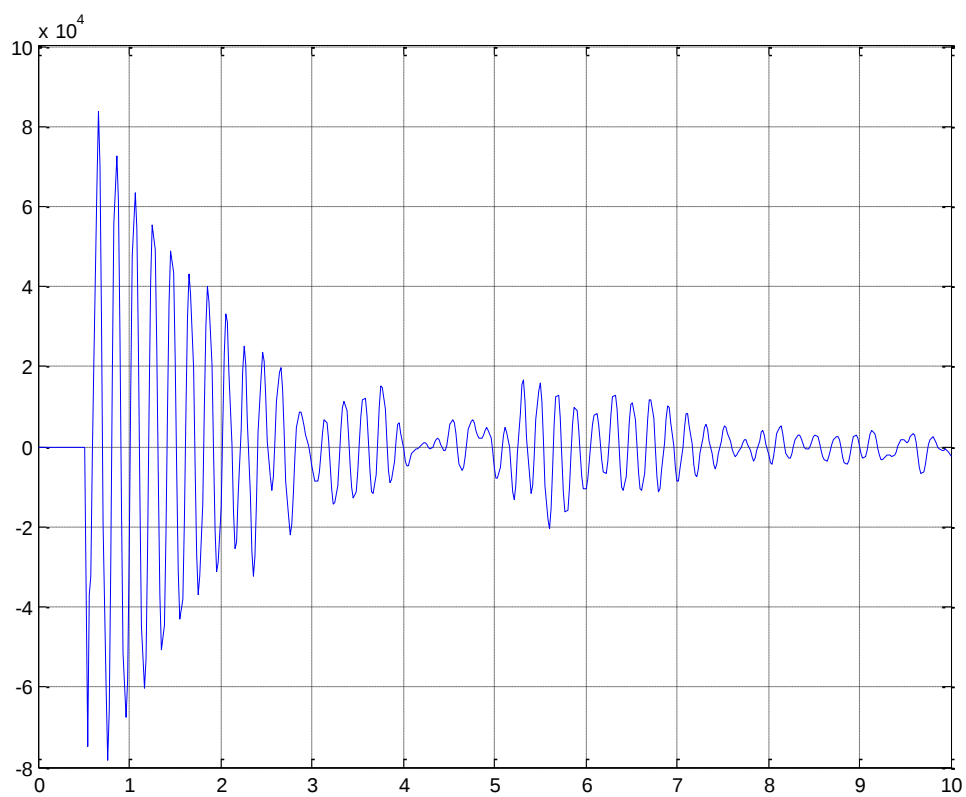
شکل ۴- پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.2 s



شکل ۵- نیروی کنترل سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.2 s



شکل ۶ - پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.4 s



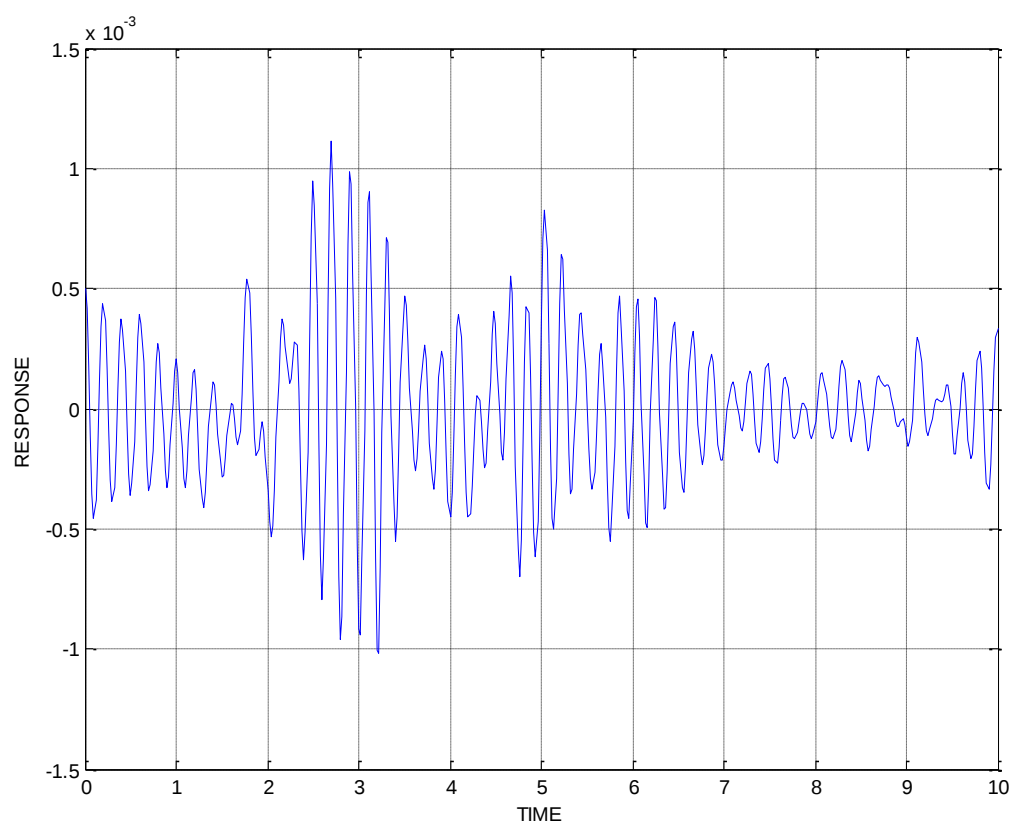
شکل ۷ - نیروی کنترل سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.4 s

