

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد برق-کنترل

طراحی و شبیه سازی کنترل کننده ماتریس

دینامیکی برای سیستم غیر حداقل فاز

(مطالعه موردی : تبخیر کننده)

**Design And Simulation Of Dynamic
Matrix Controller For Non-Minimum Phase System
(case study : Evaporator)**

اساتید راهنما:

دکتر علی اکبر قره ویسی

دکتر محمد حدادظریف

ارائه دهنده :

اکرم خزائی

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

تقديم به پدرم و مادرم

اکرم خزائی
پایان نامه کارشناسی ارشد برق کنترل
شهریور ۱۳۸۳

فهرست مطالب

۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱- مقدمه
۳	۱-۲- مروری بر مطالب پایان نامه
۴	فصل دوم: کنترل کننده های پیش بین
۵	۱-۲- مقدمه
۵	۲-۲- تاریخچه
۸	۳-۲- کنترل کننده های پیش بین
۱۲	۴-۲- مفاهیم مشترک
۱۳	۱-۴-۲- مدل
۱۵	۲-۴-۲- بهینه سازی
۱۵	۳-۴-۲- بازگشتی بودن
۱۶	۵-۲- کنترل کننده IMC
۱۷	۱-۵-۲- پیاده سازی IMC
۱۸	۲-۵-۲- محدودیت پیاده سازی IMC
۲۱	۳-۵-۲- مقایسه IMC و MPC
۲۱	۶-۲- کنترل کننده MAC
۲۴	۱-۶-۲- بررسی اثر اغتشاش
۲۵	۲-۶-۲- محدودیت روی u_+
۲۶	۳-۶-۲- محدودیت طراحی برای سیستم غیر حداقل فاز

۲۸	۷-۲- کنترل کننده DMC
۳۰	۸-۲- کنترل کننده GPC

فصل سوم: مدلسازی اواپراتور و کنترل آن ۳۵

۳۶	۱-۳- مقدمه
۳۶	۲-۳- بررسی عملکرد یک اواپراتور واقعی
۳۹	۳-۳- روابط حاکم بر یک اواپراتور
۴۱	۴-۳- مدل خطی اواپراتور
۴۴	۵-۳- بررسی روشهای مختلف کنترلی عملکرد اواپراتور

فصل چهارم: طراحی کنترل کننده ماتریس دینامیکی برای سیستم غیر حداقل فاز (مطالعه موردی اواپراتور)

۵۱	۱-۴- مقدمه
۵۱	۲-۴- مرور اجمالی کنترل کننده DMC
۵۲	۳-۴- معادلات ریاضی حاکم بر DMC
۵۳	۴-۴- بلوک دیاگرام الگوریتم DMC
۵۵	۵-۴- چگونگی تأثیردهی وزن δ
۵۶	۶-۴- پیش بینی مدل خطی اواپراتور
۶۸	۷-۴- طراحی کنترل کننده DMC
۷۱	۸-۴- مقایسه کنترل کننده DMC با PID

فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات ۷۳

۵-۱- نتیجه گیری ۷۴

۵-۲- پیشنهادات ۷۵

فهرست مراجع و مآخذ ۷۶

چکیده:

به دلیل توانایی روش کنترل پیش بین در کار با سیستم ناپایدار و غیر حداقل فازها و سیستم های با تاخیر زمانی، مدت‌هاست که توانایی این کنترل کننده ها در صنایع پتروشیمی و نفت و گاز به اثبات رسیده است و از این رو به نظر می رسد که بتوان روش کنترل کننده ماتریس دینامیکی که یکی از انواع کنترل پیش بین می باشد را جهت کنترل سیستم های غیر حداقل فاز بکاربرد.

بنابراین در این پایان نامه طراحی کنترل کننده ماتریس دینامیکی برای سیستم غیر حداقل فاز نظیر اواپراتور بررسی می شود و سپس مقایسه ای بین عملکرد کنترل کننده ماتریس دینامیکی با کنترل کننده کلاسیک و کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته صورت می گیرد. نتایج حاصله نشان می دهد پاسخ کنترل کننده ماتریس دینامیکی بسیار مناسبتر از آن دو نوع دیگر می باشد.

نتایجی که به هنگام استفاده از کنترل کننده ماتریس دینامیکی شاخصتر بنظر می رسند به قرار زیر می باشند:

چون تنها به دانش محدود کنترلی نیاز دارند کنترل کننده ماتریس دینامیکی نسبت به انواع دیگر از نظر کاربردی و صنعتی قابل ساده سازی می باشد و می توان برای کنترل انواع بزرگی از فرآیندها، چه آنهاییکه دینامیکهای نسبتاً ساده دارند تا انواع پیچیده دیگر، استفاده نمود که این سیستم ها غیر متناهی فاز نیز میتوانند باشند.

و همچنین سیستم های چندمتغیره به آسانی با آنها قابل کنترل می باشند و نیز در آنها ذاتاً زمانهای مرده جبران شده است.

از مشخصه بارز دیگر آنست که در آن به طور طبیعی کنترل کننده پیشرویی وجود دارد تا اغتشاش غیر قابل اندازه گیری را جبران کند و همچنین با توجه به مشاهدات نتایج شبیه سازی پاسخ به اغتشاش کنترل کننده ماتریس دینامیکی نسبت به همان دو نوع مورد مقایسه قبلی بسیار مطلوبتر می باشد.

فصل اول

مقدمه

مقدمه :

در این تحقیق امکان پیاده سازی کنترل کننده ماتریس دینامیکی DMC^1 ، برای یک سیستم غیر حداقل فاز عملی نظیر اوپراتور بررسی می شود.

کنترل کننده ماتریس دینامیکی DMC ، یکی از روشهای خانواده کنترل کننده هایی است که بر اساس پیش بینی مدل کار می کنند. این خانواده به کنترل کننده های MPC^2 مشهورند [۲]. در این کنترل کننده های سیگنال کنترلی مناسبی در زمان حال و آینده، تولید می شود به طوریکه خطای ناشی از خروجی پیش بینی شده دارای کمترین توان ممکن باشد.

در این صورت نیاز به یافتن مدلی از چگونگی تأثیرگذاری ورودی زمان حال بر خروجی های زمان آینده احساس می شود. نوع در یافتن این مدل منجر به ابداع انواع مختلفی از MPC گردیده است.

توانایی کنترل کننده های خانواده MPC در کار با عوامل اغتشاش و قید های محدود کننده مانند محدودیت محرکه ها و سیستم های ناپایدار به مانند غیر حداقل فازها باعث پیشرفت این کنترل کننده ها به ویژه در صنعت فرآورده های شیمیایی به مانند نفت و گاز و صنایع پتروشیمی شده است. [۳]

فصل دوم

کنترل کننده های پیش بین

۲-۱ مقدمه

این فصل را با پیش فرض "عدم ذهنیت قبلی" اکثر خوانندگان، به معرفی و آشنایی بیشتر با خانواده کنترل پیش بین به ویژه کنترل کننده ماتریس دینامیکی اختصاص می دهیم.

در بخش های بعدی پس از ذکر تاریخچه به معرفی اجمالی و بیان مفاهیم مشترک بین تمام خانواده کنترل کننده های پیش بین می پردازیم و بعد به طور مختصر با مفهوم ^۱IMC آشنا شده و مقایسه ای بین این کنترل کننده و کنترل کننده پیش بین صورت می گیرد.

سپس در ادامه فصل دوم روش های طراحی انواع کنترل کننده پیش بین رابه همراه چند مثال تشریح می گردد.

۲-۲ تاریخچه کنترل پیش بین

در پایان دهد ۷۰ بود که مقالات جالب و فراوانی در مورد کاربرد ^۲MPC در صنعت منتشر شد [۵]. که البته اکثر این مقالات را آقای ریچالت ^۳ و همکارانش ارائه دادند آنها در این مقالات ^۴MPHC را معرفی کردند که البته اکنون به نام ^۵MAC مشهور است [۸]. از سوی دیگر هم کاتلر ^۶ و رامکتر ^۷ بودند که در سال ۱۹۸۰ مدل کنترلی ^۸DMC را معرفی کردند [۶]. در هر دو الگوریتم کنترل کننده DMC, MAC نوعی از مدل دینامیکی سیستم به کار گرفته شده است در MAC پاسخ ضربه و در DMC پاسخ پله سیستم بکار می رود [۷].

از آنجائیکه یافتن مدلی از سیستم برای پیش بینی خروجی در تمامی کنترل کننده MPC های ضروری است این روشها به دلیل حجم بالای محاسباتی به شدت به برنامه ریزی خطی و یا برنامه هایی که مدت انجام عملیات محاسباتی را بهینه کند ، وابسته بودند.

اما یکی از بارزترین ایده ها در سال های پیش از این در سال ۱۹۶۳ توسط پروپی^۹ ارائه گردیده بود که آن "کاهش افق پیش بین" بود این ایده از ایده دیگری به نام "بهینه سازی فیدبکی برای سیستم حلقه باز" بوجود آمد که در دهه ۷۰ بحث روز به شمار می آمد .

MPC به سرعت تبدیل به یکی از اصلی ترین و عمده ترین روشهای کنترلی در صنعت فرآورده های شیمیایی شد که دلیل آن یکی امکان وارد کردن قیدهای محدود کننده و تاخیر سیستم ، دیگری سادگی الگوریتم آن و استفاده از مدل حاصل از پاسخ ضربه یا پاسخ پله بود چرا که سیستم های کنترل کننده ایی که از مدل فضای حالت یا تابع تبدیل استفاده می کنند به اطلاعات بسیار بیشتری نسبت به MPC نیاز دارند [۹].

بزرگترین کاربرد MPC برای سیستمهای چند متغیره ای بود که دارای قیدهای محدود کننده بودند. با وجود تمام این موفقیت ها یک مشکل اساسی وجود داشت و آن این بود که فرمول های ارائه شده فاقد اثبات تئوری در توانایی پایدار سازی و مقاوم سازی^{۱۰} سیستم ها بودند [۱۰].

در حقیقت در حالت افق پیش بین محدود مشکلات فراوانی در آنالیز جداگانه هر حالت از حالت های ویژه زیادی که وجود داشت به چشم می خورد . به این ترتیب در روشهای دیگر سعی گردید که ایده های کنترل تطبیقی بکار گرفته شود که البته این امر فقط در مورد سیستم تک متغیره گسترش یافت.

"کنترل خود تنظیم براساس پیش بین"^{۱۱} یکی از این موارد بود که بر اساس مینیمم کردن تابع درجه دوم هزینه در یک افق پیش بین محدود ارائه گردیده بود و^{۱۲} EHAC روش دیگری در این زمینه بود که خروجی ها که از طریق حل معادله دیوفانتین^{۱۳} [۱۲] در طول مدت زمانی فراتر از زمان تاخیر سیستم بدست آمده بود را تا حد ممکن به خروجیهای مطلوب نزدیک می شد.

در سال ۱۹۸۵ بود که کیسر^{۱۴} و همکارانش کنترل کننده دیگری از این خانواده به نام^{۱۵} EPSAC ، معرفی کردند. این کنترل کننده از حل معادله دیوفانتین برای پیش بینی آینده استفاده می کرد، لیکن ایده اصلی این بود که سیگنال کنترلی در عملیات بهینه کردن تابع هزینه تا بی نهایت ثابت و فرض شود[۱۶].

و بالاخره در سال ۱۹۸۷ ، GPC^{۱۶} یا کنترل پیش بین تعمیم یافته توسط کلارک^{۱۷} و همکارانش از ایده EPSAC ، استنباط و ارائه گردید [۱۷].

امروزه علاوه بر روشهای مبتنی بر پاسخ پله و مانند GPC مبتنی بر تابع تبدیل روشهای دیگری مبتنی بر فضای حالت یا معادلات فضای حالت نیز موجودند.

-
۱. Internal Model Control
 ۲. Model Predictive Control
 ۳. Richalet
 ۴. Model Predictive Heuristic Control
 ۵. Model Algorithm Control
 ۶. Cutler
 ۷. Ramkter
 ۸. Dynamic Matrix Control
 ۹. Propi
 ۱۰. Robust
 ۱۱. Predictive-Based Self-Tuning Control
 ۱۲. Extended Horizon Adaptive Control
 ۱۳. Diophantine
 ۱۴. Keyser
 ۱۵. Extended Prediction Self-Adaptive Control
 ۱۶. Generalized Predictive Control
 ۱۷. Clarke

۳-۲ کنترل کننده های مبتنی بر پیش بینی مدل

در یک MPC (Model Based Predictive Controller) مطلوب آن است که :

M ورودی آینده را به گونه ای تعیین گردد که خروجی کنونی در فاصله زمانی معین مثلاً P نمونه در آینده به مرجع دلخواه برسد.

بدیهی است برای این عمل نیاز به یک "مدل" در کنار سیستم داریم تا ورودی های آینده را به آن داده و خروجی های آینده را مشاهده کنیم.

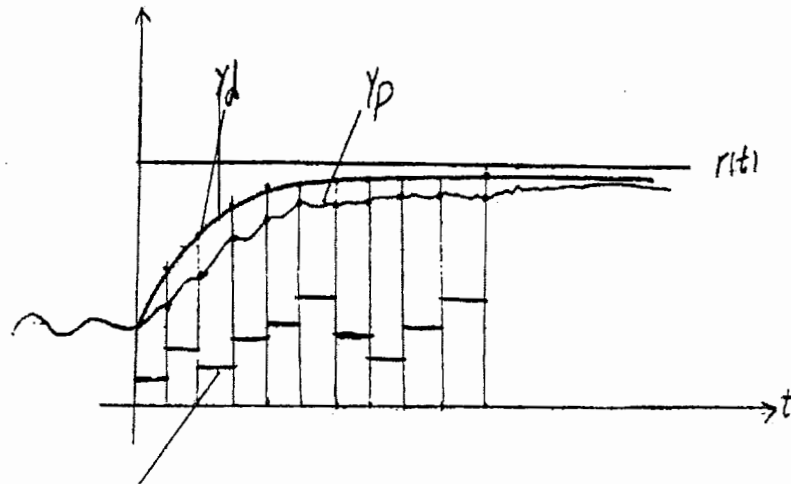
حال این خروجی ها باید نسبت به مرجع دلخواه بهینه گردند و تا حد امکان به آن نزدیک شوند. برای اینکار ورودیهای مطلوب بدست آمده و تعداد محدودی از آنها برای ورودیهای آینده مدل بکار می روند.

این کنترلرها ابتدا در سال ۱۹۷۸ در فرانسه تحت عنوان MAC و در آمریکا در سالهای ۱۹۷۹ تحت عنوان DMC در صنعت بکار گرفته شدند و سپس تئوری های آن عرضه گردید [۵] و نام MPC به خود گرفت. البته بعدها آقای morori نوعی کنترل کننده IMC (Internal Model Control) را مطرح کرد و ادعا نمود که MPC ها حالت خاصی از IMC می باشند که جهت آشنایی اشاره ای به آنها خواهد شد و شباهت ها و تفاوت های آن با MPC مطرح خواهد شد [۱۱].

سپس ساختار MAC, DMC, GPC و اصلاحات آنها مورد بررسی قرار می گیرد که همگی

جزو خانواده MPC می باشند.

همانگونه که گفته شد در MPC نهایتاً باید به مرجع دلخواهی در خروجی برسیم.



شکل (۱-۲) : نحوه ردیابی در روش MPC

شکل (۱-۲) را در نظر بگیرید . بنابراین :

$$\begin{cases} u(t_0), u(t_0+1), \dots, u(t_0+m-1) \\ y_p(t_0), y_p(t_0+1), \dots, y_p(t_0+p-1) \\ y_d(t_0), y_d(t_0+1), \dots, y_d(t_0+p-1) \end{cases} \quad (1-2)$$

در عبارات فوق y_p ، مقدار پیش بینی شده خروجی و y_d مقدار مطلوب در خروجی می باشد که در مورد آنها می نویسیم:

$$\begin{cases} 0 < \alpha < 1 \\ y_d(t_0) = y_p(t_0) \\ y_d(t_0+i) = \alpha y_d(t_0+i-1) + (1-\alpha) r(t_0) & \text{for } i=1, \dots, p \\ y_p(t+i) = y_m(t+i) + d(t+i) & \text{for } i=1, \dots, p \end{cases} \quad (2-2)$$

که در آن y_m مقدار بدست آمده از مدل و d میزان خطای مدل سازی می باشد.

برای سادگی میزان d را نظر نمی گیرند و یا یک بار اندازه گیری کرده و در بقیه لحظات همان مقدار را برای آن قرار می دهند.

اگر خطای d را در نظر نگیریم مدل در واقع خروجی مطلوب را تخمین زده است که در این صورت مدل را کامل (Perfect) گویند.

برای داشتن u ها (یا Δu ها) از تابع هزینه استفاده کرده و بهینه سازی انجام می دهیم. برای این کار تابع زیر حداقل می گردد:

$$J = \sum_{i=0}^P [y_d(t+i) - y_p[t+i]]^2 + r \sum_{i=0}^{m-1} \Delta u^2(t+i) \quad (3-2)$$

البته با در نظر گرفتن ماتریس های وزن R و Q و تعریف ماتریس های زیر تابع هزینه شکل ماتریس پیدا می کند:

$$y_d = [y_d(t+1) \dots y_d(t+p)]$$

$$y_m = [y_m(t+1) \dots y_m(t+p)]$$

$$D = [d(t+1) \dots d(t+p)]$$

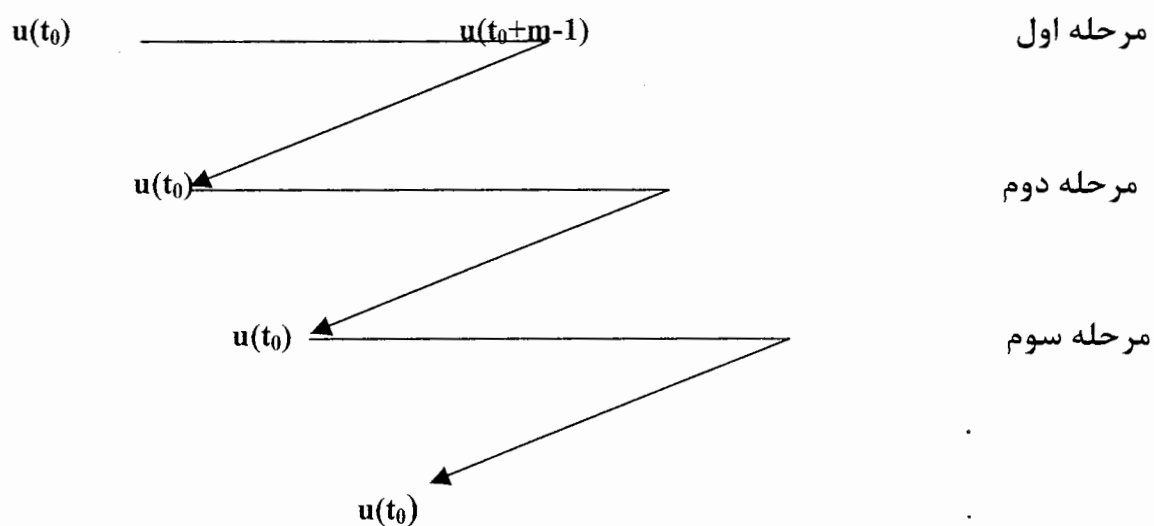
$$y = y_m + D \quad (4-2)$$

$$J = (y_d - y)^T Q (y_d - y) + \Delta u^T R \Delta u \quad (5-2)$$

برای اینکه J ، حداقل داشته باشد، Q و R حتماً باید مثبت معین (P.D) باشند و در حالتیکه وزن دهی مهم نیست داریم:

$$R=Q=I \quad (6-2)$$

با بهینه کردن تابع هزینه تعداد M ورودی آینده بدست می آید که عملاً فقط یکی از آنها (ابتدایی) برای اعمال به سیستم انتخاب می شود و عمل بهینه سازی مجدداً انجام می گردد. این موضوع در شکل (۲-۲) نشان داده شده است .



شکل (۲-۲) : نحوه اعمال سیگنال کنترلی در روش MPC

این عمل رفت و بازگشتی را Receding گویند. به همین دلیل گاهی این کنترل کننده ها را به "Receding control Horizon" نیز نامگذاری می نمایند.

با این مقدمه، حال مفاهیم مشترک بین MPC ها را یکبار دیگر بررسی و دسته بندی نموده و بلوک دیاگرام MPC را ترسیم می کنیم و قبل از معرفی دقیق انواع MPC بطور اجمالی با IMC آشنا خواهیم شد.

۲-۴- مفاهیم مشترک بین تمام MPC ها :

در تمامی کنترل کننده های پیش بین (MPC ها) مفاهیم ذیل مشترک هستند :

۱- مدل خروجی پروسه که برای پیش بینی خروجی های آینده سیستم استفاده می شود.

