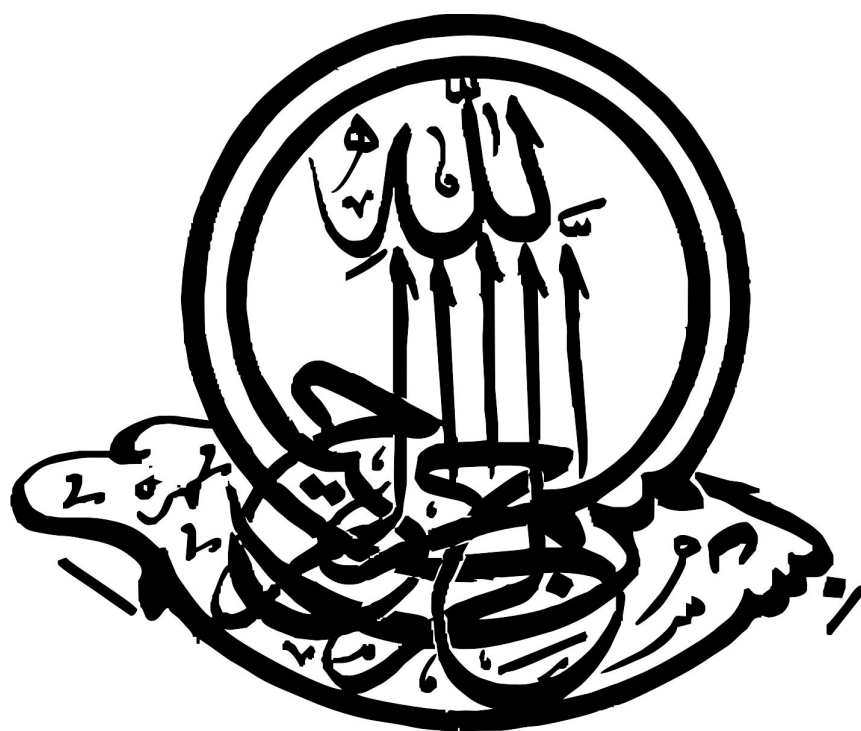






دانشکده مهندسی برق

گروه کنترل

کنترل دیجیتال ولتاژ و فرکانس سیستم قدرت

دانشجو : مهدی جوادی

استاد راهنما :

جناب آقای دکتر محمدعلی صدرنیا

استاد مشاور :

جناب آقای دکتر دارابی

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

زمستان 1388

تقدیم به همسر عزیزم به دلیل همراهی و همدلی

و تقدیم به بر دیا که از وقت بازیش گذشت تا این مقال به نتیجه برسد

و

تقدیم به پدر و مادر گرامیم چشمه های زلال عشق و محبت

که همواره و در تمام مراحل زندگی مشاور و پشتیبان من بوده اند

ای خدا! ای فضل تو حاجت روا

با تو یاد هیچ کس نبود روا

مولانا

حمد و سپاس بی حد و قیاس ذات واجب الوجودی را سزااست که به هستی صرف قائم و به خیر و جمال متجلی است. علیمی که به حکمت بالغه خود، خلعت خلافت را بر قامت رسای آدم بیاراست و او را وارد عالم اسماء گردانید تا به صورت الهی مزین شده و شایستگی ولایت مطلقه بر عالمیان را داشته باشد. داداری که لباس با عظمت نمایندگی را بر قامت انسان پوشانید و طریق معرفت و شناسایی خویش را بدو نمایانید و ابواب سعادت و رستگاری بر روی او بگشود و پیروی و اطاعت خود را موجب سعادت و قرب الهی گردانید. پروردگاری که به رحمت رحمانی، باب عطا و نعمت بر همه بگشاد و به رحمت رحیمی، خاصان درگاه را لذت قرب و وصال چشاند.

ذات متعال حق را سپاس می گویم که چونان گذشته، لطف و رحمت خود را، بر غضب و قهر خویش سبقت داده و این مخلوق ناچیز را در به انجام رسانیدن این تحقیق یاری فرمود.

در اینجا لازم می دانم از همه کسانی که با راهنمایی و رهنمود، تشویق و ترغیب، تذکر و انتقاد، معرفی و یا تهیه منابع، بنده را در انجام این تحقیق یاری رسانده اند، تشکر نمایم؛ به ویژه از استاد محترم جناب آقای دکتر محمد علی صدرنیا و استاد محترم مشاور بزرگوارم جناب آقای دکتر دارابی که در طول انجام این تحقیق همواره مرا مرهون الطاف، راهنمایی ها و بزرگواری های خویش قرار داده اند، بسیار سپاسگزارم.

همچنین از خانواده عزیزم و به خصوص پدر و مادر مهربانم که همواره با دلگرمی های خویش مرا جانی تازه بخشیده اند، کمال سپاس و قدردانی را دارم.

و در نهایت از تمامی اساتید گروه کنترل دانشگاه صنعتی شاهرود که در طول دوران تحصیل بنده را از راهنمایی های خویش بی نصیب نگذاشته اند، سپاسگزاری می کنم.

اینجانب مهدی جوادی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل ولتاژ و فرکانس سیستم قدرت تایید می نمایم که کلیه تحقیقات این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده و از صحت و اصالت برخوردار است.

لازم به ذکر است در صورتیکه از نتایج دیگران استفاده شده باشد، منابع و مراجع آن بصورت کامل قید گردیده است.

همچنین کلیه حقوق مادی مترتب از نتایج مطالعات، آزمایشات و نوآوری ناشی از تحقیق موضوع این پایان نامه (رساله) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد.

چکیده

در سالهای اخیر با پیشرفت های خیره کننده سیستم های کامپیوتری و در نتیجه معمولتر شدن سیستمهای دیجیتال، کنترل کننده های دیجیتال نیز با توجه به قابلیت هایشان یعنی طراحی ساده تر و کاربردی تر، ارتباط سهل و آسان با سیستم های کامپیوتری و برنامه ریزی راحتتر و قابلیت تغییر آسان کنترل کننده، کاربرد وسیعی در زمینه های مختلف یافته اند، در صنایع هوا-فضا، صنایع موشکی، اتوماسیون های صنعتی و غیره .