۴-۳- عملکرد روش تقریب سازی PADE

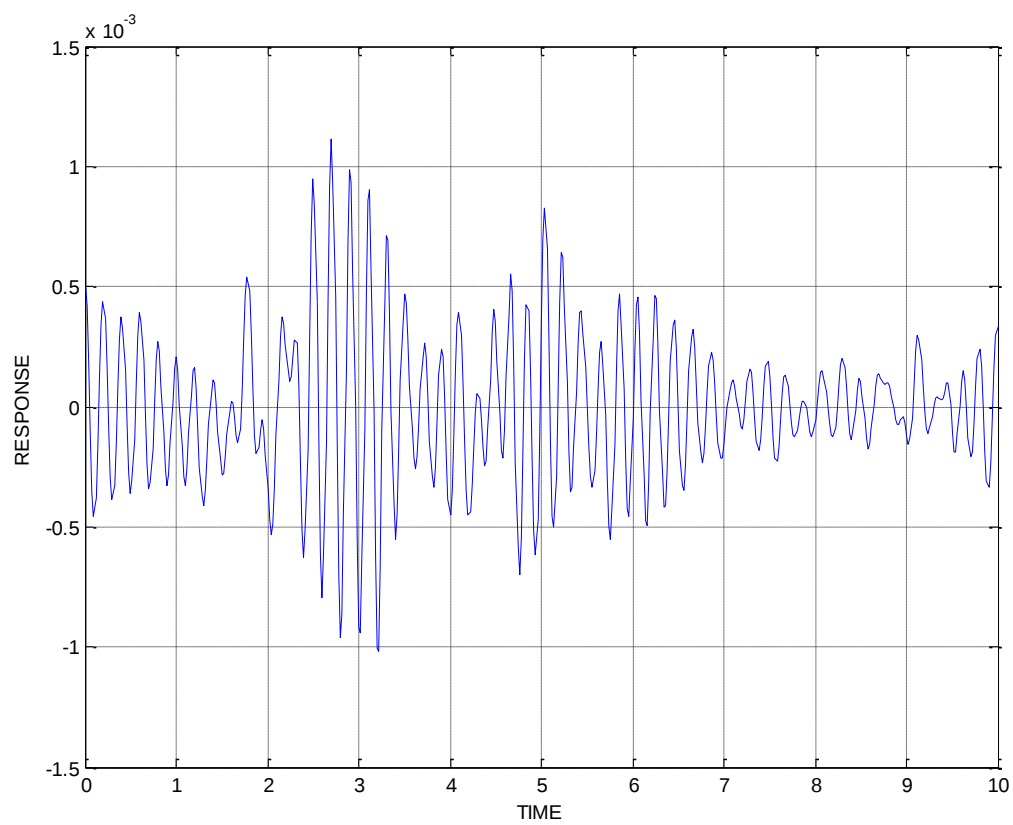
همانگونه که قبلاً گفته شد، تأخیر زمانی در این روش بصورت تأخیر ورودی- خروجی یک سیستم فرضی که دارای تابع انتقال $e^{-s\beta}$ است، مدل می‌شود. سپس تابع فوق در فرم یک تابع جبری مناسب بسط داده می‌شود. از آنجایی که قطبهای سیستم حلقه- بسته دارای قسمت حقیقی منفی هستند، این روش پایدار است. بنابراین پایداری این روش را بررسی نمی‌کنیم.