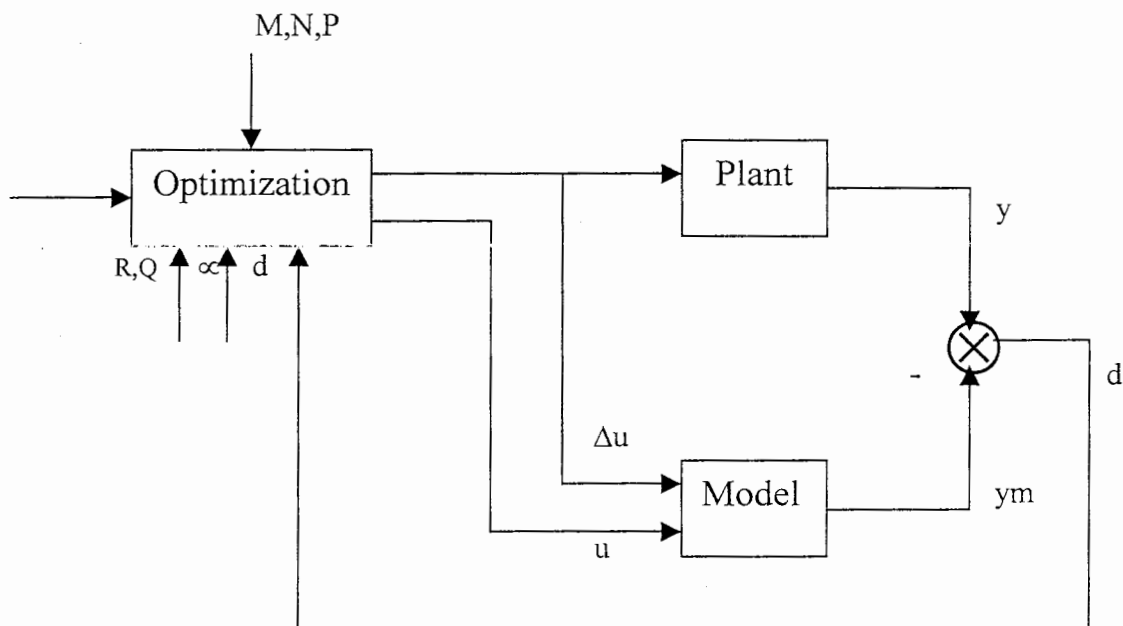
(Model)

۲- مسئله بهینه سازی حل می گردد. (Optimization)

۳- تعدادی از نقاط ورودی u (و یا Δu) پیش بینی می شود که معمولاً اولین نقطه به عنوان

سیگنال کنترل به سیستم اعمال می شود. (Receding)

شکل (۳-۲) ساختار MPC را نشان می دهد.



شکل (۳-۲) : ساختار کنترل کننده MPC

با توجه به شکل (۲-۳) می توان نوشت :

$$\begin{cases} y_d = [y_d(t+1), \dots, y_d(t+p)] \\ y_d(t_0) = y(t_0) \\ y_d(t+i) = \alpha y_d(t+i-1) + (1-\alpha)y_s(t) \end{cases} \quad (۲-۷)$$

$$\begin{cases} y_m = [y_m(t+1), \dots, y_m(t+p)] \\ y = [y(t+1), \dots, y(t+p)] \end{cases} \quad (۲-۸)$$

$$\begin{cases} y = y_m + D \\ D = [d(t+1), \dots, d(t+p)] = d(t) [1 \dots 1] \end{cases} \quad (۲-۹)$$

$$J = (y_d - y)^T Q (y_d - y) + \Delta u^T R \Delta u \quad (۲-۱۰)$$

معمولاً فرض های زیر وارد مسئله می کنیم:

$$\begin{cases} M = 1 \\ NT_s = ts \\ PT_s = tr \end{cases} \quad (۲-۱۱)$$

در ادامه به بررسی قسمتهای مختلف کنترل کننده پیش بین می پردازیم :

۲-۴-۱- مدل :

در کنترل پیش بین، دو نوع مدل برای نشان دادن رفتار آینده سیستم مورد استفاده، بکار برده می شود :

۱- مدل پارامتریک:

این مدل عموماً شامل پارامترهای عددی است و در گروه های زیر دسته بندی می شود:

۱-الف- مدل تابع تبدیل: که در (GPC (General Predictive Control بکار می رود.

۱-ب- مدل فضای حالت: در این حالت کنترل کننده را MPC می نامند.

۱-ج- مدل هوشمند: مانند شبکه های عصبی-فازی-ژنتیکی.

۲-مدل غیر پارامتریک:

این مدل عموماً فاقد پارامتر بوده بصورت گراف نمایش داده می شود و به دو صورت حوزه زمان و فرکانس بکار می رود .

• مدل حوزه زمانی

در مدل حوزه زمانی برای پاسخ های ضربه یا پله بکار می رود . برای پاسخ ضربه کنترل کننده به MAC (Model Algorithm Control) معروف است و خروجی مدل طبق رابطه زیر محاسبه می گردد [۲]:

$$Y(t) = \sum_{i=0}^N h(t-i) u(i) \quad (۱۲-۲)$$

در حالت پاسخ پله کنترل کننده به DMC (Dynamic Matrix Control) معروف می باشد و خروجی طبق رابطه زیر در مدل بدست آمده است:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{i=0}^{\infty} g(t-i) \Delta u(i) = \sum_{i=0}^N g(t-i) \Delta u(i) + \sum_{i=0}^{\infty} g(t-i) \Delta u(i) \\ &= \sum_{i=0}^N g(t-i) \Delta u(i) + g_{N+1} U(N+1) \end{aligned} \quad (۱۳-۲)$$

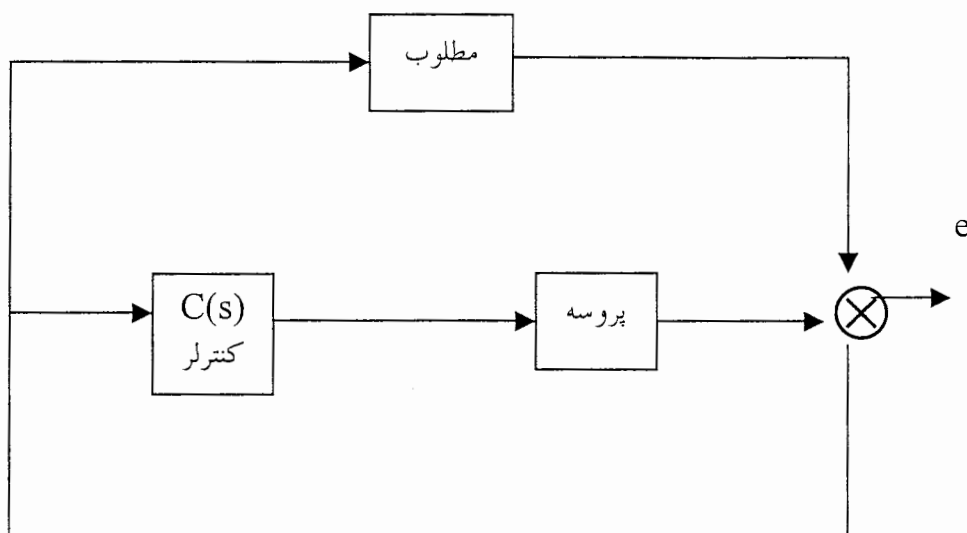
در این حالت با فرض پایداری سیستم، پاسخ پله پس از مدتی ثابت می گردد.

• مدل حوزه فرکانسی

در مدل حوزه فرکانسی از طیف و دیاگرام بود استفاده می شود [۱۱].

۵-۲- کنترل کننده IMC

شکل (۴-۲) ساختار کنترل کننده مدل داخلی IMC (Internal Model Controller) نشان می دهد .



شکل (۴-۲) : ساختار IMC

این ساختار اولین بار توسط آقای morori ارائه شد. وی در ساختار IMC سعی نمود که تابع تبدیل حلقه بسته را تا حد امکان به تابع تبدیل مطلوب نزدیک کند. این مسئله را در حالت کلی حل نشده است ولی به جهت نوعی بهینه سازی در این کنترل کننده morori ادعا می کند که MPCها نوعی خاصی از IMCها هستند.

در نظر بگیرید:

$$T_{CL} = \frac{C}{1 + C} \quad , \quad T_d \text{ تابع تبدیل مطلوب} \quad (۱۶-۲)$$

در این صورت تابع هزینه بصورت زیر می باشد:

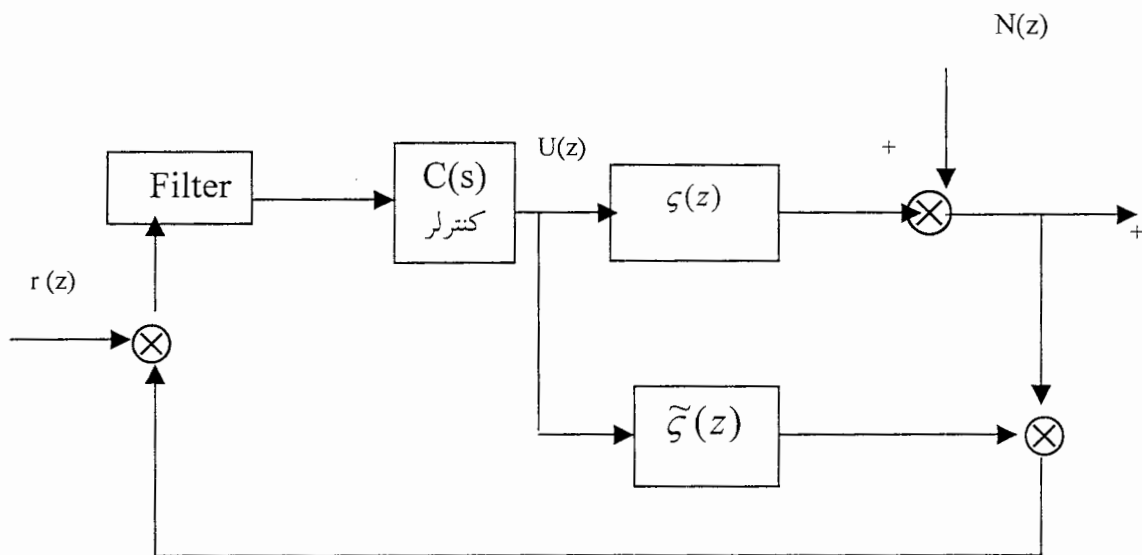
$$J = \|(T_d - T_{CL})u\| \text{ تابع هزینه} \quad (۱۷-۲)$$

در ادامه پس از معرفی مختصری با IMCها پیدا کرده و شباهتها و تفاوتهای آنها را با MPC شرح

می دهیم.

۲-۵-۱- پیاده سازی کامپیوتری IMC

برای پیاده سازی IMC در یک کامپیوتر، مسئله ای که باید به آن توجه کرد گسسته بودن معادلات می باشد. این مسئله در شکل (۲-۵) نشان داده شده است.



شکل (۲-۵): نحوه پیاده سازی IMC

تنها شباهت بلوک دیاگرام IMC که در شکل (۲-۵) نشان داده شده با MPC داشتن مدل در ضمن کنترل است. یعنی:

$$u(J) = \frac{C(J)}{1 + C(J)(\zeta(J) + \tilde{\zeta}(J))} [Y_{SP}(J) - N(J)] \quad (2-18)$$

$$Y(J) = N(J) + \frac{C(J)\zeta(J)}{1 + C(J)(\zeta(J) + \tilde{\zeta}(J))} [Y_{SP}(J) - N(J)] \quad (2-19)$$

با دقت در رابطه (۲-۱۹) دیده می شود که اگر مدل کامل باشد، خروجی هر ورودی را دنبال می کند

البته به شرط آنکه کنترلر همواره معکوس پروسه باشد. یعنی:

$$C(J) = \frac{1}{\zeta(J)} = \frac{1}{\tilde{\zeta}(J)} \quad (2-20)$$

۲-۵-۲- محدودیت های پیاده سازی

در پیاده سازی کنترل کننده IMC محدودیت های نظیر کامل نبودن مدل، تاخیر زمانی و خطای حالت ماندگار وجود دارد که به ترتیب زیر با این مشکلات فائق می آئیم :

- اگر مدل کامل نباشد خطای ایجاد شده را با فیلتر کم می کنند.
- اگر $\zeta(J)$ دارای delay باشد یا صفر ناپایدار داشته باشد (صفر سمت چپ داخل دایره واحد باشد) نمی توان معکوس آن را بدست آورد که برای رفع این معضل، تابع را به دو قسمت معکوس پذیر و معکوس ناپذیر تجزیه می کنیم و کنترل کننده را برابر بخش معکوس پذیر در نظر می گیریم:

$$\begin{cases} \tilde{\zeta}(J) = \tilde{\zeta}_1(J) \cdot \tilde{\zeta}_2(J) \\ C(J) = \frac{1}{\tilde{\zeta}_1(J)} \end{cases} \quad (21-2)$$

و $\tilde{\zeta}_2(J)$ را با عبارتی که قابل معکوس گیری باشد، تقریب می زنیم و برای تقریب خوب بهینه سازی از آن استفاده می نمائیم .

- برای آنکه خطای ماندگار نداشته باشیم باید $Y(1) = Y_{sp}(1)$ که نتیجه می شود : $\tilde{\zeta}_2(1)=1$

در حالت MIMO با در نظر گرفتن معادلات IMC، مطابق شکل (۲-۵) دقیقاً مانند روابط (۲-۱۸) تا (۲-۲۱) بوده و تنها متغیرها بصورت برداری خواهند بود. یعنی :

$$\begin{aligned} U(Z) &= [I + C(Z)[\zeta(Z) - \tilde{\zeta}(Z)]]^{-1} C(Z)[Y_{sp} - N] \\ Y(Z) &= N(Z) + \zeta(Z)[I + (\zeta(Z) - \tilde{\zeta}(Z))C(Z)]^{-1} C(Z)[Y_{sp} - N] \\ C(Z) &= \tilde{\zeta}^{-1}(Z) \\ \tilde{\zeta}(Z) &= \tilde{\zeta}_1(Z)\tilde{\zeta}_2(Z) \\ C(Z) &= \tilde{\zeta}_1^{-1}(Z), \tilde{\zeta}_2(1) = I \end{aligned} \quad (22-2)$$

روابط کنترل کننده IMC در یک سیستم SISO به صورت زیر بدست می آید:

$$Y = \frac{\zeta C}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} Y_s + \frac{(1 - \tilde{\zeta} C)}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} n \quad (23-2)$$

$$\ell = Y_s - Y = \frac{1 - C\tilde{\zeta}}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} (Y_s - n) \quad (24-2)$$

حساسیت و مکمل حساسیت بصورت زیر می باشند این دو برای تشخیص مقاوم بودن

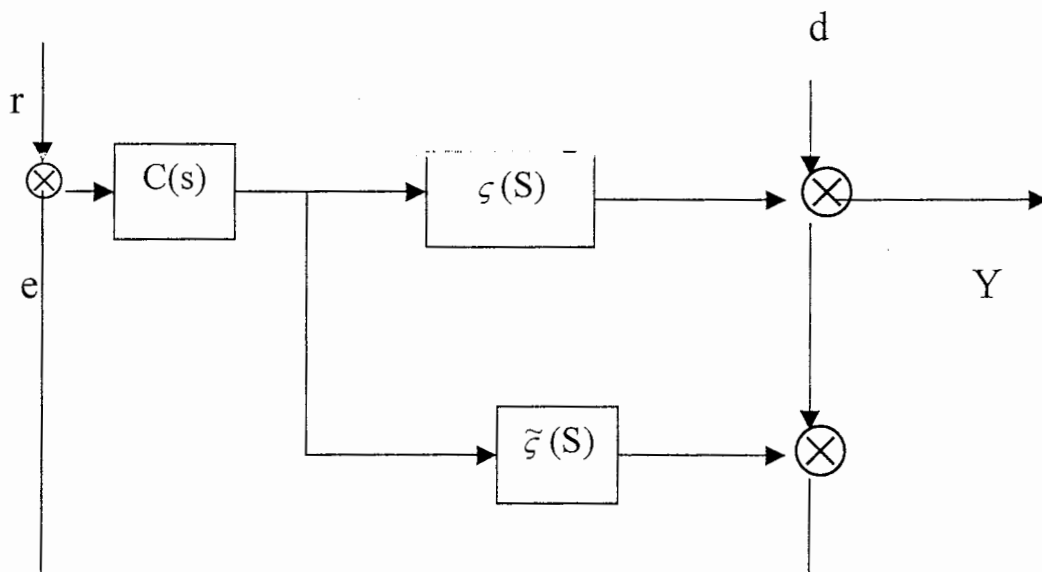
پاسخ کاربرد دارند.

$$S(s) = \frac{E(s)}{Y(s)} = \frac{1 - C\tilde{\zeta}}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} \quad \dots\dots\dots \text{حساسیت}$$

$$T(s) = 1 - S(s) \quad \dots\dots\dots \text{مکمل حساسیت}$$

همچنین برای بهبود مسئله ردیابی تابع تبدیل بصورت زیر در نظر رفته می شود:

$$T = \frac{Y}{Y_s} = \frac{C\zeta}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} \quad \dots\dots\dots \text{تابع تبدیل} \quad (25-2)$$



شکل (۵-۲): نمایش بلوک دیاگرام IMC

در نتیجه با توجه به شکل (۵-۲) طراحی کنترل کننده IMC بصورت زیر خلاصه می شود:

$$Y = \frac{\zeta C}{1 - C(\zeta - \tilde{\zeta})} r + \frac{1 - \tilde{\zeta} C}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} d$$

$$S(s) = \frac{\ell}{r}, \quad T(s) = \frac{Y}{r} \quad (۲۶-۲)$$

برای طراحی بهینه در حالت ایده آل باید $|S(s)| = 0, |T(s)| = 1$ باشد که غیر ممکن بوده و ما در حالت بهینه باید عملیات حداقل سازی زیر را انجام دهیم:

$$\min \|1 - T(s)\| \quad (۲۷-۲)$$

$$\min \|S(s)\| \quad (۲۸-۲)$$

پس واضح است که اگر مدل کامل باشد داریم:

$$T(s) = \zeta C \rightarrow 1 - T(s) = 1 - \zeta C \quad (۲۹-۲)$$

$$S(s) = \zeta C \rightarrow 1 - T(s) = \zeta C \quad (۳۰-۲)$$

پس برای حداقل سازی موارد فوق کافی است داشته باشیم:

$$\ell = r - Y = \left(1 - \frac{\zeta C}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})}\right) r + \frac{1 - \tilde{\zeta} C}{1 + C(\zeta - \tilde{\zeta})} a \quad (۳۱-۲)$$

$$\zeta = \tilde{\zeta} \rightarrow \ell = (1 - \tilde{\zeta} C)(r + d) \quad (۳۲-۲)$$

$$\min \|(1 - \tilde{\zeta} c)u\| = \min \int \ell^2 d(t) \quad (۳۳-۲)$$

- در فرم (۳۳-۲) u می تواند r یا d باشد که در حالت مسئله رد یابی r و در حالت حذف نویز d است.

- در حالت کلاسیک $c = \frac{1}{\tilde{\zeta}}$ را قرار می دهیم ولی در اینجا به علت وجود جندورودی چنین نتیجه بدست نمی آید.

۲-۵-۳- مقایسه IMC و MPC

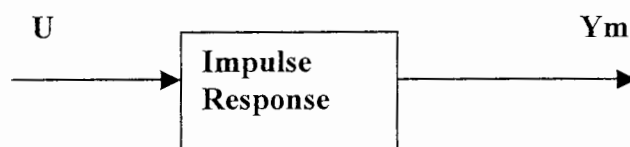
با توجه به مطالبی که تا کنون مطرح شد می توان MPC و IMC را به صورت ذیل مقایسه

نمود:

- در هر دو مسئله MPC و IMC هر دو بهینه سازی وجود دارد .
- MPC در حوزه زمان و محدودیت پذیر است ولی IMC در حوزه فرکانس محدودیت پذیری نیست ($-2 < u(t) < 3$)
- در هر دو مدلی از پروسه تحت کنترل بکار می رود
- بر خلاف IMC ، MPC رفت و برگشتی می باشد .

۲-۶- طراحی کنترل کننده MAC

در این کنترل کننده از مدل Impulse Response برای پیش بینی استفاده می گردد.