یکی از این زمینه ها سیستم های قدرت می باشد. در این تحقیق یک سیستم قدرت با مدل هفرون-فیلیپ شبیه سازی و متصل به بار در نظر گرفته شده و بعد از بررسی تاثیرات نامطلوب بار برروی آن تلاش شده است تا با کمک گرفتن از یک کنترل کننده و روش های گوناگون دیجیتال کردن سیستم این تاثیرات بر طرف گشته، و پایداری مناسبی جهت ژنراتور ایجاد گردد که در این زمینه از ولتاژ تحریک و گاورنر (جهت کنترل فرکانس) سود برده ایم و با توجه به تعداد متغیر های ورودی و خروجی، از سیستم های کنترل دیجیتال چند متغیره استفاده کرده ایم تا ولتاژ خروجی و فرکانس ژنراتور را کنترل کنیم.

تمامی سیستم ها در نرم افزار Matlab شبیه سازی شده و نتایج بر اساس آنها در نمودار ها رسم گردیده و نحوه دیجیتال کردن سیستم و روابط مربوطه نیز در این نرم افزار قید شده است.

واژگان کلیدی: کنترل دیجیتال، کنترل چند متغیره، سیستم قدرت، کنترل ولتاژ، کنترل فرکانس

فهرست مطالب

ز	چکیده
ح	فهرست مطالب

فصل اول: دینامیک سیستم های قدرت

1	1-1- ماشین کلاسیک
2	1-2- تولید ولتاژ
3	1-3- ولتاژ مولد باز
3	1-4- واکنش آرمیچر
5	1-5- ولتاژ خروجی پایانه ماشین
8	1-6- توان تولیدی توسط مولد

فصل دوم: مدل سازی مولد از دید مداری و کنترل ولتاژ

9	2-1- تبدیل انرژی
9	2-2- کاربرد ماشین سنکرون
13	2-3- تبدیل پارک

14	2- 4-معادله ولتاژ پارک
14	2- 5-معادله مکانیکی پارک
15	2- 6-مدل حالت دائمی
16	2- 7-معادله دینامیکی ساده شده
18	2- 8-کنترل ولتاژ مولد
20	2- 9-نمودار بلوکی سیستم تحریک
24	2- 10-مدل های مولد
27	2- 11-پایداری سیستم تحریک
28	2- 12-مولد وصل به شین بی نهایت

فصل سوم: کنترل دیجیتال، تعاریف و روابط

36	3- 1-مقدمه
36	3- 2-انواع سیگنالها
37	3- 3-سیستمهای کنترل زمان گسسته و زمان پیوسته
38	3- 4-اجزای سیستم کنترل دیجیتال

44	3- 5-مزایای کنترل دیجیتال
45	3- 6-تبدیل Z
46	3- 7-تابع تبدیل پالسی
47	3- 8-روش نایکوئیست برای تعیین پایداری سیستم های ناپیوسته
48	3- 9-حد فاز و حد بهره در سیستم های ناپیوسته
49	3- 10-طراحی سیستم های کنترلی ناپیوسته در حوزه فرکانس
50	3- 11-بررسی اثر نگهدارنده مرتبه صفر و انتخاب زمان نمونه برداری
51	3- 12-معادل ناپیوسته تقریبی کنترل کننده های پیوسته
54	3- 13-کنترل کننده های PID دیجیتال

فصل چهارم: پایداری سیستم های چند متغیره

57	4- 1-مقدمه
59	4- 2-چند جمله ای های مشخصه حلقه باز و حلقه بسته
63	4- 3-پایداری داخلی
64	4- 4-معیارهای پایداری نایکوئیست تعمیم یافته

67 4-5- معیارهای پایداری نایکوئیست معکوس تعمیم یافته

68 4-6- آرایه های نایکوئیست و باند های گرشگورین

فصل پنجم: شبیه سازی و طراحی کنترل کننده

75 5-1- مقدمه

75 5-2- بدست آوردن ضرائب هفرون- فیلپس

81 5-3- طراحی PSS برای مدل تک ماشین

89 5-4- طراحی کنترل کننده پایدار ساز برای سیستم

94 5-5- گسسته سازی (نتیجه گیری)

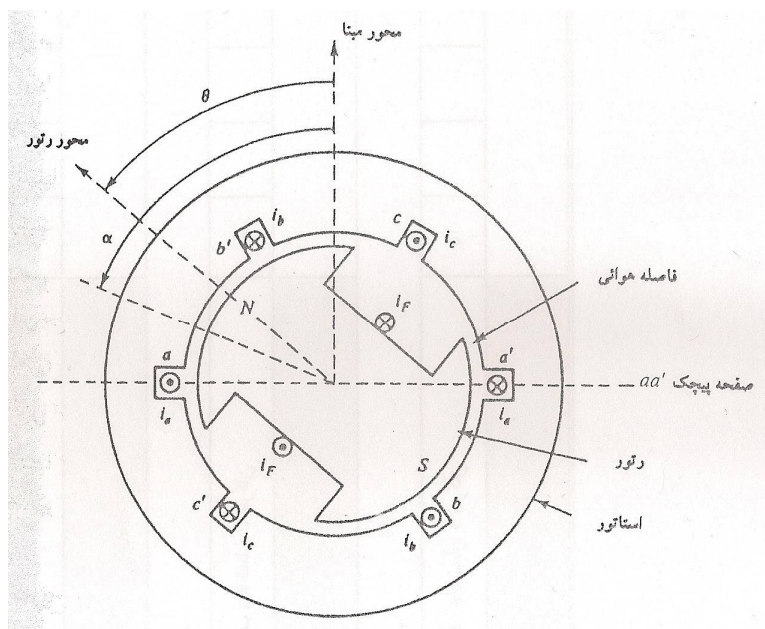
105 منابع و مأخذ

فصل اول

دینامیک سیستم‌های قدرت

1-1 ماشین کلاسیک

مولد جریان متناوب یک فازی که ساده‌ترین نوع ماشین یا مولد است از یک حلقه سیم گردان در یک میدان یکنواخت تشکیل شده است که ولتاژ ac تولیدی توسط آن، از طریق حلقه‌های لغزان بیرون آورده می‌شود. اما در مولدهای ac بزرگ واقعی، به دلیل جریانها و ولتاژهای قوی و پیچیدگی سیم‌پیچی در طرف ac ، میدان دوار است و پیچک‌های ac ساکنند. در این ماشین شکل (1-1) قسمت گردان، روتور یا میدان است و قسمت ساکن استاتور نامیده می‌شود.