همانگونه که بیان شد درجه تقریب سازی پد (k)، یک پارامتر مهم است. بنابراین با انتخاب مناسب برای این پارامتر می‌توان عملکرد این روش را بهبود بخشید.

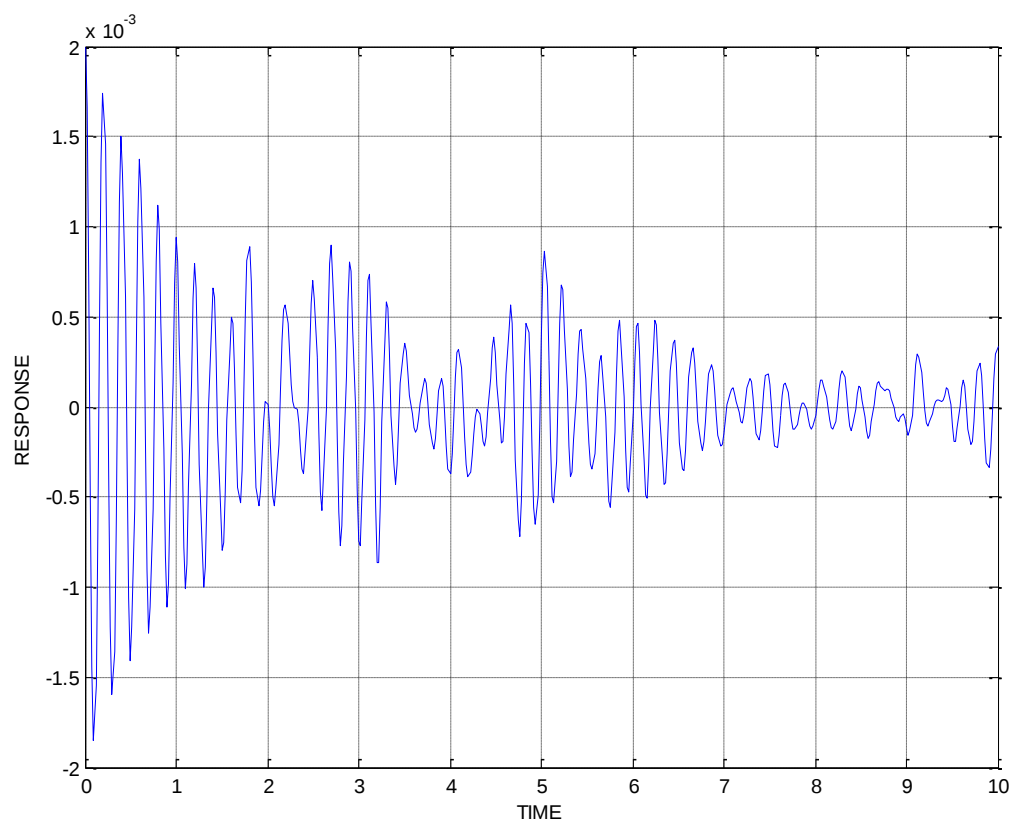
در این قسمت از کنترل کننده نوع (CSF) استفاده می‌شود. و در طراحی ماتریس بهره G ، از روش LQR استفاده شده است. نتایج در صفحات بعد نشان داده شده است.