شکل (۲-۶): مدل پاسخ پله

با توجه به شکل (۲-۶) داریم :

$$Y_m(t+1) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i u(t-i) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i u(t-i)$$

$$J = \|Y_d - Y_p\|_Q^2 = (Y_d - Y_p)^T Q (Y_d - Y_p) \quad (۳۴-۲)$$

$$Y_p = [Y_p(t+1) \dots Y_p(t+p)]^T \quad (۳۵-۲)$$

$$Y_d = [Y_d(t+1) \dots Y_d(t+p)]^T \quad (۳۶-۲)$$

تابع هزینه (۳۴-۲) باید نسبت به U بهینه می گردند و بنابراین Y_p, Y_d را بر حسب U بصورت زیر خواهند بود:

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_m(t-1) = h(0)u(t) + \dots + h(N-1)u(t-N+1) \\ Y_m(t-2) = h(0)u(t+1) + h(1)u(t) + \dots + h(N)u(t-N) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right. \quad (۳۷-۲)$$

حال به همین ترتیب Y ها را نوشته و در یک نمایش ماتریسی بخش های آینده و گذشته را جدا می کنیم. یعنی:

$$Y_m = \underbrace{\begin{bmatrix} h_0 & & & & \\ h_1 & h_0 & & & \\ \vdots & h_1 & h_0 & & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{p-1} & h_{p-2} & h_{p-3} & \vdots & h_0 \end{bmatrix}}_{H_+} \underbrace{\begin{bmatrix} u(t) \\ u(t+1) \\ u(t+2) \\ \vdots \\ u(t+p-1) \end{bmatrix}}_{U_+} + \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \dots & h_{N-1} & 0 \\ h_2 & h_3 & \dots & h_{N-1} & 0 \\ \vdots & \vdots & h_{N-1} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \vdots & \vdots \\ h_p & h_{p-1} & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}_{H_-} \underbrace{\begin{bmatrix} u(t-1) \\ u(t-2) \\ \vdots \\ \vdots \\ u(t-N+1) \end{bmatrix}}_{U_-}$$

$$Y_m = H_+ u_+ + H_- u_-$$

در روابط فوق فرض شده که $M=P$ می باشد.

در صورتی که مدلی برای خطا موجود نباشد قرار می دهیم:

$$\left\{ \begin{array}{ll} d(t+i) = d(t) = y(t) - y_m(t) & \text{for } i = 1, 2, \dots, p \\ \text{open loop} & y_p = y_m \\ \text{close loop} & y_p = y_m + D \end{array} \right. \quad (39-2)$$

و برای ماتریس وزندهی داریم :

$$Q = \text{diag} [q_1, \dots, q_r]$$

و در نهایت خروجی مطلوب پس از فیلتر کردن نقطه مرجع بدست می آید. یعنی :

- اگر نقطه مرجع برای آینده معلوم باشد. (programmed)

$$y_d(t+i) = \alpha y_d(t+i-1) + (1-\alpha) \left\{ \begin{array}{l} r(t+i) \\ r(t) \end{array} \right. \quad (40-2)$$

- اگر نقطه مرجع برای آینده معلوم نباشد. (un programmed)

در رابطه (۴۰-۲) فیلتر درجه یک فرض شده این رابطه می تواند توسط یک فیلتر درجه i نیز

بکار برده شود که یک فیلتر درجه i بصورت زیر می باشد:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 < \alpha < 1 \\ y_d(t+i) = \alpha^i y_d(t) + (1-\alpha^i) r_d(t) \end{array} \right.$$

حال در حل مسئله طراحی MAC دو حالت open و close را در نظر می گیریم و با توجه به فرضیاتی

که در بالا ذکر شد و با جایگذاری در J_p از (۳۹-۲) داریم :

$$J_p = (Y_d - Y_{post} - D - H_+ u_+)^T Q (Y_d - Y_{past} - D - H_+ u_+)$$

$$E = Y_d - Y_{pst} - D$$

$$J_P = (E - H_+ u_+)^T Q (E - H_+ u_+)$$

$$J_P = u_+^T H_+^T Q H_+ u_+ - 2 E^T Q H_+ u_+ + E^T Q E \quad (42-2)$$

Q را طوری انتخاب می کنیم که $H_+^T Q H_+$ ، ماتریسی مثبت معین باشد و J_P حداقل داشته باشد. برای نیل به این منظور باید داشته باشیم :

$$\frac{dJ_P}{du_+} = 0$$

که در نتیجه خواهیم داشت:

$$2 H_+^T Q H_+ u_+ - 2 E^T Q H_+ = 0$$

$$u_+ = k_{MAC} \cdot E, \quad \begin{cases} K_{MAC} = (H_+^T Q H_+^{-1}) H_+^T Q \\ E = Y_d - Y_{past} - D \end{cases}$$

$$U(t) = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \cdot K_{MAC} \cdot E \quad (43-2)$$

رابطه فوق هم در حالت open loop و هم در close loop صحت دارد و اما در حلقه باز $D=0$ می باشد .

در ادامه به بررسی کنترل کننده MAC در حضور اغتشاش می پردازیم. توجه شود که این مبحث برای کنترل کننده DMC هم صادق است.

۲-۶-۱- بررسی اغتشاش بر کنترل کننده MAC :

در اینجا دو حالت را در نظر می گیریم که در ادامه بررسی می شوند.

حالت اول : مدل اغتشاش معلوم نیست

اگر نویز ما رنگی باشد کنترل کننده می تواند تا حدودی با استفاده از اطلاعات گذشته که از نویز بدست آمده است. اثر آن را کاهش دهد ولی اگر نویز سفید باشد چون هیچ اطلاعاتی در مورد آن کسب نشده واریانس آماری آن در خروجی ثابت می ماند کنترل کننده هیچ تأثیری در کاهش آن ندارد.

حالت دوم : مدل اغتشاش معلوم باشد

در این حالت مدل اغتشاش را در روابط بکار برده و اثر آن را کاهش می دهیم.

۲-۶-۲- محدودیت روی u :

اگر u دارای محدودیت باشد مسئله بهینه سازی زیر حل می گردد که در این مسئله محدودیت u به عنوان قید به مسئله وارد شده است :

$$J_p = u_+^T H u_+ - F u_+^T + E^T Q E$$

$$H = H_+^T Q H_+$$

$$F = 2 H_+ Q$$

$$\text{Constraint} \quad \begin{cases} \underline{u} \leq u(t) \leq \overline{u} \\ \underline{y} \leq y(t) \leq \overline{y} \end{cases} \quad (۴۴-۲)$$

۲-۶-۳- طراحی MAC برای سیستم های غیر حداقل فاز

در کنترل پیش بین همواره از یک نقطه آینده (یعنی گام پیش بین ما $p=1$ است) سیگنال کنترل استفاده می گردد. ولی اگر سیستم غیر حداقل فاز باشد، این عمل ممکن است سبب مثبت شدن فیدبک و ناپایداری سیستم کنترل حلقه بسته گردد. سیستم های غیر حداقل فاز در سه گروه قرار می گیرند:

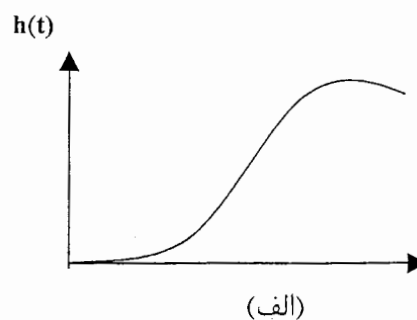
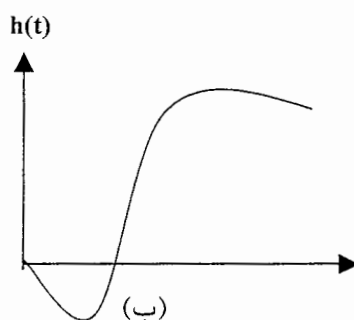
۱- سیستم های دارای صفر سمت راست مانند : $s-1/s(s+1)$

۲- سیستم های ناپایدار مانند : $1/s(s-2)$

۳- سیستم های دارای تاخیر زمانی مانند : $e^{-s}/s(s+1)$

جهت طراحی کنترل کننده برای سیستم های غیرحداقل فاز پایدار (حالات ۱ و ۳) روش زیر بکار می رود :

روش اول : شکل (۲-۷) پاسخ پله واحد سیستم های غیرحداقل فاز دارای صفر سمت راست و تاخیر زمانی را نشان می دهد با توجه به این شکل برای طراحی کنترل پیش بین ابتدا سیگنال کنترل صفر در نظر گرفته می شود و همین که ناحیه عملکرد غیرحداقل فاز سیگنال کنترل به سیستم اعمال می گردد.



شکل (۲-۷) : پاسخ پله سیستم غیرحداقل فاز پایدار

الف- تاخیر دار ب- دارای صفر سمت راست

روش دوم: برای حل معضل غیرحداقل فاز بایاس ثابت $\Delta u^T R \Delta u$ را به $(u^T R u)$ اضافه می کنیم در این حالت $u(t)$ طوری انتخاب می گردد که داشته باشیم :

$$H_+ = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ 0 & & & \\ 0 & & & \\ h_d & 0 & & \\ h_{d+1} & \vdots & & \\ \vdots & \vdots & & \\ h_{p+d} & \vdots & & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} y(t+d+1) &= h_1 u(t) + \dots \\ y(t+d+2) &= \dots \end{aligned}$$

$$y_p = [y(t+d+1) \dots y(t+d+p)]^T$$

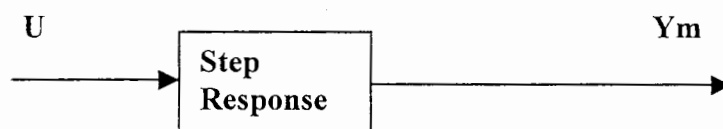
$$y_d = [y_p(t+d+1) \dots y_p(t+d+p)]^T$$

$$y_{past} = [y_{past}(t+d+1) \dots y_{past}(t+d+p)]^T$$

$$H_+ = \begin{bmatrix} h_{d+1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \\ h_{d+p} & h_{d+p+1} & \dots & h_{d+1} \end{bmatrix} \quad (45-2)$$

۷-۲- کنترل کننده ماتریس دینامیکی :

مدل مورد استفاده در کنترل کننده ماتریس دینامیکی مدل پاسخ پله می باشد (شکل (۸-۲)).



شکل (۸-۲): مدل پاسخ پله

با توجه به شکل (۸-۲) داریم :

$$y(t+i) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u(t+i-1) \quad (۴۶-۲)$$

در صورتی پروسه تحت کنترل پایدار باشد می توان نوشت :

$$g_{N+1} = g_{N+2} = \dots = g_N; \text{ for } i > N \quad (۴۷-۲)$$

$$y(t+1) = \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(t+i-1) + \sum_{i=N+1}^{\infty} g_i \Delta u(t+i-1) \quad (۴۸-۲)$$

$$y(t+1) = \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(t+i-1) + g_N \Delta u(t-N) \quad (۴۹-۲)$$

و بنابراین تابع هزینه در روش DMC بصورت زیر است:

$$P.I.; J_p = (y_p - y_d)^T Q (y_p - y_d) - \Delta u^T R \Delta u \quad (۵۰-۲)$$

با بسط روابط (۴۷-۲) تا (۴۹-۲) داریم :

$$\left\{ \begin{array}{l} y(t+1) = g_1 \Delta u(t) + g_2 \Delta u(t-1) + \dots + g_{N+1} \Delta u(t-N+1) + g_{N+1} \Delta u(t-N) \\ y(t+1) = g_1 \Delta u(t) + g_2 \Delta u(t-1) + \dots + g_{N+1} \Delta u(t-N+1) + g_{N+1} \Delta u(t-N) \\ \vdots \end{array} \right. \quad (۵۱-۲)$$

و همانند MAC ماتریس های آینده و گذشته DMC عبارتند از:

$$y_m = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_p \cdots g_{p-m+1} \end{bmatrix}_{p \times m}^{G_+} \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+m-1) \end{bmatrix}_{m \times 1}^{\Delta u_+} + \begin{bmatrix} g_2 & g_3 & \cdots & g_{N+1} \\ g_3 & g_4 & \cdots & g_{N+1} \\ & & & 0 \end{bmatrix}_{p \times N}^{G_-}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u(t-1) \\ \Delta u(t-2) \\ \vdots \\ \Delta u(t-4) \end{bmatrix}_{N \times 1}^{\Delta u_-} + \begin{bmatrix} u(t-N) \\ u(t-N+1) \\ \vdots \\ u(t-N+p-1) \end{bmatrix}_{p \times 1}^{u_y} g_{N+1}$$

$$\rightarrow y_m = G_+ \Delta u_+ + G_- \Delta u_- + g_{N+1} u_N \quad (52-2)$$

با قرار دادن رابطه (52-2) در تابع هزینه (2-50) و مشتق گیری از آن، سیکنال کنترلی ورودی مطلوب در حالت بهینه سازی بصورت زیر خواهد بود:

$$\Delta u_+ = (G_+^T Q G_+ + R)^{-1} G_+^T Q E \quad (53-2)$$

$$\Delta u(t) = e_N = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots \end{pmatrix}_{1 \times m} K_{DME} \begin{pmatrix} m \times p \end{pmatrix} E_{p \times 1} \quad (54-2)$$

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) \quad (55-2)$$

روش کنترل کننده ماتریس دینامیکی در حالت مدار باز فقط برای سیستم پایدار جواب می دهد.

پس به هنگام طراحی برای سیستم ناپایدار ابتدا سیستم را با بستن حلقه پایدار نموده و سپس برای آن کنترل کننده DMC طراحی می کنیم.

طراحی کنترل کننده DMC برای سیستم غیر حداقل فاز همانند روش MAC است که در فصل چهارم به تفصیل شرح می گردد.

۲-۸- ساختار طراحی با GPC

کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته (GPC) از خانواده کنترل کننده پیش بین می باشد بطوریکه مدل آن مبتنی بر تابع تبدیل است.

اغلب سیستم های تک ورودی- تک خروجی زمانی که در حول یک نقطه خاص کاری بررسی شوند و سپس خطی گردند به صورت زیر توصیف می شوند:

$$A(z^{-1}) y(t) = Z^d B(z^{-1}) u(t-1) + C(z^{-1}) e(t) \quad (2-56)$$

که $u(t)$ و $y(t)$ به ترتیب خروجی سیستم و خروجی کنترل کننده هستند ، $e(t)$ نیز به صورت نویز سفید با میانگین صفر است. A, B, C چند جمله ای هایی بر حسب z^{-1} هستند و می توان آنها را به صورت زیر نوشت:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na}$$

$$B(z^{-1}) = 1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb}$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_{nc} z^{-nc} \quad (2-57)$$

که d تاخیر زمانی سیستم است. این مدل به نام مدل " کنترل کننده میانگین متحرک خود کاهنده " $CARMA^1$ مشهور است و از آنجاییکه در بسیاری از کارهای صنعتی با اغتشاش متغیر سر و تار داریم از این جهت مدل " انتگرالی کنترل کننده میانگین متحرک خود کاهنده " در صنعت مناسبتر $CARIMA^2$ است [۲۲].

مدل $CARIMA$ را به صورت زیر می توان نمایش داد :

$$A'(z^{-1}) y(t) = Z^d B'(z^{-1}) u(t-1) + C(z^{-1}) e(t) / \Delta \quad (2-58)$$

که در آن:

$$\Delta = 1 - z^{-1} \quad (2-59)$$

$$A'(z^{-1}) = A(z^{-1}) / \Delta$$

$$B'(z^{-1}) = B(z^{-1}) / \Delta$$

1. Controlled Autoregressive Moving Average

2. Controlled Autoregressive Integrated Moving Average

برای سادگی در مدل فوق چند جمله ای C را یک انتخاب می کنیم. توجه کنید که اگر C^{-1} قابل حصول باشد (C معکوس پذیر باشد) آنگاه C^{-1} را می توان در چند جمله ای های B و A ضرب کرد.

هدف الگوریتم کنترل پیش بین تعمیم یافته ، بدست آوردن سیگنال کنترلی به گونه ای است که تابع هزینه چند متغیره ای را که معمولاً به شکل زیر تعریف می شود را حداقل گردد :

$$J(N_1, N_2, N_3) = E \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [y(t+j/t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_3} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (۶۰-۲)$$

نیز $y(t+j/t)$ خروجی پیش بینی شده سیستم در زمان نمونه برداری "زام" بعد از زمان حال t گویند و N_1, N_2 افق کنترلی و نیز به ترتیب ماکزیمم و مینیمم افق های پیش بینی هستند و $\delta(j)$, $\lambda(j)$ وزنهای هستند.

$w(t+j)$ مسیر مرجع در پیوند نمونه برداری t ام بعد از زمان حال است که $y(t+j)$ باید برابر آن گردد.

معمولاً $\lambda(j)$ یک فرض می شود و $\delta(j)$ هم یک عدد ثابت فرض می شود.

اکنون هدف محاسبه سیگنالهای کنترلی حال و آینده به گونه ای است که خروجی سیگنال در آینده $y(t+j)$ برابر با $w(t+j)$ گردد که این امر با بهینه کردن تابع هزینه (۶۰-۲) صورت می گیرد و که در این صورت بهترین پیش بینی خروجی حاصل می گردد.

برای حل این مسئله از معادلات دیو فانتین استفاده می شود [۲۶] این معادلات بصورت زیر می باشند:

$$1 = \Delta A(z^{-1}) E_j(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1})$$

$$1 = \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1}) \quad (۶۱-۲)$$

که چند جمله ایهای F_j , E_j به صورت یکتا از درجه na , $j-1$ تعریف شده اند.

توجه کنید که منظور از $\tilde{A}(z^{-1})$ همان $\Delta A(z^{-1})$ می باشد F_j و E_j را می توان از تقسیم یک بر $\tilde{A}(z^{-1})$ بدست آورد به گونه ای که باقیمانده را بتوان به صورت فاکتورگیری شده $F_j(z^{-1})$ نمایش داد. در این صورت خارج قسمت بدست آمده همان $E_j(z^{-1})$ است.

اگر معادله (۵۸-۲) را در $z^{-j} \Delta E_j(z^{-1})$ ضرب گردد خواهیم داشت:

$$\tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1}) y(t+j) = E_j(z^{-1}) B(z^{-1}) \Delta u(t+j-d-1) + E_j(z^{-1}) e(t) \quad (62-2)$$

چنانچه معادله (۶۱-۲) را در نظر بگیریم ، آنگاه معادله (۶۲-۲) را می توان به صورت زیر بنویسیم:

$$(1-z^{-j} F_j(z^{-1})) y(t+j) = E_j(z^{-1}) B(z^{-1}) \Delta u(t+j-d-1) + E_j(z^{-1}) e(t) \quad (63-2)$$

که به صورت زیر باز نویسی می گردد :

$$y(t+j) = F_j(z^{-1}) y(t) + E_j(z^{-1}) B(z^{-1}) \Delta u(t+j-d-1) + E_j(z^{-1}) e(t) \quad (64-2)$$

به دلیل اینکه درجه چند جمله ای $E_j(z^{-1})$ برابر $j-1$ است ، جملات نويز موجود در معادله

همگی مربوط به آینده هستند بنابراین بهترین پیش بینی برای $y(t+j)$ به صورت زیر خواهد بود:

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j(z^{-1}) \Delta u(t+j-d-1) + F_j(z^{-1}) y(t) \quad (65-2)$$

که در آن :

$$G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1}) B(z^{-1})$$

به سادگی می توان چند جمله های E_j ، F_j را از رابطه بازگشتی (۶۱-۲) بدست آورد.

اکنون فرض را بر آن می گیریم که z ، تای اول از پیش بینی خروجی بهینه شده به صورت زیر باشد:

$$\hat{y}(t+d+1/t) = G_{d+1} \Delta u(t) + F_{d+1} y(t)$$

$$\hat{y}(t+d+2/t) = G_{d+2} \Delta u(t) + F_{d+2} y(t)$$

⋮

$$\hat{y}(t+d+N/t) = G_{d+N} \Delta u(t) + F_{d+N} y(t)$$

که به صورت زیر قابل نمایش هستند :

$$Y=GU+F(z^{-1}) y(t)+G'(z^{-1}) \Delta u(t) \quad (۶۶-۲)$$

که در آن :

$$Y=\begin{bmatrix} y^{\wedge}(t+d+1/t) \\ y^{\wedge}(t+d+2/t) \\ \vdots \\ y^{\wedge}(t+d+N/t) \end{bmatrix}$$

$$U=\begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix}$$

$$G=\begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ g_{N+1} & g_{N-2} & \cdots & g_0 \end{bmatrix}$$

$$G'(z^{-1})=\begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1})-g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1})-g_0-g_1z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(z^{-1})-g_0-g_1z^{-1}\cdots-g_{N-1}z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}$$

توجه کنید که دو جمله آخر در معادله (۶۶-۲) فقط به زمان گذشته وابسته اند و می توان آنها را در قالب یک جمله نمایش داد یعنی :

$$Y=G U+f \quad (۶۷-۲)$$

اگر همه شرایط اولیه صفر باشد آنگاه پاسخ آزاد f هم صفر خواهد بود.

در نتیجه رابطه (۶۰-۲) را به صورت زیر نیز نمایش می دهیم :

$$J=(G U +f -w)^T (G U +f -w)+ \lambda U^T U \quad (۶۸-۲)$$

که در آن :

$$w=[w(t+d+1) \ w(t+d+2),..., w(t+d+N)]$$

همچنین رابطه (۶۰-۲) را به صورت زیر نیز می توان باز نویسی کرد :

$$J=1/2 \ U^T H \ U+b^T U+f_0 \quad (۶۹-۲)$$

$$H=2(G^T G +\lambda I)$$

$$b^T=2(f-w)^T G$$

$$f_0=(f-w)^T (f-w)$$

در صورتیکه هیچ محدودیت یا قیدی بر سیگنال کنترلی اعمال نشود کمترین مقدار تابع هزینه را میتوان با مشتق گیری از J و مساوی صفر قرار دادن آن بدست آورد که در آن صورت سیگنال کنترلی بهینه برابر خواهد بود با :

$$U=- H^{-1} b \quad (۷۰-۲)$$

توجه کنید که در اینجا تنها جمله اول یا $u(t)$ دست می آید و از این رو برای جمله بعدی $u(t+1)$ در زمان نمونه برداری دیگر این عمل باید تکرار شود.