شکل (1-1)

1-2 تولید ولتاژ

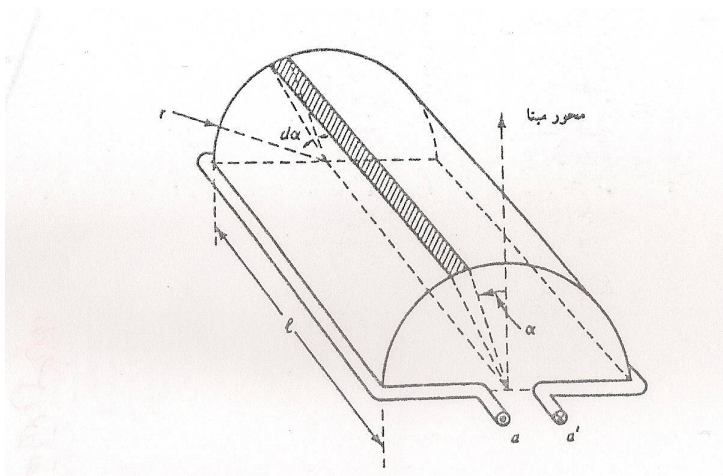
با صرف نظر کردن از مقاومت‌های الکتریکی، ولتاژ پایانه بستگی به تغییر زمانی شار پیوندی دارد. تقریباً تمام شار پیوندی از فاصله هوایی و از روتور به استاتور گذشته و دوباره از همین مسیر بازمی‌گردد. این شار را شار فاصله هوایی و ولتاژ متناظر آن را ولتاژ فاصله هوایی می‌نامند.

شار پراکندگی موجود را نیز با ضریب القای پراکندگی شبیه‌سازی می‌کنیم. با فرض این که مولد مغناطیسی خطی بوده و چگالی شار به صورت شعاعی و هر پیچک مرکب از N دور باشد:

$$B = B_{\max} \cos(\alpha - \beta) \quad (1-1)$$

1-3 ولتاژ مولد باز

با فرض این که $i_a = i_b = i_c = 0$ و با استفاده از قاعده دست راست در شکل زیر داریم:



شکل (2-1)

$$\varphi = \int B \cdot ds = \ell r \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_{\max} \cos(\alpha - \beta) d\alpha \quad \text{داریم:}$$

$$= 2 \ell r B_{\max} \cos \theta = \varphi_{\max} \cos \theta \quad (2-1)$$

$$\lambda_{aa'} = N \varphi_{\max} \cos \theta = \quad \text{بنابراین شار پیچک } N \text{ دوری } aa':$$

$$\lambda_{\max} \cos \theta \quad (3-1)$$

بر همین اساس:

$$\lambda_{bb'} = \lambda_{\max} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4-1)$$

$$\lambda_{cc'} = \lambda_{\max} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5-1)$$

و بر این اساس:

$$e_{aa'} = -\frac{d\lambda_{aa'}}{dt} = E_{\max} \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{\pi}{2}) \quad (6-1)$$

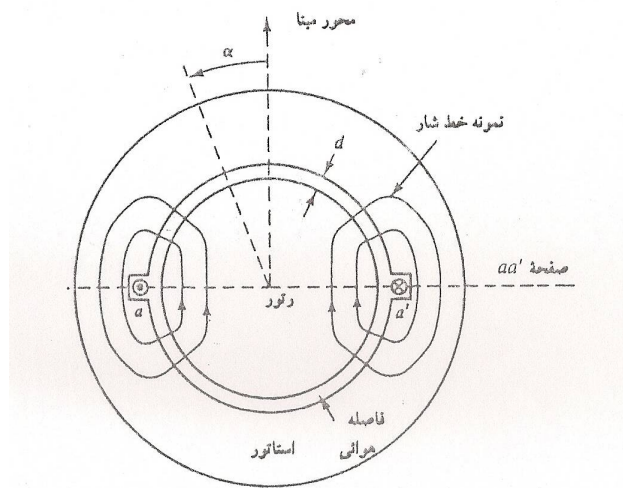
$$\Lambda_{aa'} = \frac{\lambda_{\max}}{\sqrt{2}} e^{j\theta_0} \quad (7-1)$$

$$\Rightarrow E_{aa'} = -j\omega_0 \Lambda_{aa'} \quad (8-1)$$

1-4 واکنش آرمیچر:

در بخش قبل فرض شده بود و در نتیجه ولتاژهای مدار باز محاسبه شدند. در این

بخش فرض می‌کنیم I_f صفر باشد. با توجه به شکل (3-1) داریم:



شکل (3-1)

$$F = \oint_{\Gamma} H \cdot d\ell = \frac{1}{\mu_r \mu_o} \int_{\Gamma} B \cdot d\ell + \frac{1}{\mu_o} \int_{\Gamma} B \cdot d\ell = Ni_a \quad (9-1)$$

فاصله هوایی آهن

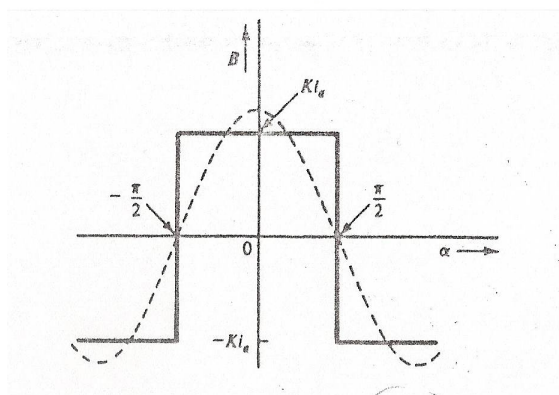
با توجه به بالا بودن ضریب نفوذ نسبی آهن (حدود 1000) و به عنوان تقریب از انتگرال افت mmf در آهن صرفنظر می‌کنیم.