شکل ۱ - پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.04



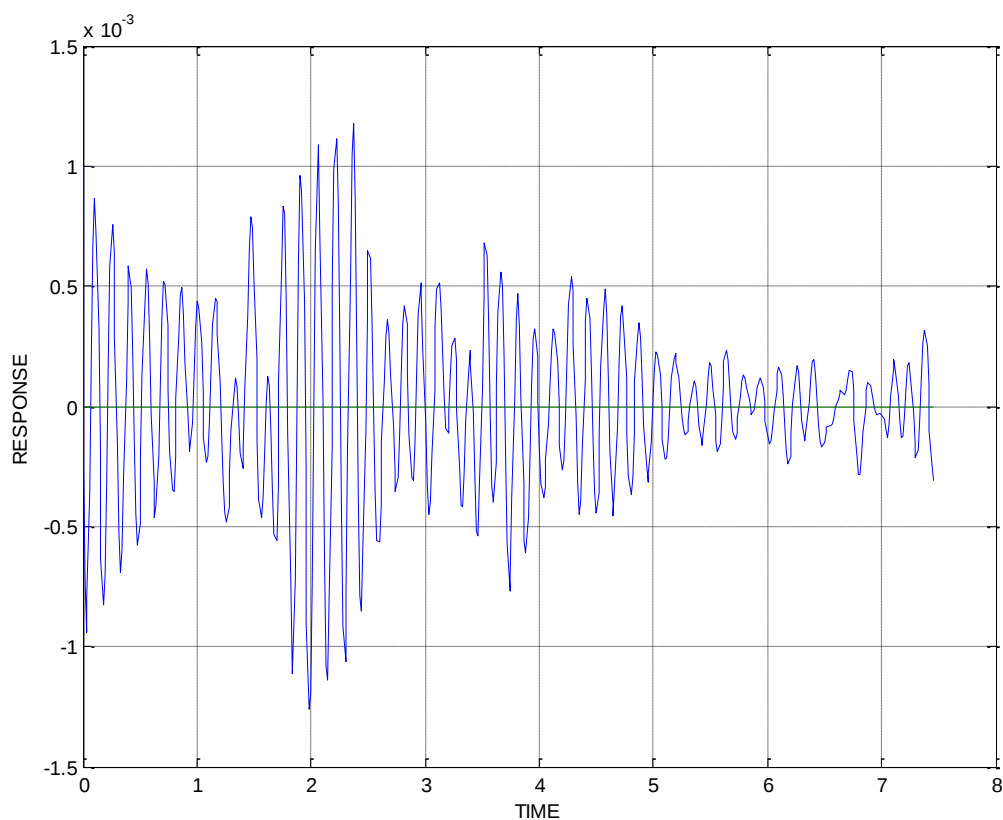
شکل ۲- پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.01 s



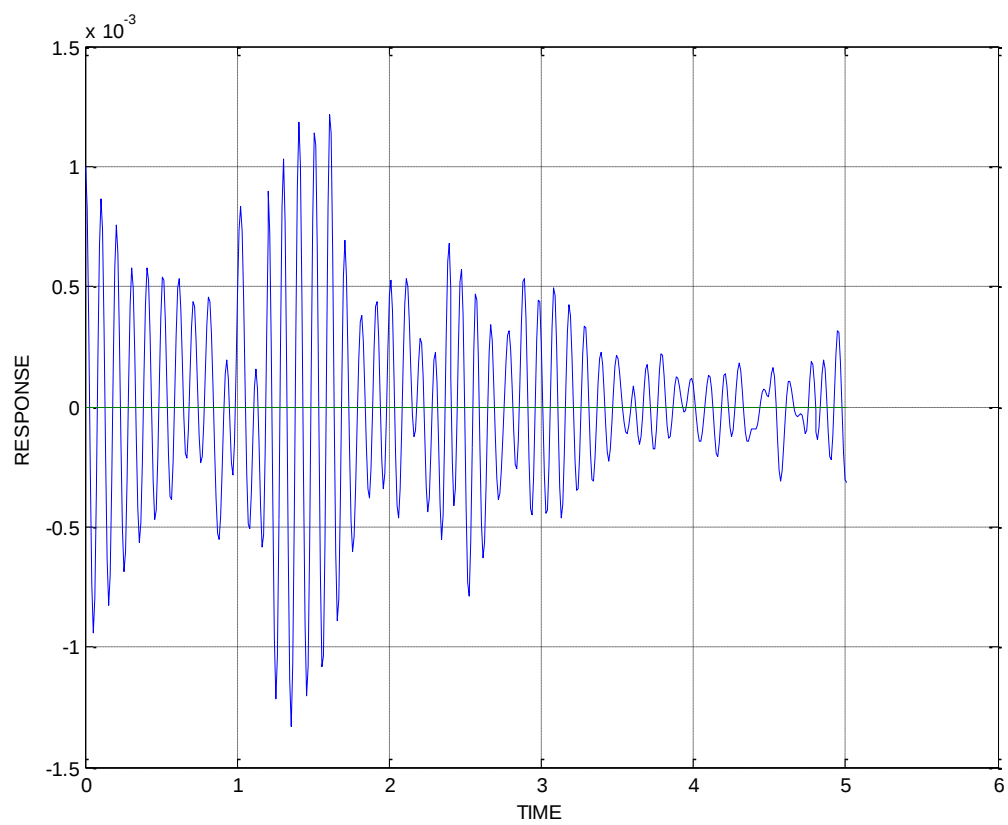
شکل ۳- پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.02 s