مدل سازی و شبیه سازی اوا پراتور

۳-۱- مقدمه :

یک اواپراتور دستگاهی متعادل کننده در صنعت است که یک سیستم غیر حداقل فاز می باشد. این فرآیند شامل یک تعداد مطلوبی از متغیرهای وابسته داخلی است و اگرچه در مقایسه با فرآیند های با ابعاد بزرگتر دیگر نسبتا ساده به نظر می رسد ولی بررسی روش های کنترلی روی آن حائز اهمیت می باشد. نتایج ارائه شده در این بخش شبیه سازی مدل غیر خطی فرآیند توسط سیمولینک حاصل شده است.

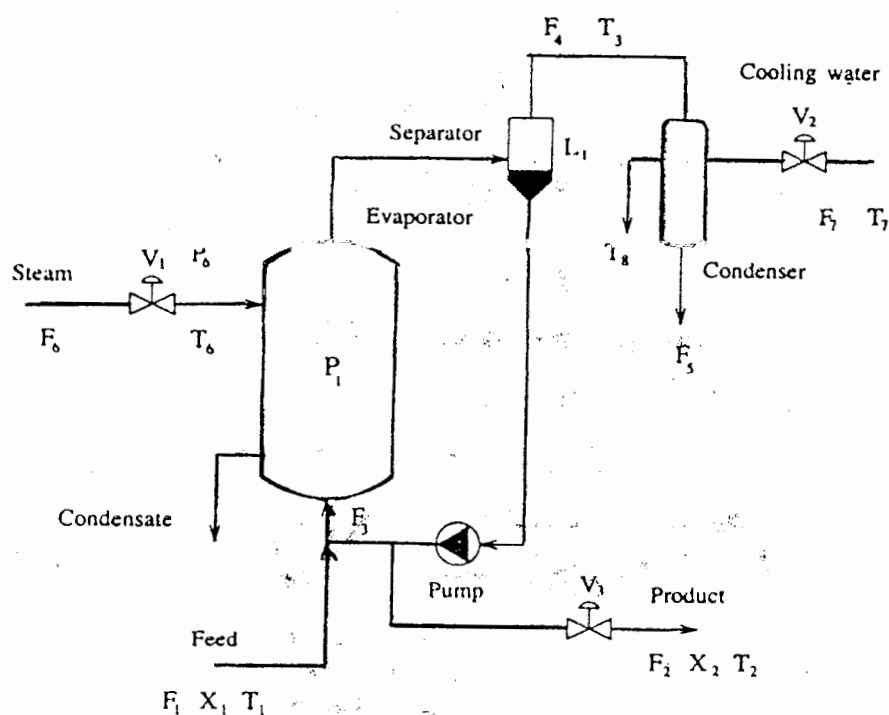
۳-۲ - بررسی عملکرد یک اواپراتور واقعی

فرآیند مورد نظر، یک اواپراتور گردش اجباری است که مواد با اقتباسی از تولید ترکیب می شوند و با توجه به تغییرات گرمایی بخار آب در حال گردش که در لوله های متراکم قرار دارد، پمپ می گردند. این ترکیب بدست آمده پس از تبخیر از میان ظروف جداگانه عبور می کند تا جائیکه مایع و بخار جدا شوند.

این ترکیب دوباره حرکت نموده و یک قسمت که توسط آب سرد سرد شده ، به عنوان تولید نهایی استخراج می گردد.

شکل (۱-۳) بلوک دیاگرام این فرآیند را نشان می دهد که در بخش های تولیدی ، همانند صنعت شکر کاربرد دارد.

همه متغیرهای اصلی و مقادیر یک اواپراتور واقعی در جدول (۱-۳) دسته بندی شده اند.



شکل (۱-۳) بلوک دیاگرام اواپراتور

جدول (۳-۱) متغیرها و مقادیر یک اواپراتور واقعی

نام متغیر	توصیف	مقدار	واحد
F1	نرخ جریان تغذیه	10	kg/min
F2	نرخ جریان تولید	2	kg/min
F4	نرخ جریان بخار	8	kg/min
F5	نرخ جریان تراکم	8	kg/min
X1	ترکیب تغذیه	5	%
X2	ترکیب تولید	25	%
L1	سطح جدا کننده	1	m
P1	فشار اعمالی	50.5	kpa
P6	فشار بخار	194. 7	kpa
F6	نرخ جریان تغذیه	9.3	kg/min
F7	نرخ جریان تغذیه	208. 3	kg/min

در ادامه توصیف معادلات عملکردی اواپراتور فرآیند بررسی می گردد [۲۲].

۳-۳ روابط حاکم بر یک اواپرا تور

عملکرد فرآیند می تواند با یک سری معادلات حاصل از تبادل " جرم وانرژی " و تعدادی فرضیات واقعی مدلسازی می گردد .

دینامیک های سیستم بطور اصولی با معادلات دیفرانسیلی که تعادل های جرمی را مدل می کنند بصورت زیر دیکته می شوند:

• تعادل جرمی در مایعات :

$$\rho A(dL1/dt) = F1 - F2 - F4 \quad (1-3)$$

که ρ چگالی مایع و A قسمتی از سطح جدا کننده تولید که ثابت در نظر گرفته می شود.

• تعادل جرمی در محلول ها:

$$M(dX2/dt) = F1X - F2X \quad (2-3)$$

M مقدار کل مایع در اواپراتور است و مابقی متغیر ها در جدول (۱-۳) معرفی شده اند .

• تعادل جرمی در بخار فرآیند :

میزان کلی بخار آب تابعی از موجودی فشار در سیستم بوده و مطابق زیر بیان می شود :

$$C(dP1/dt) = F4 - F5 \quad (3-3)$$

C ثابتی است که جرم بخار را به فشار معادل تبدیل می کند.

دینامیک های تغییرات درونی و متراکم کننده ها طوری در نظر گرفته می شود که در مقایسه با مابقی

دینامیک ها قابل صرف نظر است .

درجات آزادی :

در روابط اواپراتور دوازده متغیر موجود است که هشت درجه آزادی دارند و بنابراین بیش از هشت معادله نباید در نظر گرفته شود تا مدل سازی به واقعیت نزدیک گردد و این متغیرها قرار زیر می باشند :

• سه متغیر دستی:

۱. فشار بخار $F6$, که وابسته به باز کردن شیر $V1$ است.
۲. نرخ جریان آب سرد کن $F7$, که با شیر $V2$ کنترل می شود .
۳. نرخ جریان تولید $F2$, با شیر $V3$ کنترل می شود .

• پنج متغیر اغتشاش:

۱. نرخ جریان تغذیه ($F1$)
۲. نرخ جریان چرخشی ($F3$)
۳. ترکیب تغذیه ($X1$)
۴. درجه حرارت تغذیه ($T1$)
۵. درجه حرارت آب سرد کن ($T7$)

۳-۴ - مدل خطی اوپراتور:

از معادلات (۳-۱) تا (۳-۳) استنتاج می گردد که این فرآیند یک سیستم غیر خطی با یک وابستگی درونی شدید میان متغیر هاست. کنترل اوپراتور را می توان بصورت زیر تعریف نمود:

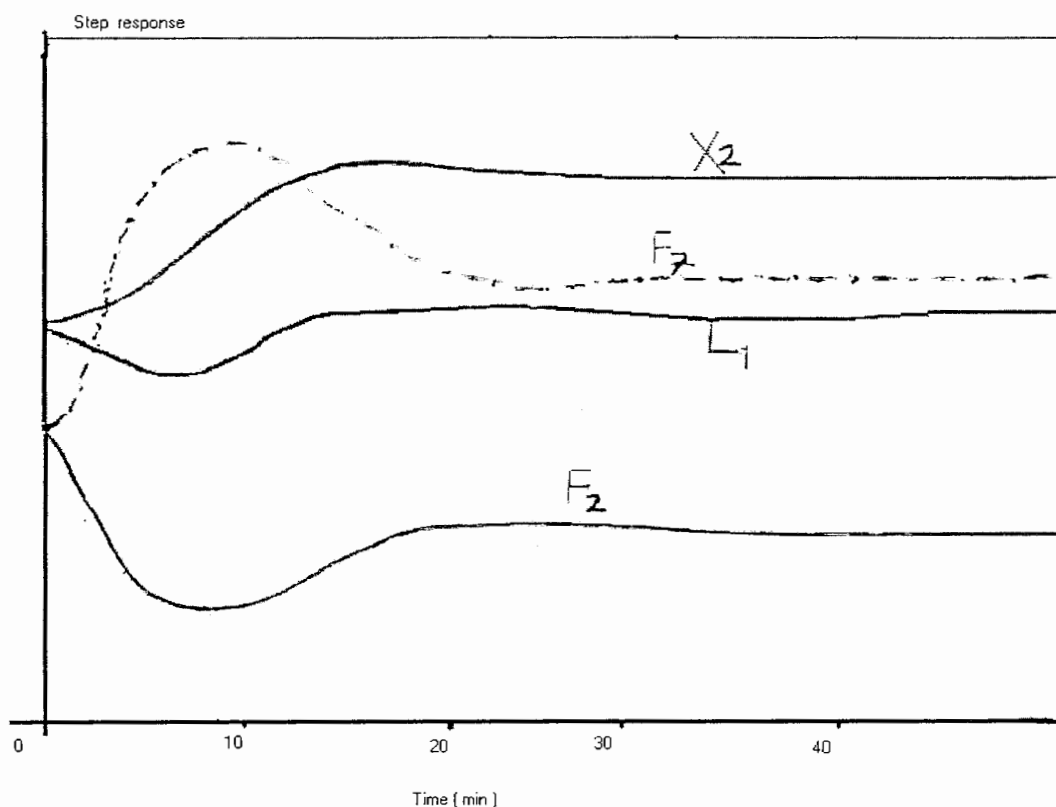
"کنترل اوپراتور شامل حفظ حالت های مشخص تحت شرایط کاری خاص برای دستیابی به تولید یک کیفیت معین است."

بنابراین برای رسیدن به این مقصود لازم است که جرم وانرژی در شرایطی کنترل گردند که سطح جدا کننده (L1) و فشار فرآیند (P1) ثابت باشند .

متداولترین کنترل کننده برای اوپراتور از نوع تناسبی - انتگرالگیر است که سطح L1 , با اعمال نرخ جریان تولید F2 و فشار P1 که کنترل شده با آب سرد کن F7 است , کنترل می شوند .

در واقع هدف اصلی , تعیین یک ترکیب تولید معین (X2) می باشد که با کار بر روی متغیر های دستی باقیمانده P6 که فشاری است که انرژی اوپراتور را تغذیه می کند , حاصل می شود.

به عنوان مثال تکامل تدریجی متغیرهای مهم برای ۱۰٪ پله واحد در شکل (۳-۲) دیده می شود. در این حالت تداخل بین متغیرها قابل در نظر گرفتن است.



شکل (۳-۲) پاسخ سیستم به ورودی پله

برای بدست آوردن مدل خطی حلقه ترکیبی، ورودی را P6 و خروجی را X2 در نظر بگیرید. تابع تبدیل ارتباط دهنده ورودی P6 به خروجی X2 یک مدل درجه اول با تاخیر بصورت زیر می باشد:

$$G(s) = k.e^{-\tau_d} / (1 + \tau s) \quad (۳-۴)$$

این تابع تبدیل در کنترل صنعتی معروف می باشد و علی رغم سادگی برای مدل واقعی بسیاری از فرآیندهای صنعتی مورد استفاده قرار می گیرد.

با آزمایش های متنوع و به ازای ورودی های پله با دامنه و علائم گوناگون، پارامترهای مدل خطی با تاخیر یک اواپراتور واقعی بصورت زیر می باشد :

$$\left\{ \begin{array}{l} k = 0.234\% / \text{kpa} \\ \tau = 4.5 \text{ min} \\ \tau_d = 3.5 \text{ min} \end{array} \right.$$

۵-۳ - بررسی روشهای مختلف کنترلی عملکرد اواپراتور

در این بخش برای بررسی روشهای مختلف کنترلی عملکرد اواپراتور، ابتدا طراحی کنترل کننده به روش GPC شرح داده می شود و سپس این کنترل کننده با کنترل کننده PID دیجیتالی مقایسه خواهد شد و در حین این مقایسه چگونگی عملکرد کنترل اواپراتور شرح داده می شود.

در طراحی کنترل کننده در روش GPC، ابتدا مدل خطی شده فرآیند بدست می آید و سپس کنترل کننده با روش ارائه شده در فصل دوم طراحی می گردد. بنابراین داریم :

$$\Delta u(t) = (L_{y1} \hat{y}_{(t+d/t)} + L_{y2} \hat{y}_{(t+d-1/t)} + L_{r1} r(t)) / k + L_{u1} \Delta u(t-1) \quad (5-3)$$

برای طراحی یک رگولاتور ثابت (غیر تطبیقی) فقط لازم است که این پارامترهای سیگنال کنترلی یکبار محاسبه شوند در مورد یک اواپراتور با مقادیر $\lambda=1.2$, $m=b_0/(b_0+b_1)=0.528$, $a=0.8007374$ پارامترهای موردنظر بصورت زیر می باشند:

$$\begin{cases} L_{y1} = -2.2748 \\ L_{y2} = 1.5868 \\ L_{r1} = 0.6879 \\ L_{u1} = -0.1862 \end{cases}$$

بنابراین سیگنال کنترلی در هر لحظه بصورت زیر است :

$$u(t) = 0.814 u(t-1) + 0.186 u(t-2) - 9.721 \hat{y}_{(t+d/t)} + 6.781 \hat{y}_{(t+d-1/t)} + 2.939 r(t)$$

برای تکمیل کردن قانون کنترلی (۵-۳) محاسبه مقادیر پیش بینی شده خروجی در لحظات ضروری است که با توجه به سادگی مدل ساده می باشد و کافی است که رابطه تکراری خروجی در زمانهای $t+d-1$ و $t+d$ را بدست آورد. یعنی :

$$\hat{y}(t+1) = (1+a)\hat{y}(t+i-1) - a\hat{y}(t+i-2) + b_0 u(t-d+i-1) - u(t-d+i-2) + b_1(u(t-d+i-2) - u(t-d+i-3))$$

for $i=1,2,\dots,d$

که $\hat{y}(t)=y(t)$, $\hat{y}(t-1)=y(t-1)$ مقادیر شناخته شده در زمان t هستند .

سادگی قانون کنترلی حاصله آشکارا قابل مقایسه با PID دیجیتالی است و بنابراین برای اعمال در هر سیستم کنترلی قابل اعمال می باشد.

در ادامه بعضی نتایج حاصل از اعمال سیگنال کنترلی به اواپراتور شبیه سازی شده و ارائه می گردد.

اگرچه سادگی در این فاز طراحی که سیستم چند متغیره و مدل خطی درجه اول بکار گرفته شده است. غیر واقعی به نظر می آید ولی عملکرد خوب و قابل قبولی از سیستم حلقه بسته بدست می آید.

در شکل (۳-۳) عملکرد سیستم هنگام ارائه تغییرات در ورودی مرجع ترکیب نشان داده شده است.

از شکل می توان دریافت که خروجی بطور آشکارا مرجع را با اورشوت مناسب ردیابی می کند.

علی رغم اورشوت عملکرد سیستم کنترل مطلوب می باشد و با کنترل کننده های کلاسیک همانند PI قابل مقایسه گردد.

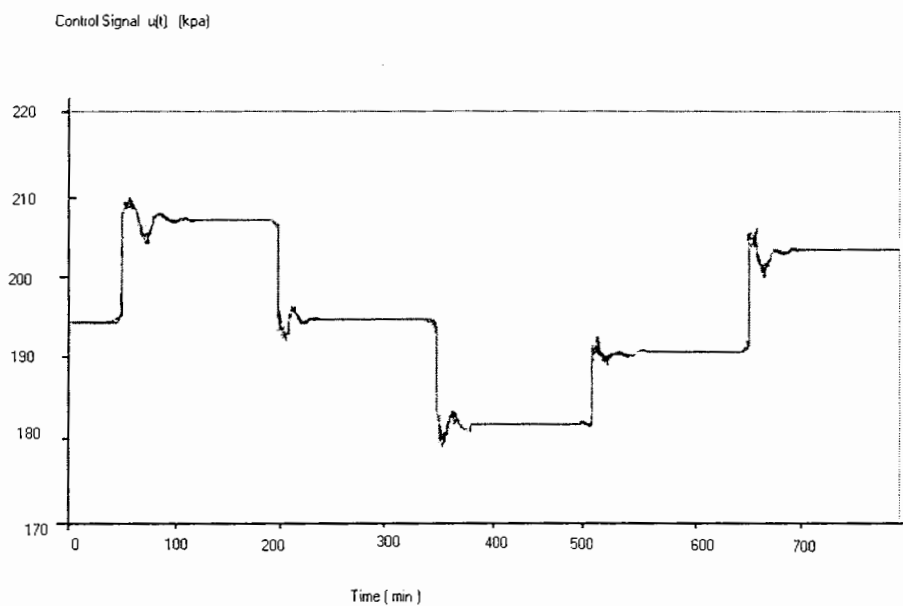
مقادیر مناسب کنترل کننده PI به قرار زیر می باشند:

$$K=1.64 \text{ kpa\%}$$

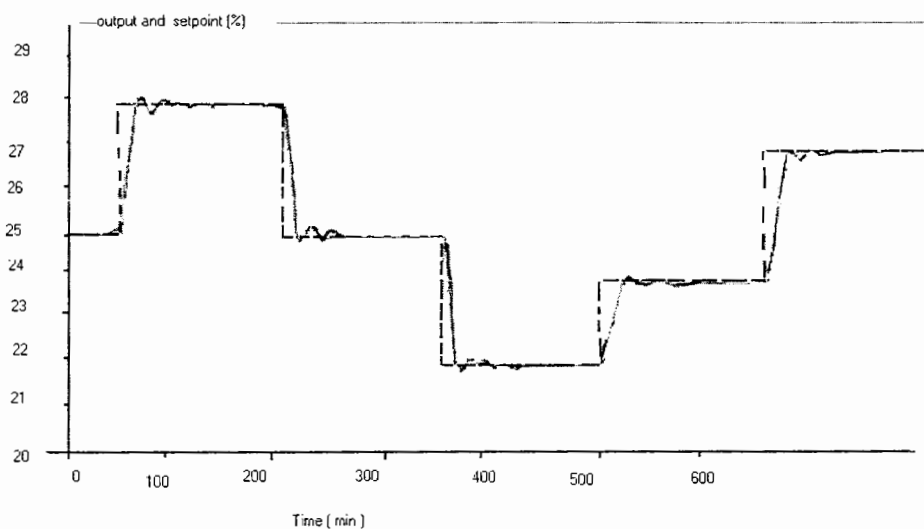
$$T_I=3.125 \text{ min}$$

در شکل (۴-۳) هر دو رگولاتور برای یک تغییر در ورودی مرجع در بازه ۲۵٪-۲۸٪ مقایسه می شوند

همانطور که دیده می شود GPC سریعتر و با اورشوت کمتر از PI عمل می نماید.