با در نظر گرفتن این واقعیت که بردار چگالی شار در فاصله هوایی تقریباً شعاعی است در فواصل هوایی کوچک داریم:

$$\frac{1}{\mu_o} \int_{\Gamma} B \cdot d\ell \approx \frac{Bd}{\mu_o} = Ni_a \quad (10-1)$$

$$B = \frac{\mu_o Ni_a}{2d} = Ki_a \quad (11-1)$$

چگالی شار اسکالر در فاصله هوایی بالای پیچک aa' شعاعی و به طرف بیرون است. و چگالی شار اسکالر در فاصله هوایی زیر پیچک شعاعی و به طرف داخل است.



شکل (4-1)

شکل موج B تقریباً مربعی است. مؤلفه اصلی شکل فوق به صورت زیر است:

$$B_a = \frac{4}{\pi} k i_a \cos \alpha \quad (12-1)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2} (I_a / \cos(\omega_0 t + \angle I_a)) \quad (13-1)$$

داریم:

$$B_a = \frac{4}{\pi} K i_a(t) \cos \alpha = B'_{\max} \cos \alpha \cos(\omega_0 t + \angle I_a) \quad (14-1)$$

حال با توجه به قضیه جمع آثار و اختلاف فاز فضایی و زمانی داریم:

$$\begin{aligned} B_{abc} &= B'_{\max} [\cos \alpha \cos(\omega_0 t + \angle I_a) + \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega_0 t + \angle I_a - \frac{2\pi}{3}) \\ &+ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega_0 t + \angle I_a + \frac{2\pi}{3})] \\ &= \frac{3}{2} B'_{\max} \cos(\alpha - \omega_0 t - \angle I_a) \end{aligned} \quad (15-1)$$

این رابطه از نظر فیزیکی موج سیار سینوسی است که در فاصله هوایی در جهت خلاف عقربه‌های ساعت با سرعت زاویه ω_0 می‌چرخد. یکی از مزایای استفاده از منبع سه فاز، تولید چنین میدان دواری است.

5-1 ولتاژ خروجی پایانه ماشین

از اصل جمع آثار برای محاسبه ولتاژ پایان ماشین استفاده کرده و نتایج بخش 3-1 و 4-1 را با هم ترکیب می‌کنیم. با توجه به این که هر دو چگالی شار از توزیع فضایی سینوسی برخوردار هستند می‌توان آن‌ها را به هم اضافه کرد.

این موج شار تولیدی در فاصله هوایی با سرعت $\omega_0 \frac{rad}{sec}$ می‌چرخد.

شارهای پیوندی نیز به هم اضافه می‌شوند. داریم:

$$\lambda_{ag} = \lambda_{aa'} + \lambda_{ar} \quad (16-1)$$

$$\Lambda_{ag} = \Lambda_{aa'} + \Lambda_{ar} \quad (17-1)$$

ولتاژ تولید برابر است با:

$$V_{ag} = -\frac{d\lambda_{ag}}{dt} \quad (18-1)$$

$$V_{ag} = -j\omega_o \Lambda_{ag} \quad (19-1)$$

با مشتق گرفتن از (14-1) و استفاده از روابط قبل داریم:

$$\frac{-d\lambda_{ag}}{dt} = -\frac{d\lambda_{aa'}}{dt} - \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (20-1)$$

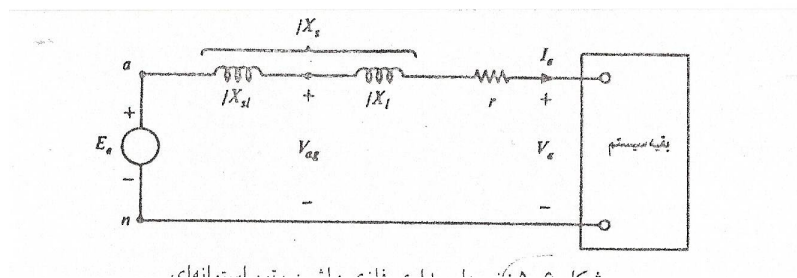
$$V_{ag} = e_a - L_{s1} \frac{di_a}{dt} \quad (21-1)$$

و با استفاده از فازورها:

$$V_{ag} = E_a - j\omega_o L_{s1} I_a \quad (22-1)$$

با توجه به این که مقاومت اهمی و راکتانس پراکندگی در سیم پیچ ها برابر صفر نیست پس ولتاژ

واقعی پایانه را با استفاده از شکل (5-1) به دست می آوریم:



شکل (5-1)

$$X_{\ell} = \cdot / \cdot X_{s1} \quad (23-1)$$

$$r < \cdot / \cdot X_{s1} \quad (24-1)$$

$$\Rightarrow X_s = X_{s1} + X_{\ell} \quad (25-1)$$

و داریم:

$$V_a = E_a - r I_a - j X_s I_a \quad (26-1)$$

روابط فوق با در نظر گرفتن رتور استوانه‌ای به‌دست آمده‌اند در صورتی که رتور قطب برجسته مورد بررسی قرار گیرند $\angle I_a$ نسبت به θ_0 باید در نظر گرفته شود.