۴-۴- عملکرد روش پیش‌بینی کنترل با شاخص عملکرد پیش‌بینی :

در این قسمت عملکرد روش کنترل با شاخص عملکرد پیش‌بینی بررسی می‌شود. در پیش‌بینی پاسخ سازه از مدل ARX استفاده می‌شود. نتایج در زیر آورده شده است.



شکل ۱- پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.03



شکل ۲- پاسخ جابجایی سازه کنترل شده با تأخیر زمانی 0.02 s

فصل پنجم

بحث و نتیجه گیری

مقدمه :

در این پایان نامه چندین روش جبران اثر تأخیر زمانی معرفی شد و کارایی آنها در بهبود عملکرد و کاهش پاسخ سازه ها از طریق مثالهای عددی متفاوت بررسی شد .

بطور کلی روشهای ارائه شده در این پایان نامه رامی توان به دو دسته ، روشهای کنترل بهینه شامل روش کنترل بهینه با استفاده از شاخص عملکرد پیش بینی و شاخص عملکرد LQR و روشهای کنترل غیر بهینه شامل روش جبران پیش بینی اسمیت ، روش تقریب سازی پد ، روش جبران Phase-Shift ، روش جبران کنترل پذیری بر اساس پایداری ، روش Recursive Response ، روش جبران State- Augmented ، تقسیم کرد . در الگوریتم های کنترل بهینه ، نیروی کنترل بر اساس حداقل سازی شاخص عملکرد صورت می گیرد . اما در الگوریتم های کنترل غیر بهینه نیروی کنترل توسط اصولی غیر از حداقل سازی شاخص عملکرد محاسبه می شود . در این الگوریتمها جبران اثر تأخیر زمانی بوسیله اصلاح ماتریس بهره برگشت پذیری حالت صورت می گیرد .

مقایسه روشهای کنترل :

در قسمت اول به معرفی الگوریتمهای پیش بینی کنترل بهینه پرداختیم . همانطور که نشان داده شد ، جبران اثر تأخیر زمانی در این روش بوسیله پیش بینی پاسخ به تحریک خارجی در گامهای جلوتر صورت می گیرد . از آنجایی که تأخیر زمانی بصورت یک پارامتر مشخص در مدل وجود ندارد ، عملکرد این روش محدود به حالتی است که تأخیر زمانی ضربی صحیح از دوره نمونه گیری باشد . نکته مهم در این روش این است که ، دقت پیش بینی با افزایش تعداد گامهای پیش بینی کاهش می یابد . به همین جهت از حداقل تعداد گام پیش بینی

استفاده شد .

در قسمت دوم به معرفی روش کنترل بهینه با استفاده از شاخص عملکرد پیش‌بینی پرداختیم. از آنجایی که تأخیر زمانی بصورت یک پارامتر مشخص در مدل بکار گرفته است ، الگوریتم اجازه می‌دهد که تأخیر زمانی هر عدد غیر منفی باشد. نتایج شبیه‌سازی عددی نشان‌دهنده این است که شاخص سیستم کنترل در بدست آوردن هدف کنترل و کاهش پاسخ سازه بهبود می‌یابد. همانگونه که از طریق شبیه‌سازی عددی نشان داده شد این روش دارای عملکرد بهتری نسبت به روشهای جبران تقریب سازی پد و روش جبران پیش‌بینی اسمیت در کنترل پاسخ مدل‌های سازه‌ای می‌باشد .