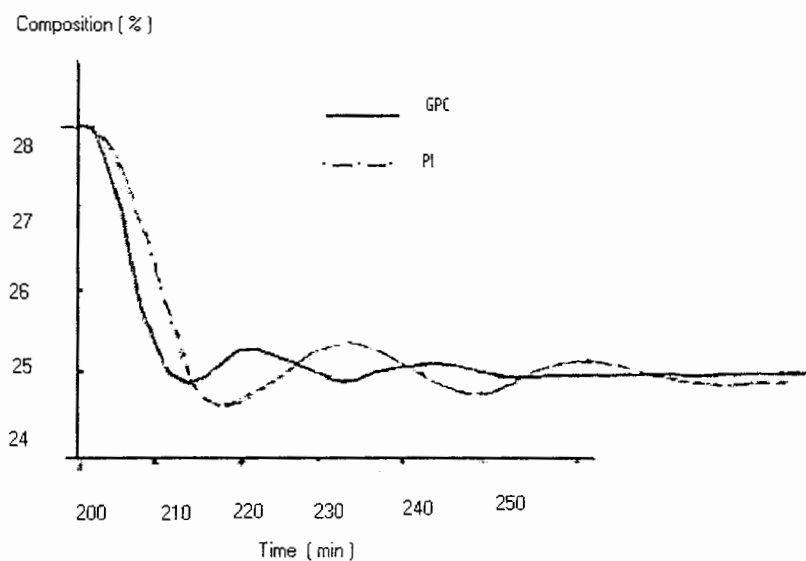


الف- سیگنال کنترلی



ب - سیگنال خروجی

شکل (۳-۳) : پاسخ اواپراتور با کنترل کننده GPC

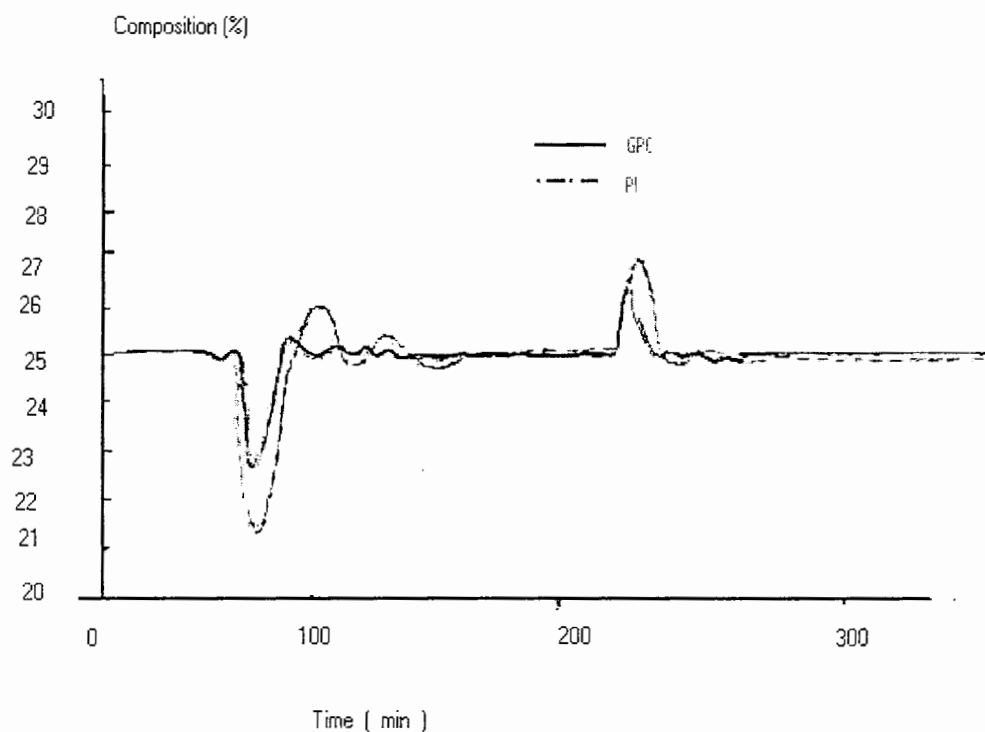


شکل (۳-۴) : مقایسه عملکرد کنترل کننده GPC با کنترل کننده PI

در شکل (۳-۵) پاسخ هر دو کنترل کننده به تغییر در نرخ تغذیه ارائه شده است که در لحظه $t = 50$

نرخ تغذیه از 10 به 11 kg/min تغییر می کند و در لحظه 200 ترکیب ورودی از 5% به 6% تغییر می کند.

دیده می شود که تغییرات بطور قابل ملاحظه ای بر ترکیب تولید اثر می گذارند و اگرچه کنترل کننده GPC زودتر با اورشوت کمتر (با کاهش پیک ها تا حدود 30%) را باعث می شود ولی خروجی هردو کنترل کننده مقدار مرجع را ردیابی می کند.



شکل (۳-۵) : مقایسه دو کنترل کننده PI, GPC

همچنین می توان مسئله مقاوم بودن را نیز بررسی نمود . در این مورد می دانیم که مدل بکار رفته (نه مدل درجه اول و نه مدل غیر خطی) به شکل واقعی وابسته نیستند در نتیجه کنترل کننده حاضر با مقاوم بودن معینی پردازش می شود.

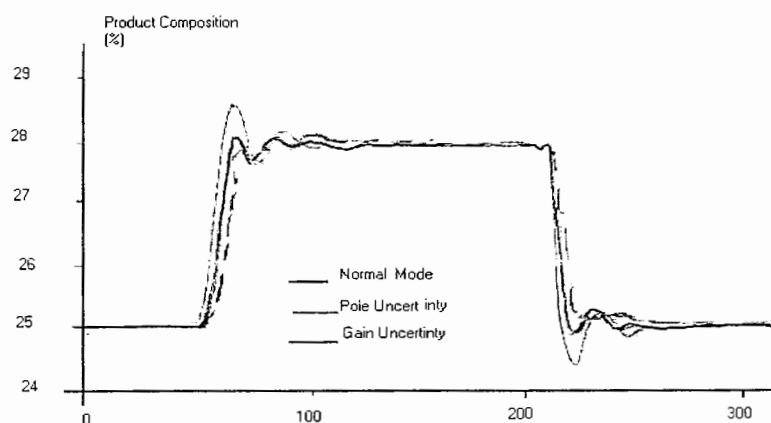
به هر حال برای ارائه نتایج مقاوم بودن به جای استفاده از یک مدل کنترلی (مدل خطی که مناسبتر از فرآیند غیر خطی می باشد) یک مدل با خطای تخمینی استفاده می شود.

برای مثال وقتی با یک مدل به همراه یک خطای روی تخمین قطب به شکل $\hat{a} = a.a$ و $\hat{a} = 0.9$ (که یک خطای ۱۰٪ دارد) کار می شود لازم است تا پارامترهای جدید \hat{L} با استفاده کردن از $\hat{a} = a \cdot 0.9 = 0.8007374$ و با فرض اینکه $a = 0.8007374$ مقدار واقعی است) محاسبه شوند.

بنا براین با دوباره محاسبه کردن قانون کنترلی (با در نظر گرفتن پیشگو) برای این مقدار جدید و بدون تغییر گین پاسخ در شکل (۶-۳) مشخص گردیده است.

از شکل می توان دریافت که ترکیب به سختی با این خطای مدل کردن تغییر می کند و همچنین حالت قبلی را با تغییر دادن گین سیستم می توان دوباره انجام داد در این حالت برای مقادیر مدل می تواند نا معینی های تا بالای ۱۰٪ مجاز در نظر گرفته شود تا بدون هیچ مشکلی عملکرد خوبی داشته باشد.

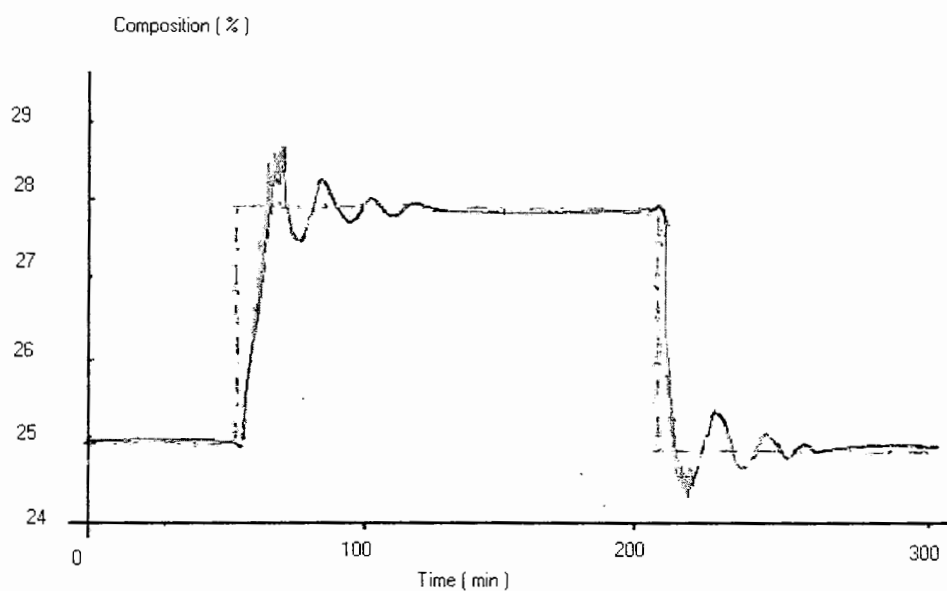
بنابراین با دو برابر کردن بهره مدل استفاده شده و محاسبه قانون کنترلی جدید پاسخ کندتر ولی بدون عملکرد ایمنی کمتر حاصل می شود.



شکل (۶-۳) : پاسخ خروجی در حالت کنترل GPC با وجود عدم قطعیت

دانستن اثر تاخیر یک فاکتور اساسی در روشهای پیش بین مبتنی بر مدل می باشد که می تواند خطاهای بزرگ تخمین را چنان بالا ببرد تا جاییکه سیستم به نا پایداری برسد .

شکل (۷-۳) اثر تاخیر را روی عملکرد سیستم هنگام استفاده از یک مدل با تاخیر ۱ و ۳ را نشان می دهد همانطور که دیده می شود روی پاسخ سیستم تاثیر می گذارد و پایداری گذرا سیستم را کاهش می دهد.



شکل (۷-۳) : سیگنال خروجی اواپراتور با در نظر گرفتن عدم قطعیت تاخیر زمانی

طراحی کنترل کننده
" ماتریس دینامیکی "
برای سیستم غیر حداقل فاز
(مطالعه موردی اوپراتور)

۴-۱ - مقدمه

بعد از آشنایی با ساختار کنترل کننده ماتریس دینامیکی در فصل دوم، در این فصل ابتدا روابط حاکم بر این کنترل کننده به طور اجمالی مرور شده و پیاده سازی آن به صورت بلوک دیاگرامی نشان داده خواهد شد و سپس با توجه به معادلات حاکم بر سیستم اواپراتور بعنوان یک سیستم غیر حداقل فاز که در فصل سوم بدست آمد مراحل طراحی کنترل کننده ماتریس دینامیکی برای اواپراتور تشریح می گردد.

۴-۲ - مرور اجمالی کنترل کننده DMC

قبلا ذکر شد که گروهی از کنترل کننده ها که در دهه ۱۹۸۰ پا به عرصه گذاشتند کنترل کننده های پیش بین هستند. این کنترل کننده ها قابلیت های زیادی نسبت به کنترل کننده های دیگر از جمله PID داشتند و تقریباً توانایی کنترل هر پروسه و اعمال هر نوع محدودیت بر روی متغیرهای سیستم را دارند.

کنترل کننده DMC یکی از الگوریتم های تحقق یافته کنترل کننده های پیش بین است. در این کنترل کننده خروجی پروسه از لحظه $(t+1)$ تا p گام بعد به کمک مدل پیش بینی شده و سیگنال کنترلی از زمان t تا $(t+m)$ توسط حل مسئله بهینه سازی بدست می آید.

معمولاً از بردار سیگنال کنترل که با کمینه سازی بدست می آید، اولین عنصر آن یعنی Δu به پروسه اعمال شده و عناصر بعدی بردار کنترل کنار گذاشته می شود. در گام بعدی تمامی این مراحل دوباره تکرار می گردد. p را افق پیش بین و m را افق کنترل می نامند. تابع هزینه ای که کمینه می شود به صورت ترکیبی از خطای بین خروجی پیش بینی شده و مسیر مطلوب از زمان $(t+1)$ تا $(p+1)$ و تغییرات سیگنال کنترل از زمان t تا $(t+m)$ می باشد.

۳-۴. معادلات ریاضی حاکم بر DMC

تابع هزینه و معادلات ریاضی حاکم بر این کنترل کننده بصورت زیر خلاصه می گردد.

پیش بینی خروجی آینده پروسه :

$$Y = G^+ \Delta U^+ + F + D$$

$$F = G^- \Delta U^- + g_{N+1} U_N$$

$$Y = [y(t+1) \ y(t+2) \ \dots \ y(t+P)]^T \ P \times 1$$

$$\Delta U^+ = [\Delta u(t) \ \Delta u(t+1) \ \dots \ \Delta u(t+M-1)]^T \ M \times 1$$

$$\Delta U^- = [\Delta u(t-1) \ \Delta u(t-2) \ \dots \ \Delta u(t-N+1)]^T \ N-1 \times 1$$

$$U_N = [u(t-N) \ u(t-N+1) \ \dots \ u(t-N+P-1)] \ P \times 1$$

$$G^+ = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_3 & g_2 & g_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_P & \dots & \dots & \dots & g_{P-M+1} \end{bmatrix} \quad P \times M$$

$$G^- = \begin{bmatrix} g_2 & g_3 & \dots & g_{N-1} & g_N \\ g_3 & g_4 & \dots & g_N & 0 \\ g_4 & g_5 & \dots & g_N & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ g_{P+1} & g_P & \dots & g_N & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad P \times N-1$$

:۴

Y : بردار خروجی پیش بینی شده توسط مدل

F : بردار پاسخ آزاد

Δu^+ : بردار تغییرات آینده سیگنال کنترل

Δu^- : بردار تغییرات گذشته سیگنال کنترل

U_N : بردار گذشته سیگنال کنترل

w : بردار مسیر مطلوب

g_i : نمونه های پاسخ پله

d : اختلاف بین خروجی پروسه و مدل در زمان t

δ : وزنه روی تغییرات سیگنال کنترلی

α : قطب فیلتر ورودی

تابع هزینه بصورت زیر می باشد:

$$\text{Min } J = \text{Min}_{\Delta U^+} \frac{1}{2} \{ E^T E + \gamma \Delta U^{+T} \Delta U^+ \}$$

$$E = W - Y - D$$

$$W = [w(t+1) \ w(t+2) \ \dots \ w(t+P)]^T_{P \times 1}$$

$$w(t) = y(t)$$

$$w(t+i) = \alpha w(t+i-1) + (1-\alpha) r(t+i)$$

$$i = 1, 2, \dots, P$$

$$D = d(t) [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T_{P \times 1}$$

$$d(t) = y_p(t) - y_m(t)$$

محاسبه بردار کنترل بهینه در روش DMC بصورت زیر بدست می آید:

$$\Delta U^+ = K_{DMC} (W - F - D)$$

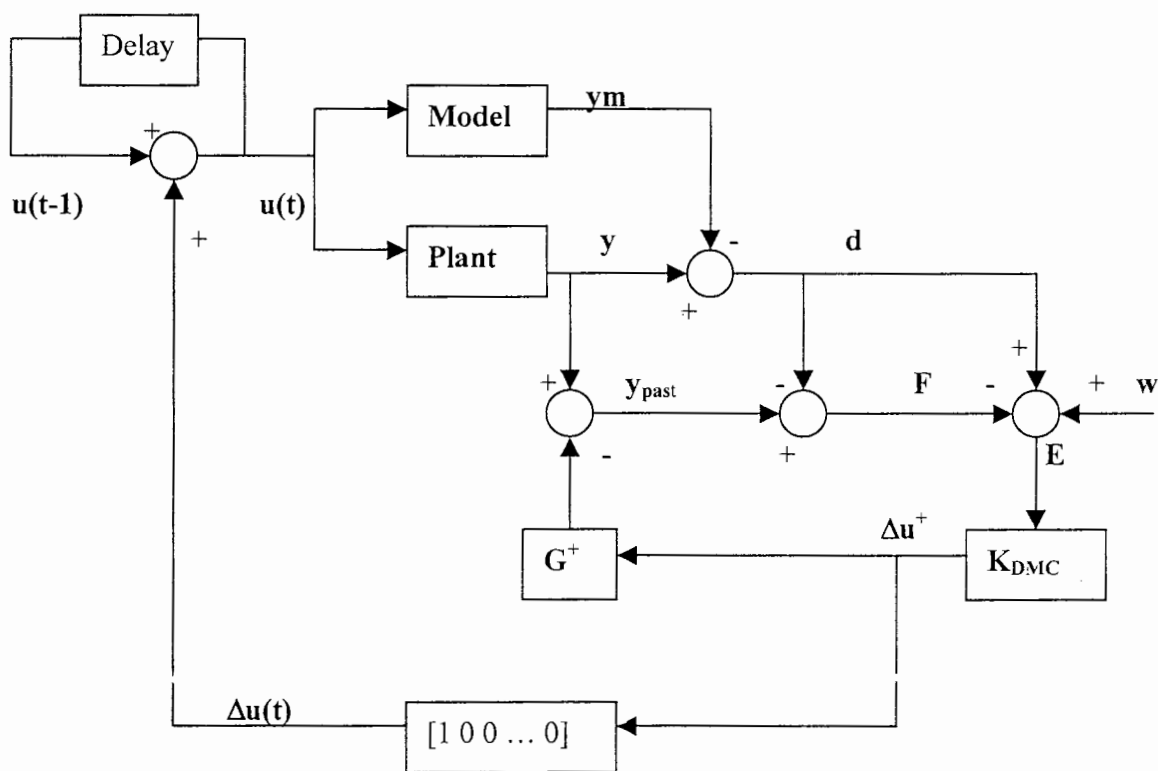
$$K_{DMC} = (G^{+T} G^+ + \gamma I)^{-1} G^{+T}$$

و در نهایت سیگنال کنترلی عبارتست از:

$$u(t) = u(t-1) + \Delta U(1)$$

۴-۴- بلوک دیاگرام روش DMC

حال جهت سادگی پیاده سازی الگوریتم DMC تمام روابط فوق را به صورت بلوک دیاگرام در نظر می گیریم که این نمایش بلوک دیاگرامی در شکل (۴-۱) مشاهده می شود.



$$G^+ = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{21} & g_{11} & 0 & \dots & 0 \\ g_{31} & g_{21} & g_{11} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N1} & g_{N-1,1} & g_{N-2,1} & \dots & g_{11} \end{bmatrix}$$

$$K_{DMC} = (G^{+T}G^+ + \gamma I)^{-1} G^{+T}$$

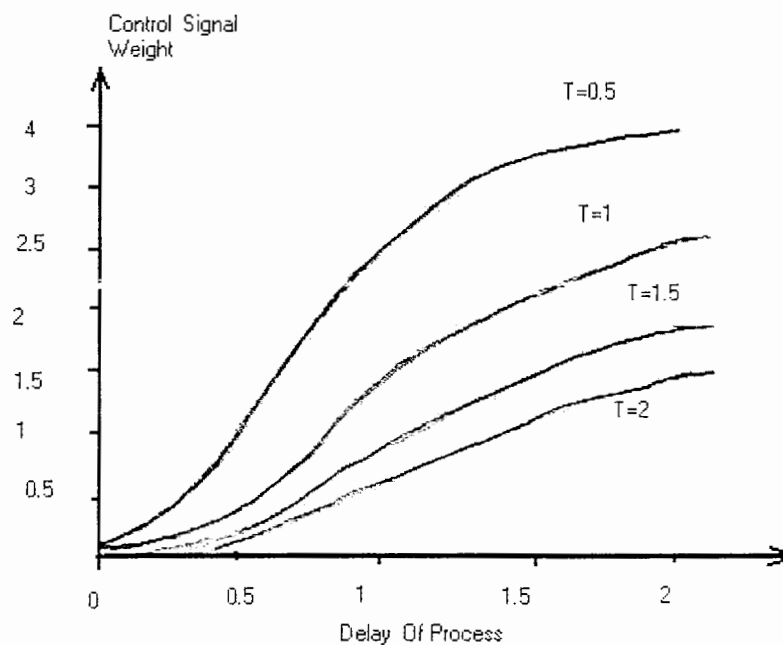
شکل (۴-۱) نمایش بلوک دیاگرامی الگوریتم DMC

۵-۴- چگونگی تاثیر گذاری δ بر عملکرد کنترل کننده ماتریس دینامیکی

پارامتر δ که وزن تغییرات سیگنال کنترلی را تعیین می کند بیشترین اثر را روی عملکرد کنترل کننده ماتریس دینامیکی دارد. لذا طراح باید این پارامتر را مد نظر داشته باشد و مقدار مناسبی را برای این پارامتر انتخاب نماید.

با نرمالیزه کردن بهره DC پروسه، منحنی هایی برای انتخاب δ مناسب در پروسه هایی که را با مدل درجه یک به همراه تاخیر زمانی تقریب زده می شوند به ازای ورودی پله واحد در نظر می گیرند [۳۰].

شکل (۲-۴) نمونه ای از این منحنی ها را برای پروسه $G(s) = e^{-Ls} / (1 + Ts)$ نشان می دهد .



شکل (۲-۴) چگونگی تاثیر دهی δ بر عملکرد کنترل کننده ماتریس دینامیکی

۳-۶- پیش بینی مدل خطی یک اواپراتور

کنترل کننده ماتریس دینامیکی یک روش کنترلی بر اساس سیستم های زمان گسسته می باشد و این به آن معناست که سیستم خطی باید گسسته گردد. برای این منظور در این پایان نامه فرض می شود که دوره تناوب نمونه برداری مناسبی برای گسسته سازی در نظر گرفته شده است..

جهت گسسته سازی برای داشتن کمترین تاخیر از روش گسسته سازی نگهدار مرتبه صفر (ZOH) استفاده کردیم.