در حالت کلی I_a و I_b و I_c به دو گروه مؤلفه تجزیه می‌شوند اول مؤلفه‌های I_{ad} و I_{bd} و I_{cd} شار دوار با خط مرکزی هم خط با محور رتور تولید می‌کنند و مجموعه مؤلفه‌های دیگر I_{aq} و I_{bq} و I_{cq} شار دوار با خط مرکزی در جهت عرضی تولید می‌کنند بنابراین برحسب فازورها داریم:

$$\Lambda_{ar} = \Lambda_{ad} + \Lambda_{aq} \quad (27-1)$$

محور طولی: d

محور عرضی: q

پارامترهای ضریب القا را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\Lambda_{ad} = L_{d\backslash} I_{ad}$$

$$\Lambda_{aq} = L_{q\backslash} I_{aq} \quad (28-1)$$

با استفاده از (25-1) داریم:

$$\Lambda_{ag} = \Lambda_{aa'} + \Lambda_{ad} + \Lambda_{aq} \quad (29-1)$$

با ضرب رابطه فوق در $j\omega_0$ و روابط قبلی داریم:

$$V_{ag} = E_a - jX_{d\backslash} I_{ad} - jX_{q\backslash} I_{aq} \quad (30-1)$$

$$V_a = V_{ag} - r I_a - j X_{l\backslash} I_a = V_{ag} - r I_a - j X_{l\backslash} (I_{ad} + I_{aq}) \quad (31-1)$$

و در نهایت:

$$V_a = E_a - r I_a - jX_{d\backslash} I_{ad} - jX_{q\backslash} I_{aq} \quad (32-1)$$

1-6 توان تحویلی توسط مولد

در حالت اول رتور صاف را بررسی می‌کنیم.

$$S_a = V_a I_a^* = V_a \left(\frac{E_a - V_a}{Z_a} \right)^* \quad (33-1)$$

$$Z_G = r + j X_s \quad (34-1)$$

اگر مقاومت مولد ناچیز باشد:

$$P_a = \frac{|E_a| |V_a|}{X_s} \sin \delta_m \quad (35-1)$$

$$Q_G = \frac{|V_a| (|E_a| \cos \delta_m - |V_a|)}{X_s} \quad (36-1)$$

اگر مولد با قطب برجسته را در نظر بگیریم:

برای راحتی فرض می‌کنیم $\Gamma = 0$ همچنین:

$$E_a = |E_a| \angle \dot{O} = |E_a| \quad (37-1)$$

$$V_a = |V_a| \angle -\delta_m \quad (38-1)$$

آنگاه داریم:

$$S_G = V_a I_a^* = V_a (I_{ad} + I_{aq})^* \quad (39-1)$$

$$|E_a| = V_a + j X_d I_{ad} + j X_q I_{aq} = |V_a| \cos \delta_m - j |V_a| \sin \delta_m + j X_d I_{ad} + j X_q I_{aq} \quad (40-1)$$

$$\Rightarrow I_{ad} = \frac{|E_a| - |V_a| \cos \delta_m}{j X_d} \quad I_{aq} = \frac{|V_a| \sin \delta_m}{X_q} \quad (41-1)$$

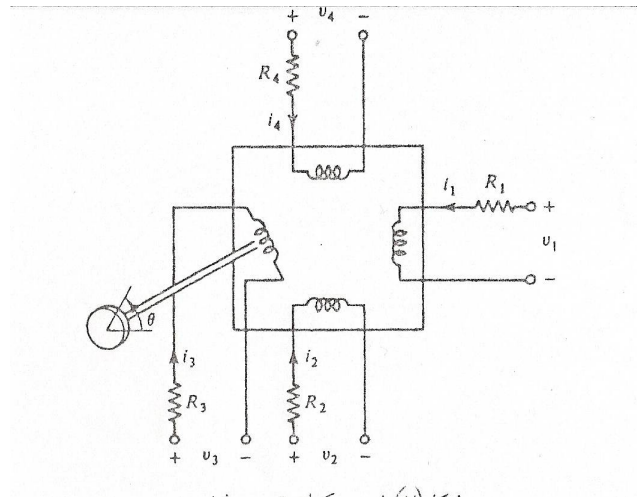
$$\begin{aligned} \Rightarrow S_G &= |V_a| e^{-j\delta_m} \left(j \frac{|E_a| - |V_a| \cos \delta_m}{X_d} + \frac{|V_a| \sin \delta_m}{X_q} \right) \\ &= |V_a| (\cos \delta_m - j \sin \delta_m) \left(\frac{|V_a| \sin \delta_m}{X_q} + j \frac{|E_a| - |V_a| \cos \delta_m}{X_d} \right) \end{aligned} \quad (42-1)$$

فصل 2

مدل سازی مولد از دید مداری و کنترل ولتاژ

2-1 تبدیل انرژی

بررسی را با حالت کلی مجموعه پیچک‌های ترویج شده‌ای آغاز می‌کنیم که در آنها یک یا چند پیچک روی یک محور قرار گرفته و می‌توانند بچرخند.



شکل 1-2

$$\lambda = L(\theta) i \quad (1-2)$$

با استفاده از KVL در شکل بالا داریم:

$$V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} = R_i + L(\theta) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta)}{dt} i \quad (2-2)$$

$$T = T_M + T_E = J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} \quad (3-2)$$

T گشتاور اعمال شده در جهت مثبت θ است.

در حالت موتوری و با در نظر گرفتن اصل بقا لحظه‌ای داریم:

$$P = i^T v = i^T R i + i^T L(\theta) \frac{di}{dt} + i^T \frac{dL(\theta)}{dt} i \quad (4-2)$$

رابطه انرژی مغناطیسی لحظه‌ای ذخیره شده در پیچک‌های تزویج:

$$W_{mag} = \frac{1}{2} i^T L(\theta) i \quad (5-2)$$

با مشتق گرفتن از رابطه فوق توان تحویل شده به میدان مغناطیسی برابر است با:

$$\frac{dW_{mag}}{dt} = i^T L(\theta) \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^T \frac{dL(\theta)}{dt} i \quad (6-2)$$

با توجه به اصل بقای توان داریم:

توان تبدیل شده به شکل مکانیکی + توان داده شده به میدان‌های مغناطیسی + توان تلف شده در

مقاومت‌ها = توان الکتریکی ورودی

بنابراین داریم:

$$T_E = \frac{1}{2} i^T \frac{dL(\theta)}{d\theta} i \quad (7-2)$$

$$T_M = J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} - \frac{1}{2} i^T \frac{dL(\theta)}{d\theta} i \quad (8-2)$$

2-2 کاربرد ماشین سنکرون

در این بخش تبدیل پارک (بلندل) را معرفی می‌کنیم.