در قسمت سوم به معرفی روش کنترل بهینه با استفاده از شاخص عملکرد LQR پرداختیم . از آنجایی که کنترل‌کننده حاصل ، مستقیماً از معادله دیفرانسیلی حرکت سازه بدست آمد و هیچ‌گونه تقریب‌سازی در محاسبه آن صورت نگرفت ، پایداری سازه کنترل‌شده ، تضمین می‌شود. این موضوع از طریق شبیه‌سازی عددی نشان داده شد . بعلاوه کنترل‌کننده حاصل شامل گام کنونی برگشت‌پذیر حالت بعلاوه یک ترکیب خطی از چندین گام قبلی کنترل است . بنابراین به دلیل آن که در این روش نیازی به پیش‌بینی پاسخ سازه نمی‌باشد ، دارای عملکرد بهتری نسبت به الگوریتم‌های پیش‌بینی هستند. همانطوری که نشان داده شد حتی یک تأخیر زمانی کوچک نیز ممکن است منجر به ناپایداری سازه کنترل شده گردد. بنابراین با معرفی یک تأخیر زمانی صحیح ، می‌توان پایداری و عملکرد سازه کنترل شده را به میزان قابل توجهی بهبود بخشید .

در قسمت چهارم به معرفی مفهوم مکان هندسی ریشه‌ها و جبران اثر تأخیر زمانی با استفاده از مفهوم مکان هندسی ریشه‌ها پرداختیم . همانطوری که نشان داده شد می‌توان با معرفی یک تأخیر زمانی صحیح پایداری سیستم کنترل را که بدون تأخیر زمانی ناپایدار است ، بانتقال قطب‌های سیستم حلقه- بسته به سمت چپ صفحه S، تضمین کرد. این روش را می‌توان به عنوان یک روش قابل اعتماد و ارزان در بهبود عملکرد سیستم‌های کنترل بکار گرفت .

عملکرد روش پیش‌بینی نیز از طریق شبیه‌سازی مطلب بررسی شد. همانگونه که نشان داده شد این روش نیز در بهبود مدل‌های سازه‌ای دارای عملکرد مطلوبی می‌باشد، لیکن با افزایش تأخیر زمانی عملکرد این روش کاهش می‌یابد. این موضوع از نمودارهای مربوطه قابل رؤیت است.

روش تقریب‌سازی پد نیز همانگونه که نشان داده شد یک روش مناسب در جبران اثر تأخیر زمانی و بهبود عملکرد سازه‌ها است. یک پارامتر مهم در این زمینه درجه تقریب‌سازی پد می‌باشد. بنابراین با انتخاب مناسب برای درجه تقریب‌سازی، می‌توان عملکرد سازه کنترل‌شده را بهبود بخشید.

روش Recursive Response نیز یکی دیگر از روش‌های جبران اثر تأخیر زمانی بوسیله اصلاح ماتریس بهره برگشت‌پذیر حالت است. این روش از نظر پایداری و عملکرد نسبت به روش Phase-Shift مناسبتر است. لیکن پایداری سیستم حلقه- بسته تضمین نمی‌شود. در روش Phase-Shift، از آنجایی که ماتریس بهره اصلاح‌شده براساس فرکانس‌های طبیعی سیستم حلقه- باز محاسبه می‌شود، پایداری سازه کنترل‌شده برای تأخیرات زمانی بزرگ تضمین نمی‌شود. برای بهره زیاد کنترل‌کننده نیز این روش قادر به تأمین پایداری سازه کنترل‌شده نیست.

روش کنترل‌پذیری براساس پایداری که براساس مفهوم کنترل‌پذیری ارائه شد، نیز یک روش دیگر جبران تأخیر زمانی است. لیکن همانگونه که نشان داده شد، این روش در وضعیت زیر بهینه قرار دارد. اما پایداری این روش همیشه تضمین می‌شود. بعلاوه این روش مناسبتر از روش Phase-Shift است. روش جبران تأخیر زمانی State-Augmented نیز همانگونه که نشان داده شد یک روش مؤثر در جبران اثر تأخیر زمانی است و می‌توان با انتخاب مناسب تعداد گسسته‌ها (q)، یک کنترل‌کننده جبرای پایدار طراحی کرد.