همانگونه که در فصل سوم مطرح شد مدل خطی اواپراتور را بصورت رابطه زیر در نظر بگیرید:

$$G(s) = k.e^{-\tau_d} / (1 + \tau s)$$

که:

$$\begin{cases} k = 0.234\% / \text{kpa} \\ \tau = 4.5 \text{ min} \\ \tau_d = 3.5 \text{ min} \end{cases}$$

جهت پیش بینی مدل اواپراتور مدل خطی را بدون تاخیر در نظر گرفته و اثر تاخیر را حین برنامه نویسی لحاظ می کنیم:

$$G_1(s) = k / (1 + \tau s) \xrightarrow[\text{(Zoh)}]{T_s=0.5} G_1(z) = \frac{0.02461 z^{-1} + 0.02202 z^{-2}}{1 - 0.8007374 z^{-1}}$$

$$G_1(z) = z^{-1} \frac{0.02461 + 0.02202 z^{-1}}{1 - 0.8007374 z^{-1}}$$

$$d=1$$

$$B(z^{-1}) = 0.02461 + 0.02202 z^{-1}$$

$$A(z^{-1}) = 1 - 0.8007374 z^{-1}$$

و با فرض :

$$\Delta = (1 - Z^{-1})$$

$$\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$$

$$1 = \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1}) \quad (1-4)$$

از آنجاییکه تابع تبدیل مورد نظر ما از مرتبه پائینی دارد ضرائب E_j به راحتی از تقسیم یک بر

$A(z^{-1})$ بدست می آید. بنابراین :

$$[\tilde{A}(z^{-1})]^{-1} = 1 + 1.8007374 z^{-1} + 2.449 z^{-2} + 2.968 z^{-3} + 3.384 z^{-4} + \dots$$

$$\begin{cases} E_1 = 1 \\ E_2 = 1 + 1.8007374 Z^{-1} \\ E_3 = 1 + 1.8007374 Z^{-1} + 2.449 Z^{-2} \\ E_4 = 1 + 1.8007374 Z^{-1} + 2.449 Z^{-2} + 3.84 Z^{-3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{cases}$$

در تعیین F_j نیز می توان از روابط زیر استفاده کرد که این رابطه مستقیماً از رابطه دیوفانتین (۱-۴)

حاصل شده است:

$$F_j(z^{-1}) = [1 - \tilde{A}(z^{-1}) E_j(z^{-1})] z^{-j} \quad (2-4)$$

$$G_j = E_j B \quad (3-4)$$

وبا جایگذاری در روابط فوق داریم:

$$\begin{cases} F_1=1.80074-0.80074 Z^{-1} \\ F_2=2.442-1.442 Z^{-1} \\ F_3=2.968-1.96 Z^{-1} \\ F_4=3.385-2.376 Z^{-1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} G_1=0.02461+0.02202 Z^{-1} \\ G_2=0.02461+0.066 Z^{-1}+0.0397 Z^{-2} \\ G_3=0.02461+0.066 Z^{-1}+0.1 Z^{-2}+0.054 Z^{-3} \\ G_4=0.02461+0.066 Z^{-1}+0.1 Z^{-2}+0.127 Z^{-3}+0.0065 Z^{-4} \end{cases}$$

اکنون با محاسبات انجام شده ماتریس های پیش بین $G(z^{-1})$ ، $GG(z^{-1})$ و $F(z^{-1})$ را بدست می آوریم:

$$Y=[y(t+2/t); y(t+3/t); y(t+4/t)]^T$$

$$U=[\Delta u(t); \Delta u(t+1); \Delta u(t+2)]^T$$

$$G(z^{-1})=\begin{bmatrix} 0.02461 & 0 & 0 \\ 0.066 & 0.2461 & 0 \\ 0.1 & 0.66 & 0.2461 \end{bmatrix}$$

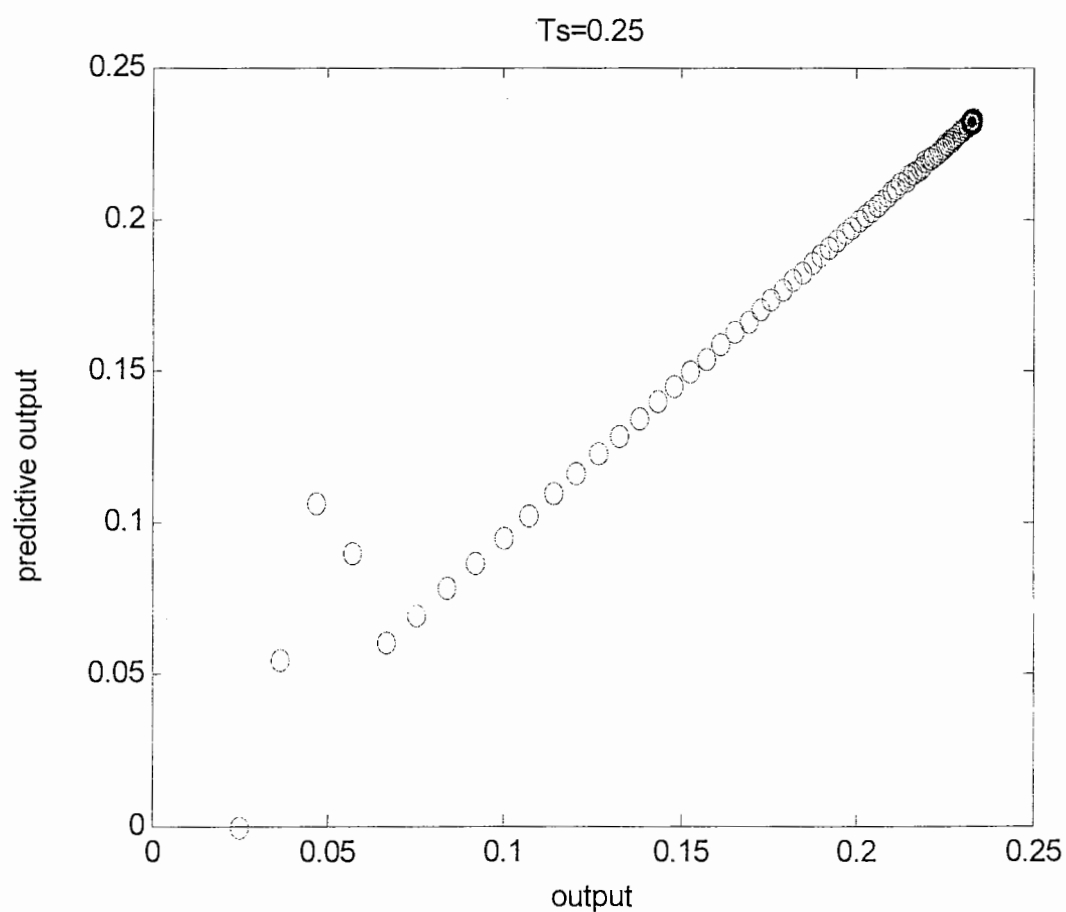
$$GG(z^{-1})=\begin{bmatrix} 1.823\Delta u(t-1)+0.0397\Delta u(t-2) \\ 0.1\Delta u(t-1)+0.054\Delta u(t-2) \\ 0.127\Delta u(t-1)+0.065\Delta u(t-2) \end{bmatrix}$$

$$F(z^{-1})=\begin{bmatrix} 2.442y(t)-1.442(t-1) \\ 2.98y(t)-1.96y(t-1) \\ 3.375y(t)-2.376(t-1) \end{bmatrix} \quad (۶-۴)$$

بنابراین مقادیر آینده پیش بینی شده از معادلات (۴-۴) وبا کمک معادله زیر حاصل می شوند:

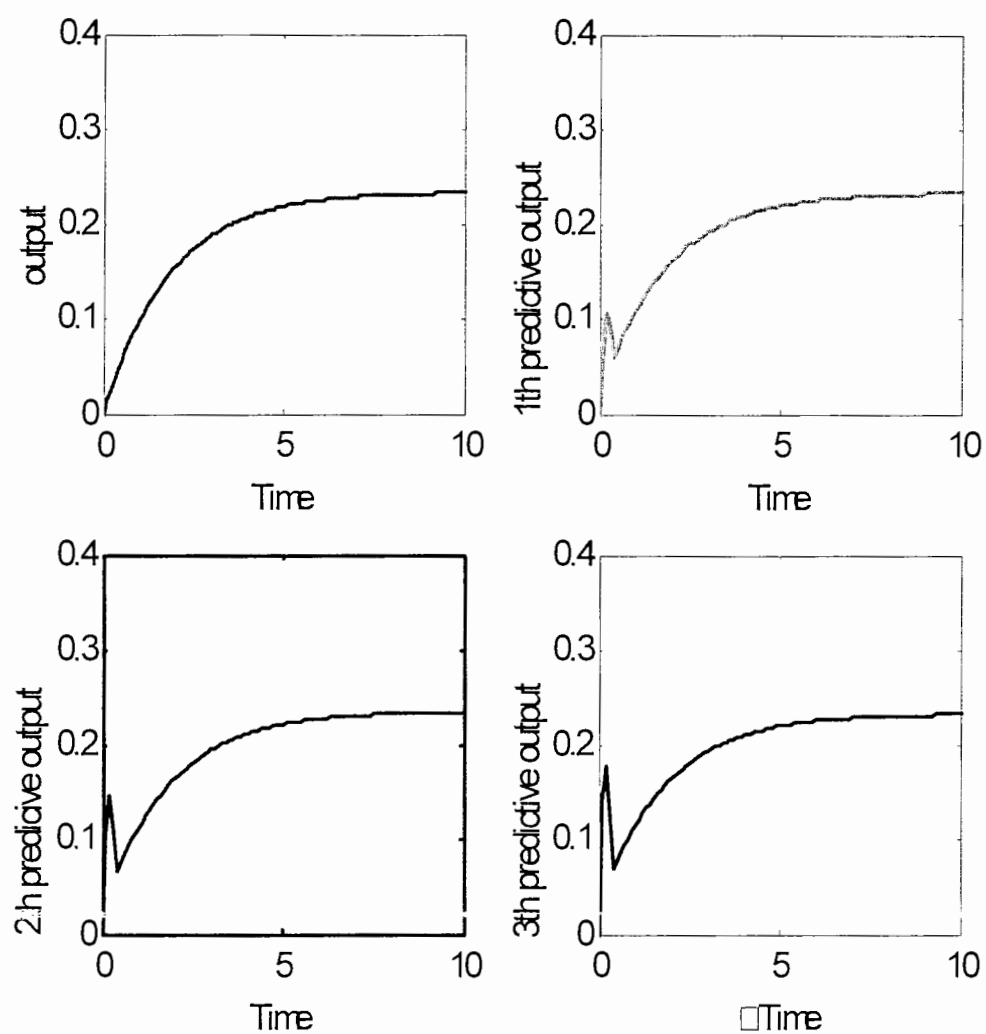
$$Y=G*U+ F(z^{-1})+ GG(z^{-1})=G*U+f \quad (۷-۴)$$

نتایج شبیه سازی پیش بینی مدل اوپراتور به ازای T_s های مختلف از جمله ۰,۲۵ و ۰,۰۵ و ۰,۰۱ را می توانید به ترتیب در مجموعه شکل‌های (۳-۴) و (۳-۵) و (۳-۶) نشان داده شده است.

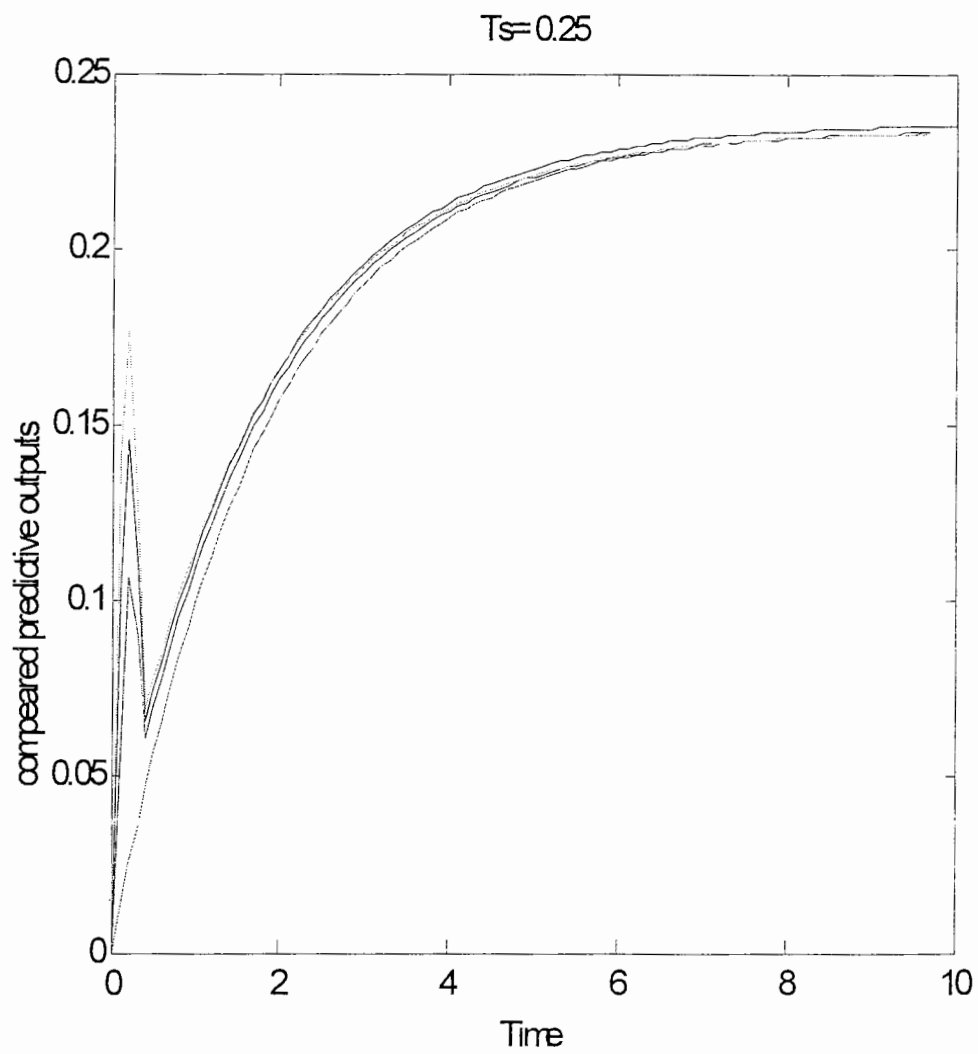


شکل (۳-۴): پیش بینی مدل اوپراتور به ازای $T_s=0.25$

(خروجی پیش بین نسبت به خروجی واقعی)



مجموعه شکل (۳-۵) : خروجی پیش بینی شده به ازای $T_s=0.25$

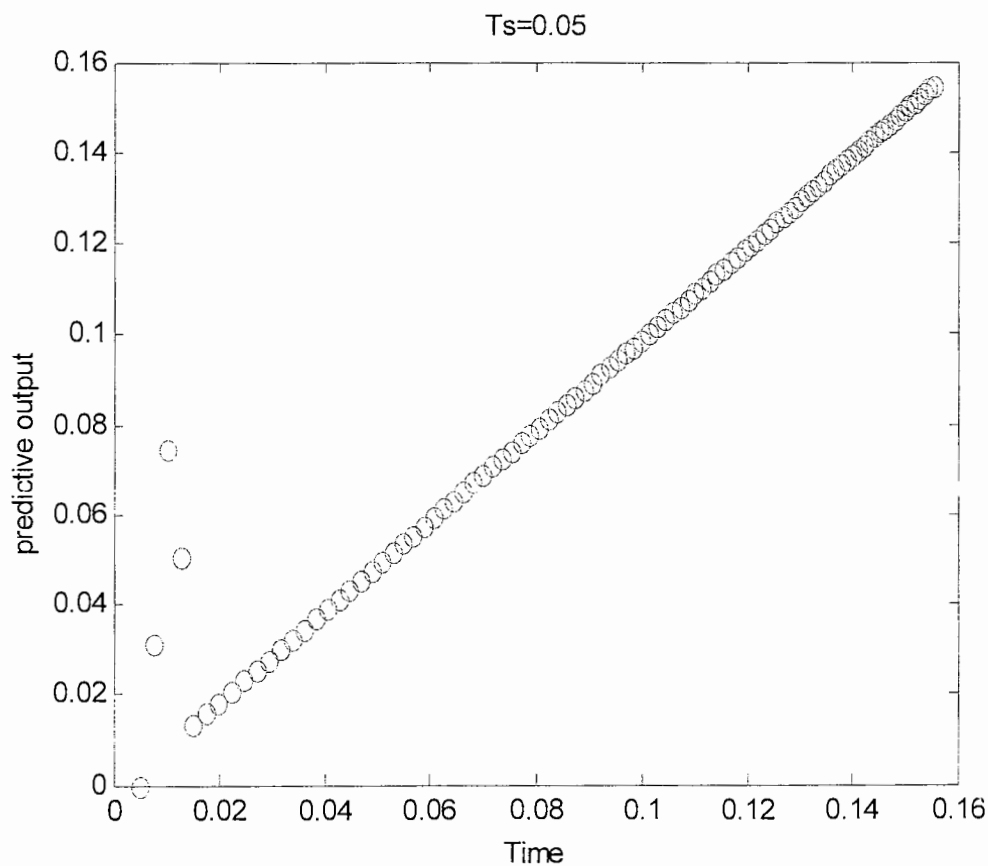


شکل (۳-۶): خروجی پیش بینی شده به ازای $T_s=0.25$

از اولین شکل میتوان دریافت که به جز حالت های گذرا اولیه در بقیه لحظات خروجی پیش بینی شده بر حسب خروجی واقعی به صورت یک خط راست با شیب واحد می باشد که این بدان معناست که خروجی پیش بینی شده عینا مشابه خروجی واقعی میباشد.

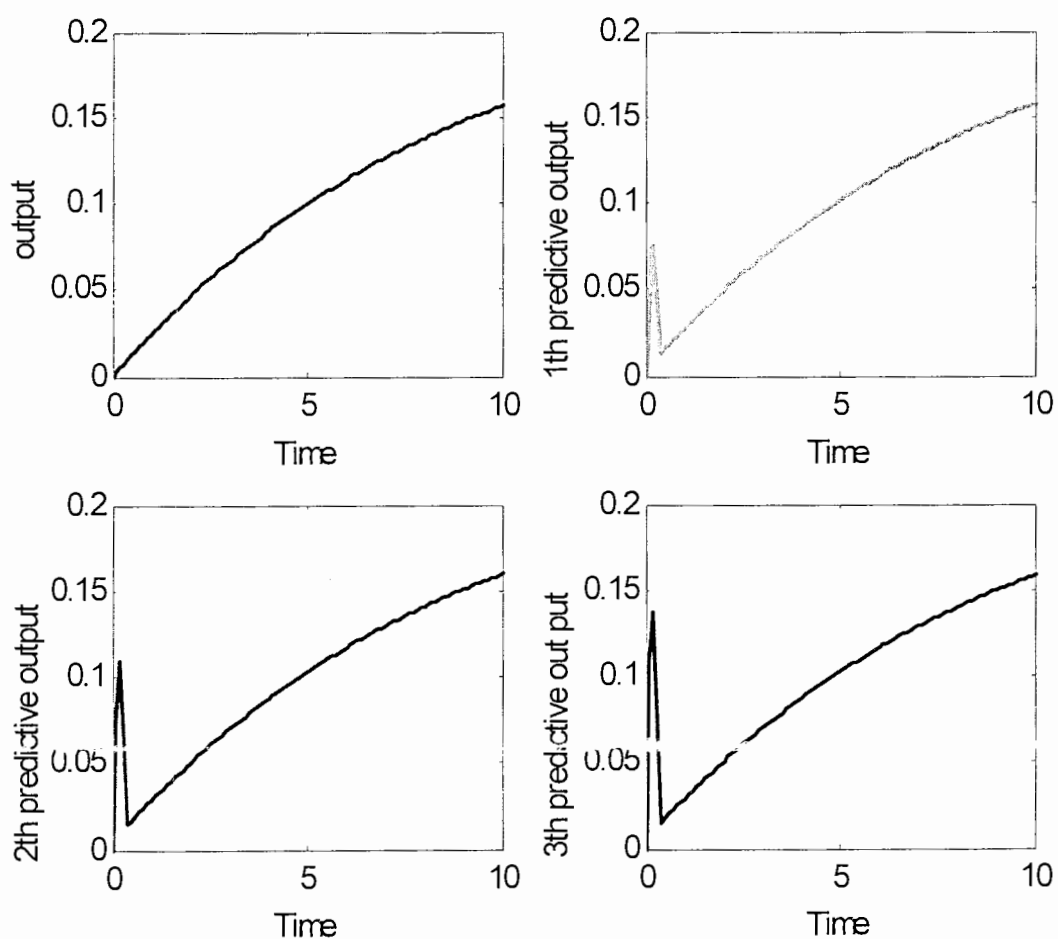
دردسته شکل (۳-۵) خروجی پیش بین برای گام های مختلفی رسم شده است.

از اشکال (۳-۷) تا (۳-۱۲) می توان پی برد که با کاهش زمان نمونه برداری مدت زمان حالت گذرای اولیه کمتر خواهد شد.