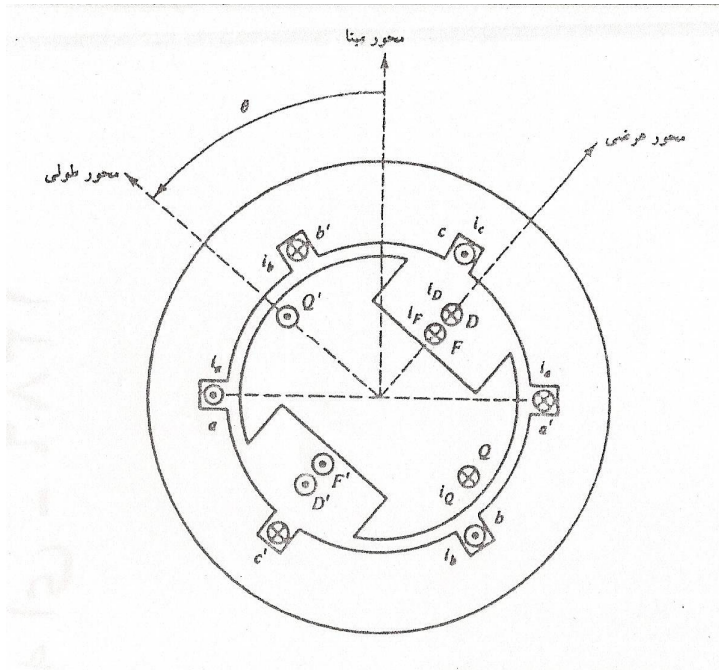
فرض می‌کنیم که ماشین از سیم‌پیچی سه فاز و استاتور و یک سیم‌پیچ تحریک روی

قسمت دوار تشکیل شده است.

در شکل 2-6، سیم‌پیچی به طور طرح‌واره به صورت پیچک‌های یکدوری نشان داده شده‌اند.

6 جریان، i_a و i_b و i_c و i_F و i_D و i_Q می باشند.

i_F جریان تحریک و i_D و i_Q جریان های پیچک های فرضی رتور هستند.



شکل 2-2

$$\begin{bmatrix} V_{aa'} \\ V_{bb'} \\ V_{cc'} \\ V_{FF'} \\ V_{DD'} \\ V_{QQ'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & & & & & \\ & r & & 0 & & \\ & & r & & & \\ & & & r_F & & \\ 0 & & & & r_D & \\ & & & & & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \\ + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{aa'} \\ \lambda_{bb'} \\ \lambda_{cc'} \\ \lambda_{FF'} \\ \lambda_{DD'} \\ \lambda_{QQ'} \end{bmatrix} = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (9-2)$$

بردار V به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ -V_f \\ -V_D \\ -V_Q \end{bmatrix} \quad (10-2)$$

پس داریم:

$$V = -Ri - \frac{d\lambda}{dt} \quad (11-2)$$

اکنون λ را به i از طریق $\lambda = L(\theta)i$ با فرض رابطه خطی ارتباط می‌دهیم.

$$L_{aa} = \frac{\lambda_{aa'}}{i_a} = L_s + L_m \cos 2\theta \quad (12-2)$$

$$L_{bb} = \frac{\lambda_{bb'}}{i_b} = L_s + L_m \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (13-2)$$

$$L_{cc} = \frac{\lambda_{cc'}}{i_c} = L_s + L_m \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (14-2)$$

ضرایب القاء متقابل بین پیچک‌های استاتور:

$$L_{ab} = \frac{\lambda_{aa'}}{i_b} = -[M_s + L_m \cos 2(\theta + \frac{\pi}{6})] \quad M_s > L_m \geq 0 \quad (15-2)$$

$$L_{bc} = \frac{\lambda_{bb'}}{i_c} = -[M_s + L_m \cos 2(\theta - \frac{\pi}{6})] \quad (16-2)$$

$$L_{ca} = \frac{\lambda_{cc'}}{i_a} = -[M_s + L_m \cos 2(\theta + \frac{5\pi}{6})] \quad (17-2)$$

اندوکتانس‌های دیگر:

$$L_{aF} = \frac{\lambda_{aa'}}{i_F} = M_F \cos \theta \quad M_F > 0 \quad (18-2)$$

$$L_{FF} = \frac{\lambda_{FF'}}{i_F} = L_F \quad L_F > 0 \quad (19-2)$$

$$L_{FQ} = \frac{\lambda_{FF'}}{i_Q} = 0 \quad (20-2)$$

$$V = -R_i - \frac{dL(\theta)}{dt}i - L(\theta)\frac{di}{dt} \quad (21-2)$$

2-3 تبدیل پارک

در بعضی موارد خاص و مهم برای به دست آوردن معادلات خطی مستقل از زمان از تبدیل پارک یا

odq استفاده می کنیم:

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (22-2)$$

$$i_{odq} = P i_{abc}$$

$$V_{odq} = P V_{abc} \quad (23-2)$$

$$\lambda_{odg} = P \lambda_{abc}$$

متغیرهای odg را متغیرهای پارک می نامند. این متغیرها بر مبنای رتور می باشند. از نظر فیزیکی i_d

و i_q جریان های یک جفت سیم پیچ فرضی دوار است که هم راستا با محور طولی و عرضی رتور ثابت

شده اند.