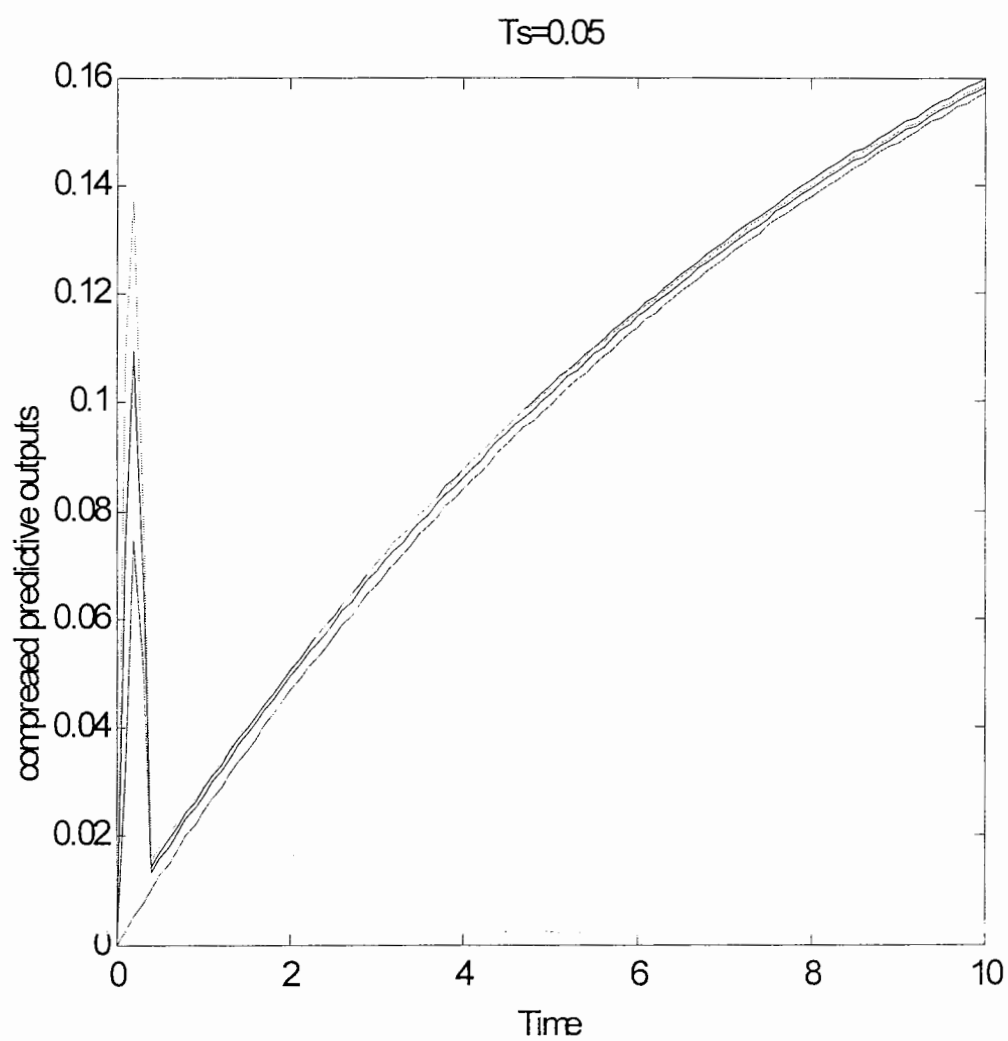


شکل (۳-۷): پیش بینی مدل اوپراتور به ازای $T_s=0.05$

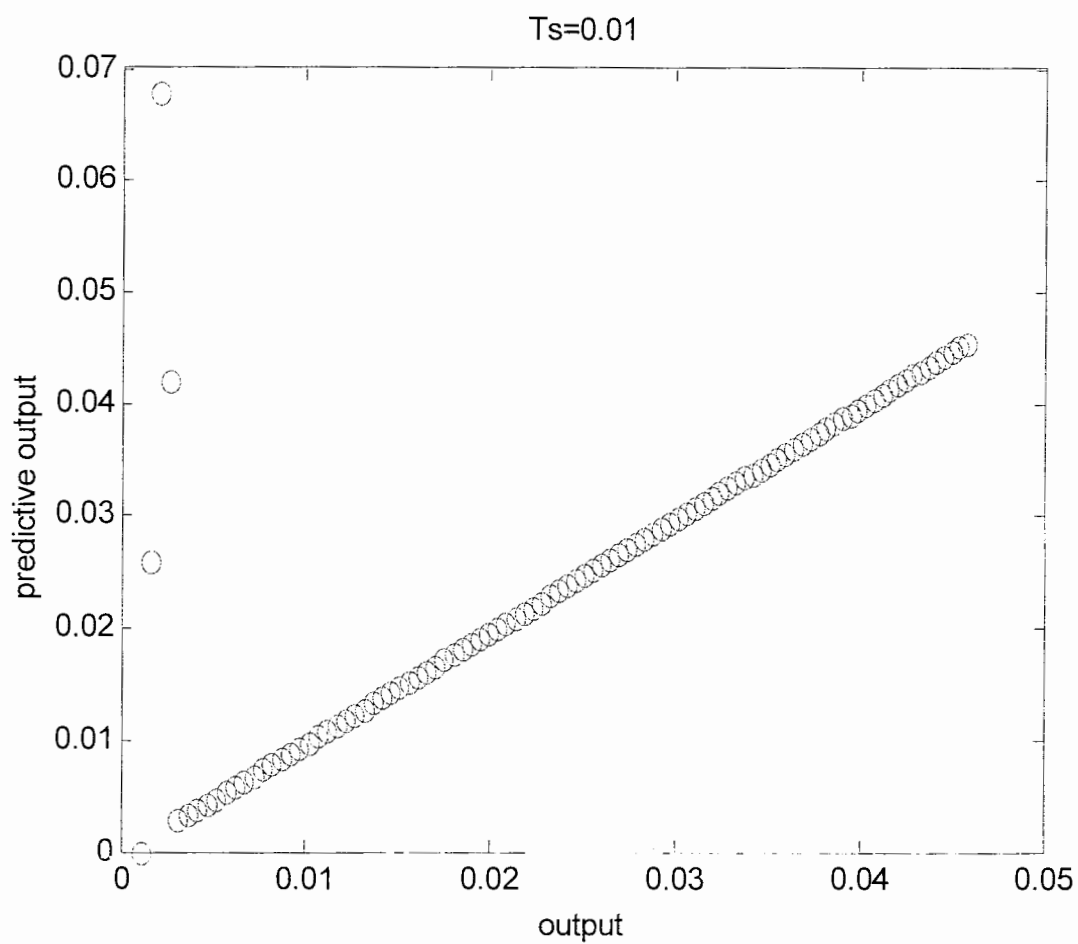
(خروجی پیش بین بر حسب خروجی واقعی)



مجموعه شکل (۳-۸) : خروجی پیش بینی شده به ازای $T_s=0.05$

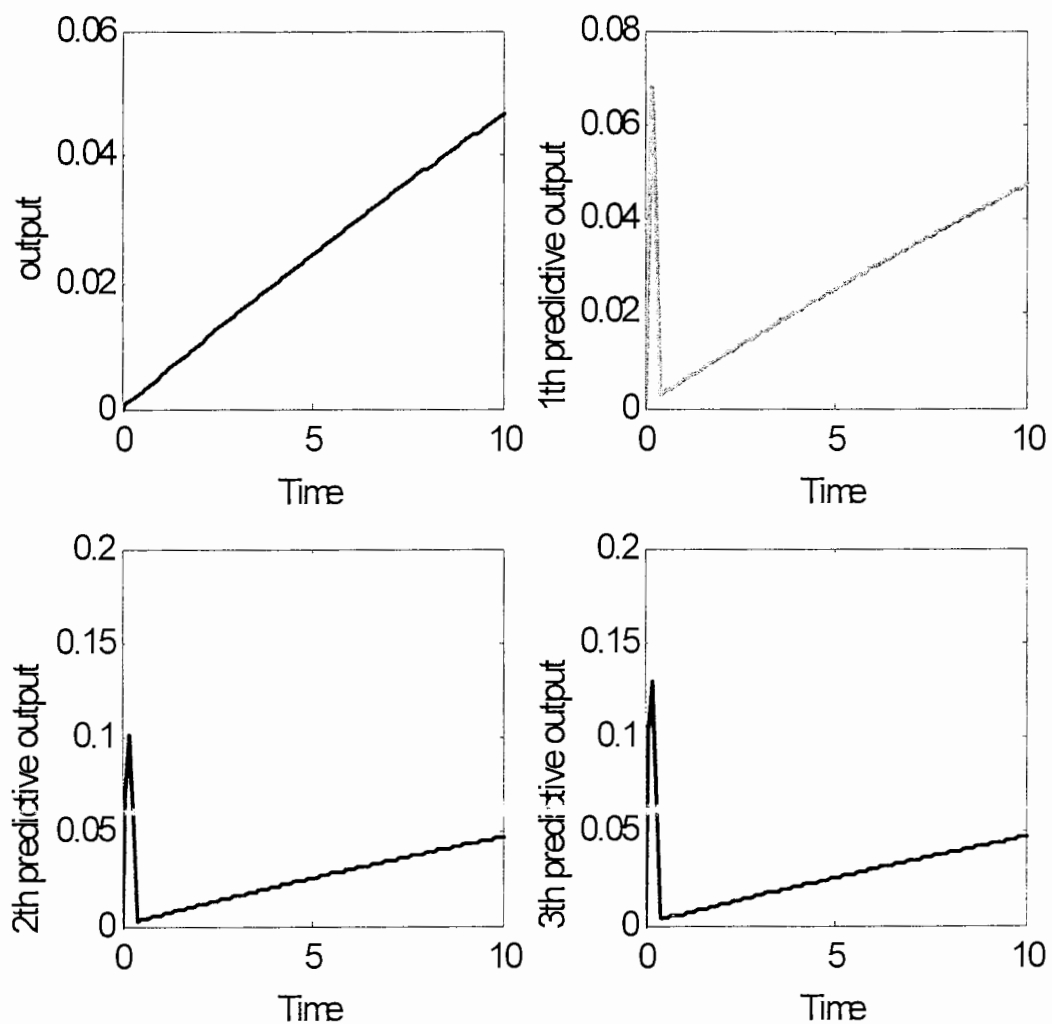


شکل (۳-۹) : خروجی پیش بینی شده به ازای $T_s=0.05$

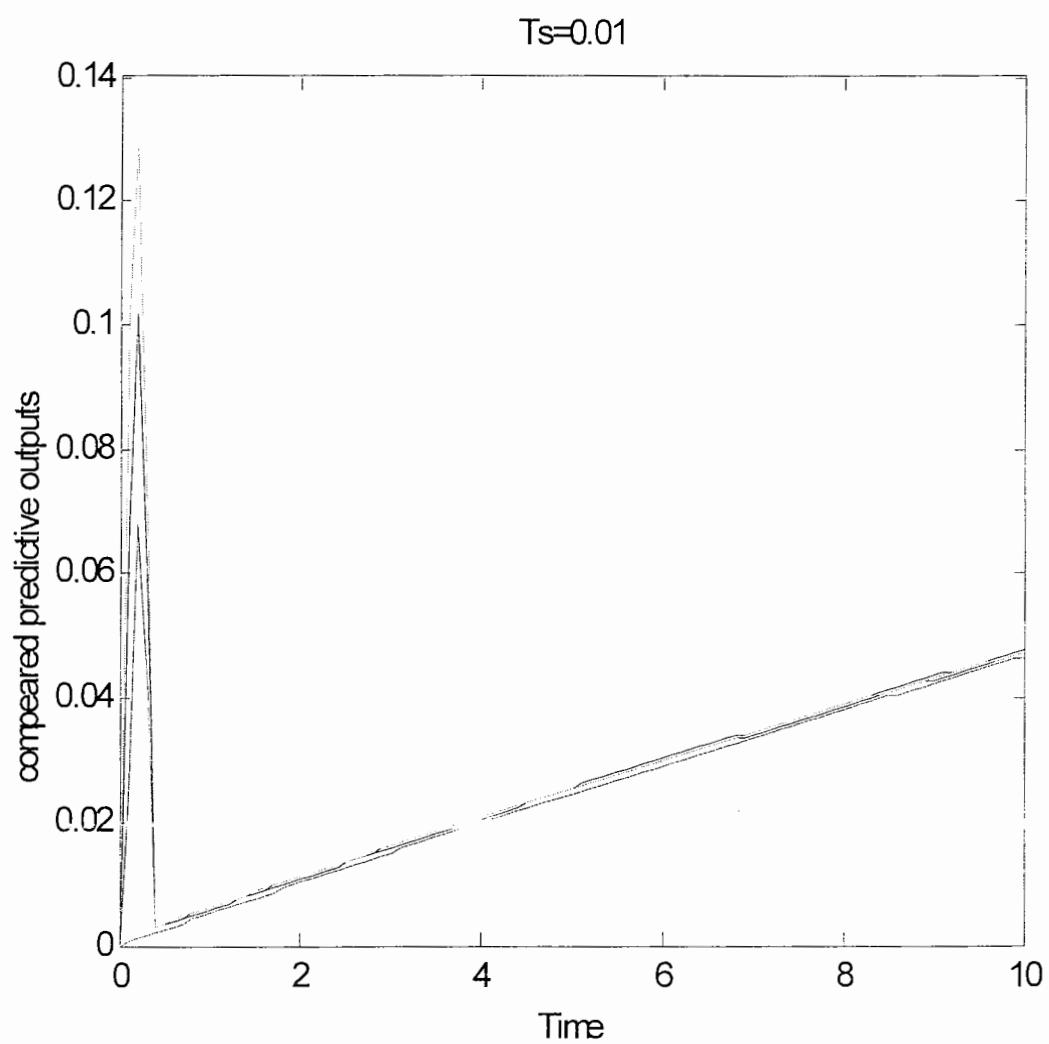


شکل (۳-۱۰): پیش بینی مدل اوپراتور به ازای $T_s=0.01$

(خروجی پیش بین بر حسب خروجی واقعی)



مجموعه شکل (۳-۱۱) : خروجی پیش بینی شده به ازای $T_s=0.01$

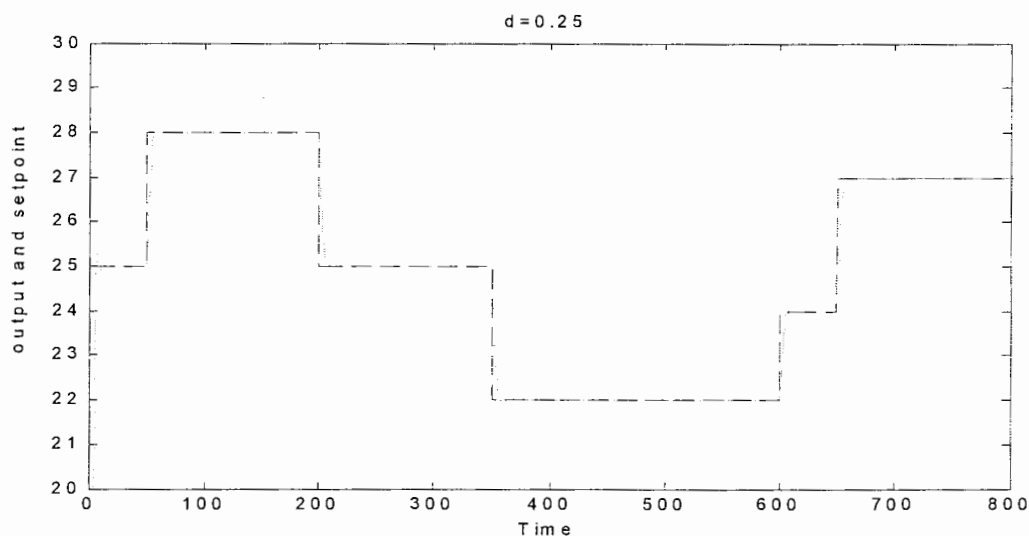


شکل (۳-۱۲) : خروجی پیش بینی شده به ازای $T_s=0.01$

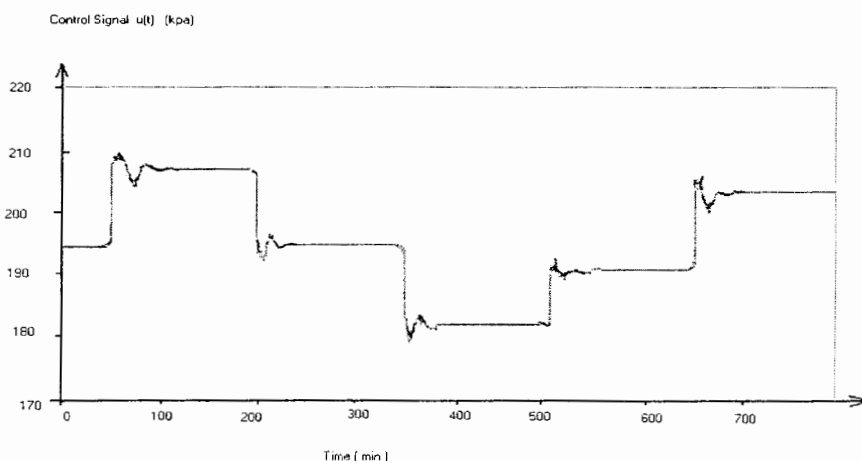
۷-۴- طراحی کنترل کننده DMC

در این بخش نتایج پیاده سازی کنترل کننده ماتریس دینامیکی بر روی سیستم اوپراتور ارائه می گردد. مقایسه و سپس جواب نتایج پیاده سازی این نوع کنترل کننده در حضور اغتشاش ناگهانی نمایش داده خواهد شد و در بخش بعدی تمامی این نتایج با کنترل کننده PI, GPC خواهد شد.

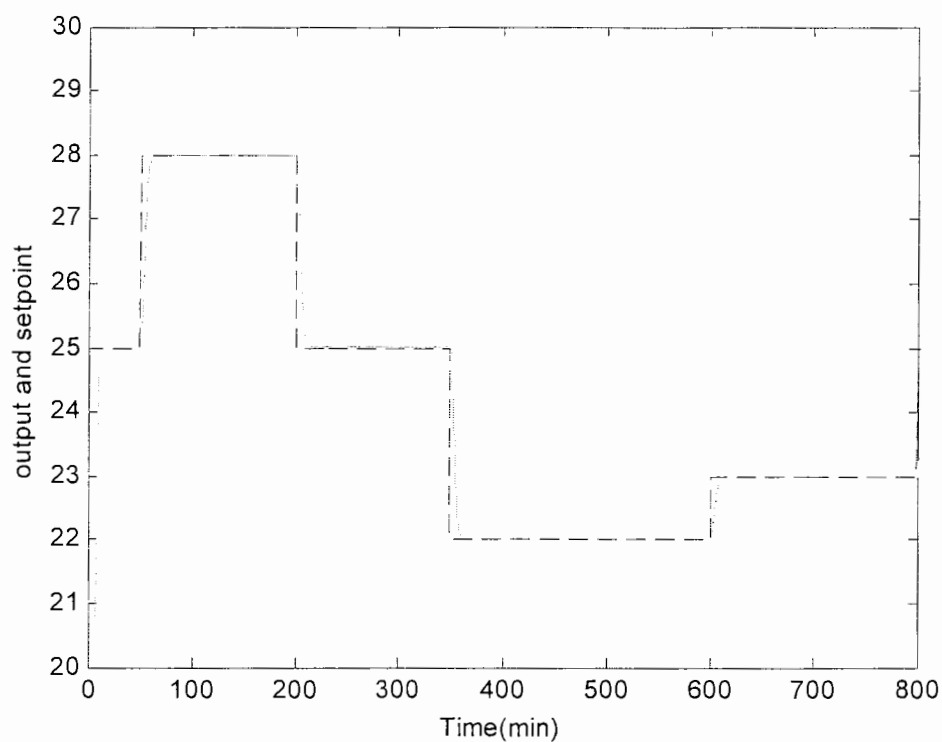
در شکل های (۴-۱۳) تا (۴-۱۶) به ترتیب مساله مسیر یابی به ازای $\delta=0.25$ و 0.9 بررسی شده است و در شکل های (۴-۱۷) و (۴-۱۸) مساله مسیر یابی با حضور اغتشاش ناگهانی به ازای همان مقادیر δ را نشان می دهد.



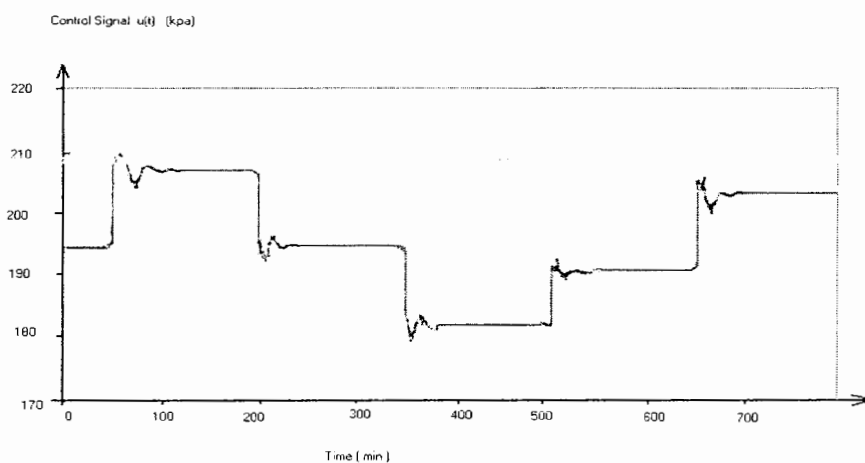
شکل (۴-۱۳): پاسخ سیستم کنترل DMC به ازای $\delta=0.25$



شکل (۴-۱۴): پاسخ سیگنال کنترل به ازای $\delta=0.25$

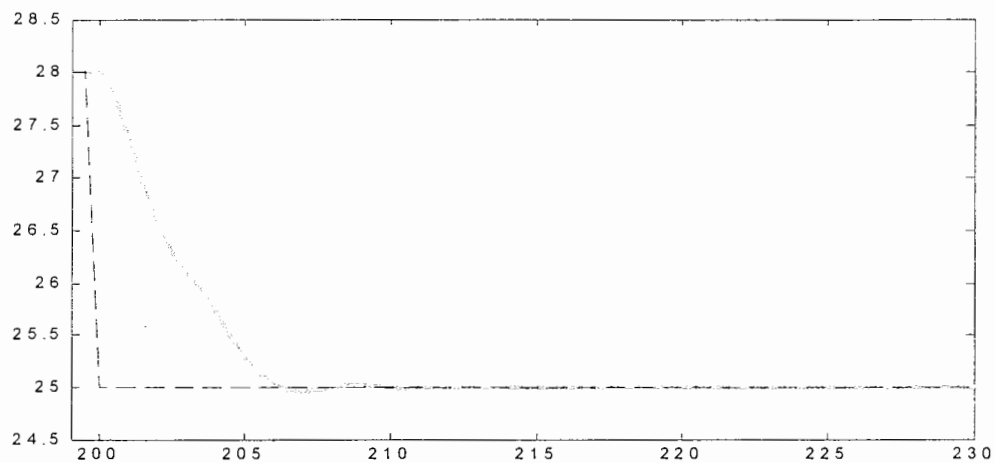


شکل (۴-۱۵): پاسخ سیستم کنترل DMC به ازای $\delta=0.9$

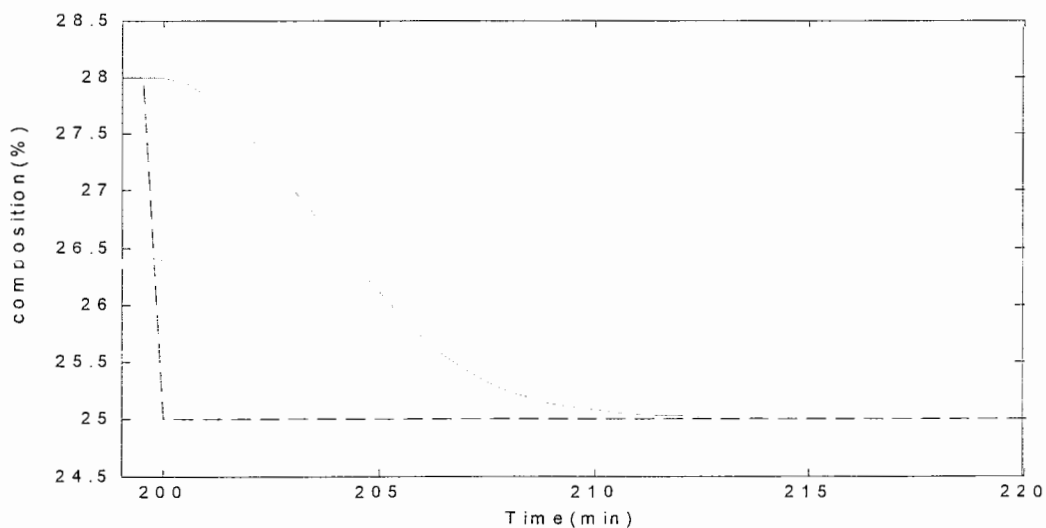


شکل (۴-۱۶): پاسخ سیگنال کنترل به ازای $\delta=0.9$

با توجه به اشکال فوق میتوان نتیجه گرفت هر چه δ کوچکتر شود سرعت پاسخ دهندهی بیشتر شده، در عوض میزان درصد اورشوت افزایش خواهد یافت. بنابراین بنا به خواسته های مطلوب مسئله میزان δ متفاوت خواهد بود.



شکل (۴-۱۷): پاسخ سیستم کنترل DMC در حضور اغتشاش به ازای $\delta=0.25$

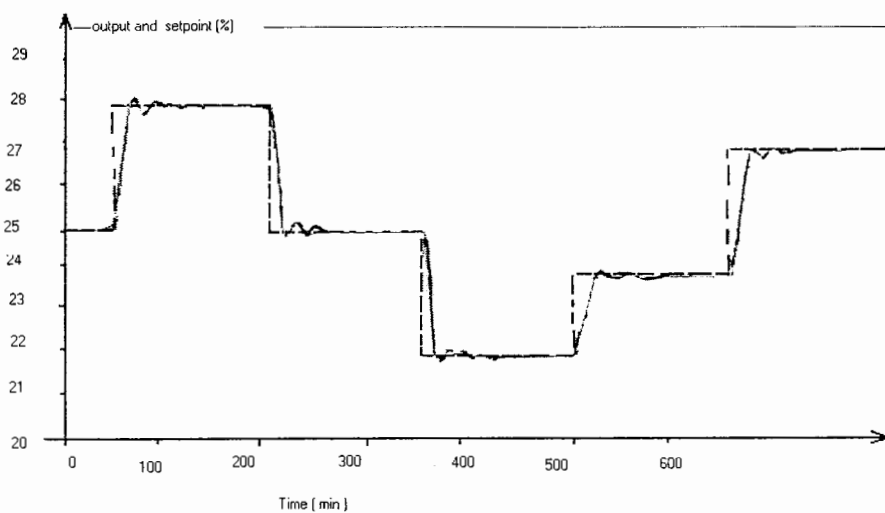


شکل (۴-۱۸): پاسخ سیستم کنترل DMC در حضور اغتشاش به ازای $\delta=0.9$

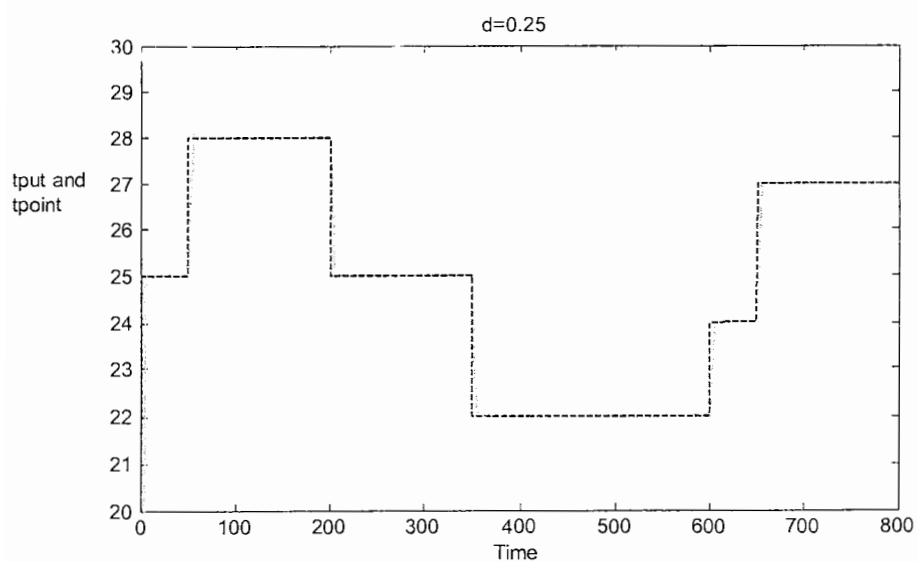
در هر دو حالت فوق سرعت پاسخ دهی به اغتشاش ناخواسته خوب می باشد و همانند قبل از دو شکل فوق می توان نتیجه گرفت هر چه δ کوچکتر شود سرعت پاسخ دهنده بیشتر، در عوض میزان درصد اورشوت افزایش خواهد یافت.

۸-۴ - مقایسه کنترل کننده DMC با GPC

در شکل (۴-۱۹) نتایج شبیه سازی مسئله مسیر یابی با کنترل کننده GPC نشان داده شده است.

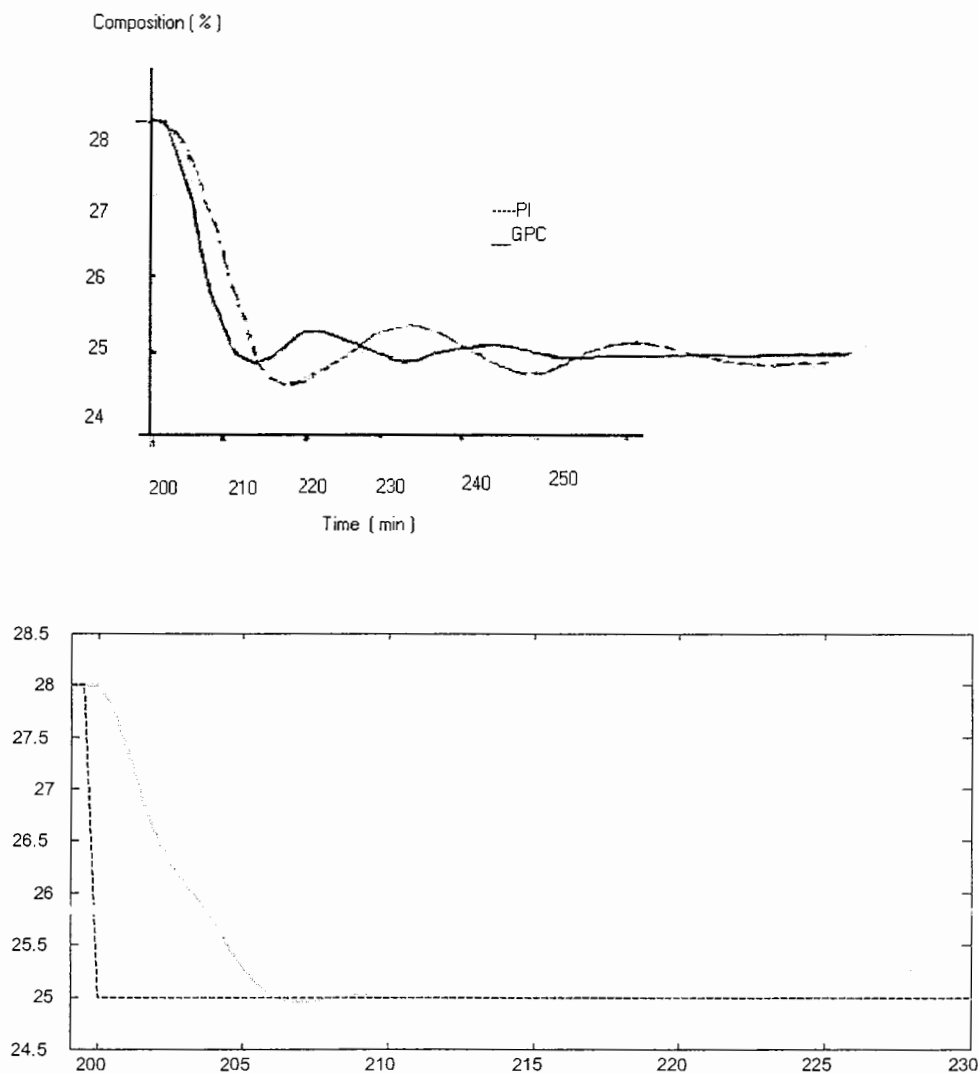


شکل (۴-۱۹): پاسخ سیستم کنترل GPC



شکل (۴-۲۰): پاسخ سیستم کنترل DMC به ازای $\delta=0.25$

در شکل (۴-۲۱) نتایج شبیه سازی مسئله اغتشاش با کنترل کننده های PI, GPC نشان داده شده است.



شکل (۴-۲۱): مقایسه کنترل کننده DMC با PI, GPC

از مقایسه اشکال فوق در می یابیم که میزان اورشوت و زمان نشست در کنترل کننده DMC به مراتب کوچکتر از GPC نتایج شبیه سازی این کنترل کننده هم بهتر PID از می باشد.

در نتیجه سرعت پاسخ دهی این نوع کنترل کننده به حذف اغتشاش ناخواسته بسیار مطلوب و مناسب می باشد.

نتیجه گیری و پیشنهادات

۱-۵- نتیجه گیری

در این پایان نامه طراحی کنترل کننده ماتریس دینامیکی برای سیستم های غیرحداقل فاز نظیر اواپراتور بررسی گردید. نتایجی که به هنگام استفاده از کنترل کننده ماتریس دینامیکی شاخص تر بنظر می رسند به قرار زیر می باشند:

۱. چون تنها به دانش محدود کنترلی نیاز دارند کنترل کننده ماتریس دینامیکی نسبت به انواع دیگر از نظر کاربردی و صنعتی قابل ساده سازی می باشد.
۲. از DMC می توان برای کنترل انواع بزرگی از فرآیندها، چه آنهاییکه دینامیکهای نسبتا ساده دارند تا انواع پیچیده دیگر، استفاده نمود که این سیستم ها غیر حداقل فاز نیز میتوانند باشند.
۳. سیستم های چندمتغیره به آسانی با آنها قابل کنترل می باشند.
۴. ذاتا در آنها، زمانهای مرده جبران شده است.
۵. به طور طبیعی در آنها کنترل پیشرویی وجود دارد تا اغتشاش غیر قابل اندازه گیری را جبران کند.
۶. کنترل کننده منتهجه، یک سادگی برای اجرای قانون کنترل خطی را ایجاد می کند.
۷. گسترش آنها به رفتارهای تحمیلی ساده است و این محدودیتهای می تواند بطور سیستماتیک میان فرآیندهای طراحی در نظر گرفته شود.
۸. در مواردیکه مراجع آینده شناخته شده باشند، همانند رباتها و فرآیندهای دسته ای، خیلی مفیدمی باشند.

۲-۵- پیشنهادات

در این پایان نامه سعی بر آن است تا برای یک سیستم غیر حداقل فاز کنترل کننده ماتریس دینامیکی طراحی شود و همانگونه که قبلا ذکر شد جهت استفاده از این کنترل کننده برای سیستم های ناپایدار در صورتی ممکن است که با حلقه بسته پایدار شود و سپس کنترل کننده ماتریس دینامیکی برای آن طراحی گردد.

بنابراین به عنوان کار بعدی پیشنهاد می شود که جهت بهبود کارایی ، بدون بستن حلقه با انتخاب صحیح پارامترهای کنترل کننده این روش را بکار برد .

در ادامه چند ایده که در زمینه انتخاب صحیح پارامترهای کنترل کننده ماتریس دینامیکی پیشنهاد می شود که البته هر کدام جای بحث و بررسی بیشتر دارند.

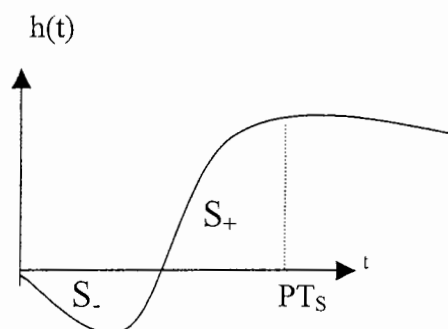
سیستم تحت کنترل پایدار در نظر گرفته شود :

$$\left\{ \begin{array}{l} M=1 \\ PT_s=t_r \end{array} \right. \Rightarrow P \sim (10-15)$$

T_s : setting time

t_r : rise time

سیستم تحت کنترل غیر حداقل فاز باشد:



$$\left\{ \begin{array}{l} M=1 \\ \text{(جهت استفاده از فیدبک منفی)} \\ S_+ > S_- \end{array} \right. \Rightarrow \text{PT}_S \text{ معلوم می باشد}$$

S_+ : مساحت زیر منحنی و بالای محور زمان

S_- : مساحت زیر منحنی و پایین محور زمان

سیستم تحت کنترل ناپایدار باشد ، بطوری که :

$$\left\{ \begin{array}{l} M>n \\ \text{(جهت استفاده از فیدبک منفی)} \\ S_+ > S_- \end{array} \right. \Rightarrow \text{PT}_S \text{ معلوم می باشد}$$

n : تعداد قطب های سمت راست محور موهومی

سیستم تحت کنترل ناپایدار و غیر حداقل فاز در نظر گرفته شود:

اینکه آیا در این حالت می توان از ترکیب ایده های قبلی استفاده کرد؟ حتی اینکه صحت ایده های قبلی چه حد قابل قبول است هر کدام جای بحث و بررسی دارد.

به علت اینکه کنترل کننده ماتریس دینامیکی ، کنترل کننده جوانی محسوب می شود هنوز جای پیشرفت دارد . امید است که با کار بیشتر روی این نوع کنترل کننده و بالا بردن قدرت کارایی آن بتوان در آینده از آنها بیشتر سود برد.

فهرست مراجعه و مآخذ

1. J. M. Maciejowski . Predictive Control with constraints , 14 october 2000.
2. EF . Camacho and C . Bordons , Model Predictive Control in the process Industry , 1995, pages 178-187 .
3. B.A. Ogunnaike and W. H. Ray, Process Dynamic : Modeling and Control pp.991-1029 , oxford , 1995.
4. C.R. Cutler and B.C. Ramaker . Dynamic Matrix Control-a Computer Control Algorithm . In Automatic Control Conference , San Francisco , 1980.
5. D.W. Clarke. Application of Generalized Predictive Control . Automatica , 14(2) :413-428 , 1978.
6. J. Richalet. Industrial Application of Model Based Predictive Control . Automatica, 29(5) : 1251-1274 , 1993.
7. V. Peterka. Predictor-based Self-tuning Control. Automatica, 20(1): 39-50, 1984.
8. B. E. Ydstie. Extended Horizon Adaptive Control . In Pro. 9th IFAC World Congress ,Budapest ,Hungary ,1984.
9. M. A. Lelic and P.E. Wellstead. Generalized Pole Placement Self Tuning Controller. Part 1. Basic Algorithm . Int.J.Control, 46(2): 547-568, 1987.
10. D.A. Linkers and M. Mahfouf . Advances in Model-Based Predictive Control,chapter Generalized Predictive Control in Clinical Anaesthesia. Oxford University Press, 1994.
11. C. E. Garcia and D.M . Prett and M.Morari. Model Predictive Control :Theory and Practice-a Survey . Automatica, 25(3): 335-348,1989.
12. D.W. Clarke, C. Mohtadi, and P.S. Tuffs. Generalized Predictive Control-Part I. The Basic Algorithm . Automatica, 23(2);137-148,1987.

-
13. R. Soeterboek. Predictive Control .A unified approach. Prentice-Hall,1992.
 14. M. Morari . Advances in Model-Based Predictive Control, chapter Model Predictive Control: Multivariable Control Technique of Choice in the 1990s? Oxford University Press, 1994.
 15. J.H. Lee, M. Morari, and C.E. Garcia. State-space Interpretation of Model Predictive Control. Automatica, 30(4):707-717,1994.
 16. D.W.Clarke and R. Scattolini . Constrained Receding-horizon Predictive Control. Proceedings IEEE, 138(4):347-354, july 1991.
 17. E.Mosca, J.M.Lemos,and J.Zhang.Stabilizing I/O Receding Horizon Control. In IEEE Conference on Decision and Control, 1990.
 18. B.Kouvaritakis, J.A. Rossiter, and A.O.T. Chang. Stable Generalized Predictive Control : an Algorithm with Guaranteed Stability. Proceeding IEE, Part D,139(4):349-362,1992.
 19. J.Rawlings and K.Muske. The Stability of Constrained Receding Horizon Control. IEEE Trans. On Automatic Control , 38:1512-1516,1993.
 20. A. Zheng and M.Morari. Stability of Model Predictive Control with Soft Constraints .Internal Report. California Institute of Technology ,1994.
 21. J.C. Allwright . Advances in Model-Based Predictive Control , chapter on min-max Model-Based Predictive Control .Oxford University Press, 1994.
 22. E.F. Camacho. Constrained Generalized Predictive Control.IEEE Trans. On Automatic, 38(2):327-332,1993.
 23. D.W. Clarke and C. Mohtadi . Properties of Generalized Predictive Control.Automatica,25(6):859-875,1989.

24. R.M.C. De Keyser. Basic Principles of Model Based Predictive Control. In European Control Conference, Grenoble, pages 1753-1758, July 1991.
25. R. Rouhani and R.K. Mehra. Model Algorithmic Control : Basic Theoretical Properties. Automatica, 18(4):401-414, 1982.
26. T.W. Yoon and D.W. Clarke. Prefiltering in Receding – Horizon Predictive Control. Internal Report 1995/93, University of Oxford, Department of Engineering Science, 1993.
27. E.F. Camacho and C. Bordons. Implementation of Self Tuning Generalized Predictive Controllers for the Process Industry. Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 7:63-73, 1993.
28. Rivera, D.E., M. Morari and S. Skhonestad, "Internal Model Control. 4. PID Controller Design," Ind. Eng. Chem., proc. Des. Dev., 25, 252-265 (1986).
۲۹. محمد حائری- محمد ناصر تقی زاده، "تنظیم کننده PID بر اساس اصول کنترل پیش بین"، هفتمین کنفرانس مهندسی برق ایران، ۲۷-۲۹ اردیبهشت ۷۸.
۳۰. محمد ناصر تقی زاده، "طراحی کنترل کننده PID با استفاده از استراتژی MPC"، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی شریف، مهر ماه ۱۳۷۷.