اکنون روابط زیر را تعریف می کنیم:

$$i_B \triangleq \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \\ \cdots \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & \vdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \vdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \cdots \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = B_i \quad (24-2)$$

$$V_B = B_V$$

$$\lambda_B = B_\lambda$$

$$(25-2)$$

در نتیجه:

$$\lambda_B = B L B^{-1} i_B = L_B i_B \quad (26-2)$$

و با کمک آن:

$$L_B = \begin{bmatrix} L_o & \phi & \phi & \vdots & \phi & \phi & \phi \\ \phi & L_d & \phi & \vdots & KM_F & KM_D & \phi \\ \phi & \phi & L_q & \vdots & \phi & \phi & KM_Q \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \phi & KM_F & \phi & \vdots & L_F & M_R & \phi \\ \phi & KM_D & \phi & \vdots & M_R & L_D & \phi \\ \phi & \phi & KM_Q & \vdots & \phi & \phi & L_Q \end{bmatrix} \quad (27-2)$$

2-4 معادله ولتاژ پارک

$$V = -R i - \frac{d\lambda}{dt} \quad (28-2)$$

با استفاده از روابط قبلی داریم:

$$B^{-1} V_B = -R B^{-1} i_B - \frac{d}{dt} (B^{-1} \lambda_B) \quad (29-2)$$

می‌دانیم:

$$B R B^{-1} = R \quad (30-2)$$

آنگاه:

$$V_B = -R i_B - B \frac{dB^{-1}}{dt} \lambda_B - \frac{d\lambda_B}{dt} \quad (31-2)$$

2-5 معادله مکانیکی پارک:

ابتدا گشتاور الکتریکی را بر حسب متغیرهای پارک محاسبه می‌کنیم:

$$T_E = \frac{1}{\gamma} i^T \frac{dL(\theta)}{d\theta} i \quad (32-2)$$

با استفاده از روابط قبلی داریم:

$$T_E = \frac{1}{2} i_B^T B \frac{d}{d\theta} (B^{-1} L_B B) B^T i_B \quad (33-2)$$

و با استفاده از روابط ریاضی ثابت می‌شود:

$$T_E = [i_o, i_d, i_q, i_F, i_D, i_Q] \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_q \\ -\lambda_d \\ \vdots \end{bmatrix} = i_d \lambda_q - i_q \lambda_d \quad (34-2)$$

و براساس روابط بین گشتاور الکتریکی و مکانیکی خواهیم داشت:

$$J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} + i_q \lambda_d - i_d \lambda_q = T_M \quad (35-2)$$

در مسائل مختلف می‌توان با تبدیل پارک معادلات را به معادلات LTI تبدیل کرده و بعد از تحلیل و محاسبات با عکس تبدیل پارک آن را به شکل اولیه برمی‌گردانیم.

2-6 مدل حالت دائمی:

یک ماشین سنکرون را در حالت دائمی با ترادف مثبت در نظر می‌گیریم. در حالتی که $V_o = 0$ باشد، V_d, V_q ثابت‌اند. با فرض V_f ثابت تمام جملات سمت چپ نیز ثابت هستند.

بنابراین در حالت دائمی تمام جریان‌ها و شارهای پیوندی نیز ثابت بوده و $i_o = 0$ و جریان‌های

میراکننده $i_D = i_Q = 0$ و $\dot{\theta} = \omega_o$ بنابراین:

$$\begin{aligned} V_d &= r i_d - \omega_o \lambda_q \\ V_q &= -r i_q + \omega_o \lambda_d \\ V_F &= r_F i_F \end{aligned} \quad (36-2)$$

که:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d + K M_F i_F \\ \lambda_F &= K M_F i_d + L_F i_F \\ \lambda_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (37-2)$$

2-7 مدل دینامیکی ساده شده:

فرضیات زیر را در نظر می گیریم:

(1) کار سنکرون با ترادف مثبت فرض می شود.

$$(2) \quad \dot{\delta} \ll \omega_o \quad \theta = \omega_o t + \left(\frac{\pi}{2}\right) + \delta$$

(3) $\dot{\lambda}_d$ و $\dot{\lambda}_q$ در مقایسه با $\omega_o \lambda_q$ و $\omega_o \lambda_d$ کوچکنند.

(4) اثر مدارهای میراکننده ناچیز هستند ($i_D = i_Q = 0$)

فرض اول به این معنی است که شکل موج فاز a می تواند تغییر کند اما شکل به هر حال شکل

موج های b و c مشابه آن هستند به جز این که به ترتیب جابجایی فاز 120° و 240° دارند، با

فرض های فوق:

$$V_d = -r i_d - \dot{\theta} \lambda_q \quad (38-2)$$

$$V_q = -r i_q - \dot{\theta} \lambda_d \quad (39-2)$$

$$V_F = r_F i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \quad (40-2)$$

$$\lambda_F = K M_F i_d + L_F i_F \quad (41-2)$$

ولتاژ استاتور به صورت زیر تعریف می شود:

$$E'_a = (\omega_o M_F / \sqrt{2} L_F) e^{j\delta} \lambda_F \quad (42-2)$$

همچنان که E'_a متناسب با λ_f است E_a نیز با i_f متناسب است.

$$E'_a = \frac{\omega_o M_F}{\sqrt{2} L_F} e^{j\delta} \lambda_F = \frac{\omega_o K M_F}{\sqrt{2} L_F} e^{j\delta} i_d + \frac{\omega_o M_F}{\sqrt{2}} e^{j\delta} i_F \quad (43-2)$$

با توجه به کمیت های تعریف شده زیر:

$$i_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_d, \quad K = \sqrt{\frac{3}{2}}, \quad E_a = \omega_o M_F e^{j\delta} i_F / \sqrt{2} \quad (44-2)$$

$$L'_d = L_d - (KM_F)^2 / L_F$$

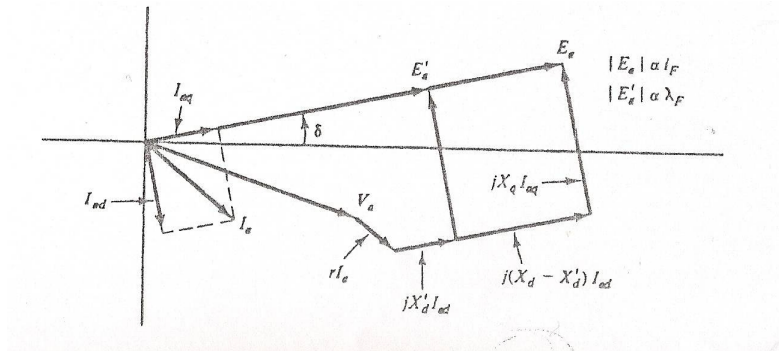
رابطه فوق را ساده می‌کنیم:

$$E'_a = \omega_o (L_d - L'_d) I_d e^{j\delta} + E_a = j(X'_d - X_d) j I_d e^{j\delta} + E_a$$

بر این اساس داریم:

$$\begin{aligned} E'_a &= V_a + r I_a + j X'_d j I_d e^{j\delta} + j X_q I_q e^{j\delta} \\ &= V_a + r I_a + j X'_d I_{ad} + j X_q I_{aq} \end{aligned} \quad (45-2)$$

نمودار فازوری با E'_a و E_a در شکل 3-2 نشان داده شده است.



شکل (3-2)

می‌دانیم:

$$V_F = r_F i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \quad (46-2)$$

داریم:

$$\frac{\omega_o M_F}{\sqrt{\gamma} r_F} V_F = \frac{\omega_o M_F}{\sqrt{\gamma} r_F} V_F i_F + \frac{\omega_o M_F}{\sqrt{\gamma} V_F} \frac{d\lambda_F}{dt} \quad (47-2)$$

حال با تعریف:

$$E_{fd} = \frac{\omega_o M_F}{\sqrt{\gamma} r_F} V_F \quad (48-2)$$

خواهیم داشت:

$$E_{fd} = |E_a| + \frac{L_F}{r_F} \frac{d|E'_a|}{dt} = |E_a| + T'd_o \frac{d|E'_a|}{dt} \quad (49-2)$$

E_{fd} را به صورت V_F معادل استاتور در نظر می‌گیریم.

در نهایت معادله مکانیکی را مجدداً بررسی می‌کنیم:

$$J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} + i_q \lambda_q - i_d \lambda_q = T_M \quad (50-2)$$

با ضرب طرفین در $\dot{\theta}$ داریم:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\gamma} j \dot{\theta}^2 \right) + D\dot{\theta}^2 + \dot{\theta} (i_q \lambda_d - i_d \lambda_q) = \dot{\theta} T_M \quad (51-2)$$

جمله اول در رابطه فوق مشتق انرژی جنبشی رتورهای متصل به هم توربین و مولد نسبت به زمان و

جمله دوم توان متناظر با اصطکاک مکانیکی رتورهای به هم متصل و جمله سمت راست معادله، توان

مکانیکی اعمال شده به رتورهای متصل به هم توربین و مولد است.

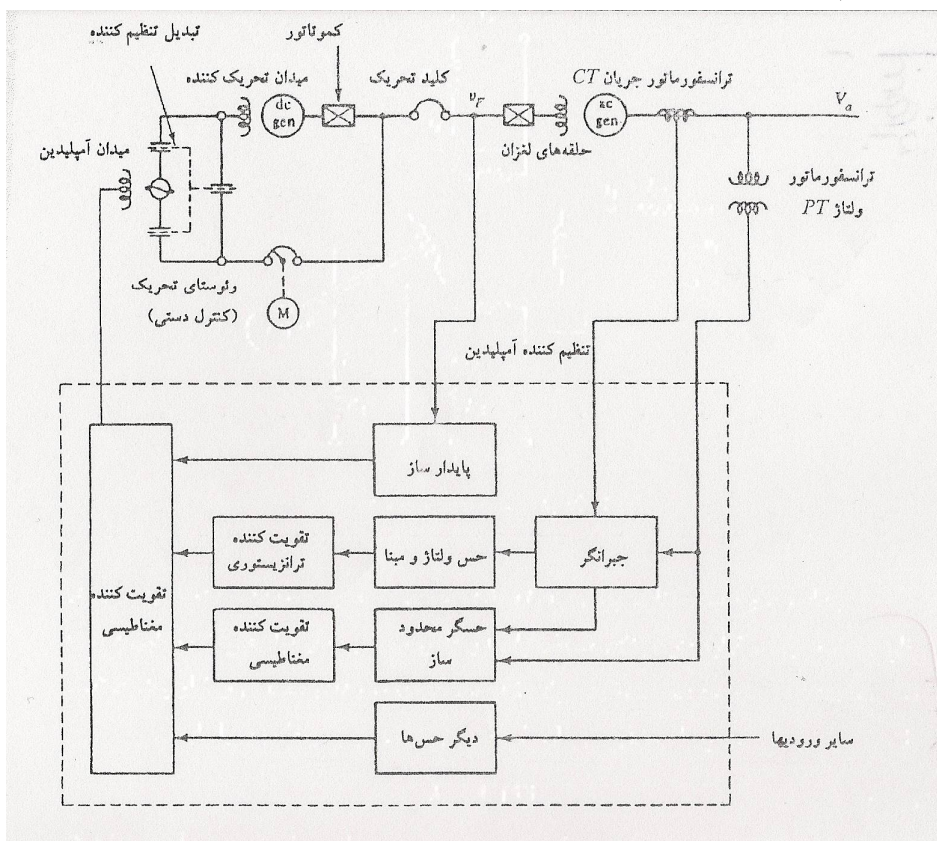
2-8 کنترل ولتاژ مولد

مولدی که در بخش‌های قبل معرفی شد دارای دو ورودی است، ولتاژ تحریک و قدرت مکانیکی. ولتاژ

تحریک (و جریان تحریک) ممکن است توسط مولد dc که با موتور یا محور توربوژنراتور می‌چرخد

تغذیه شود.

مثالی از سیستم تحریک در شکل 4-2 آمده است.



شکل (4-2)

شرح شکل و سیستم فوق به صورت زیر است:

ولتاژ خروجی مولد جریان متناوب $|V_a|$ با ولتاژ مرجع مقایسه شده و خطای حاصله تقویت می شود (توسط تقویت کننده های ترانزیستوری و مغناطیسی) و میدان مولد dc با ضریب بهره بالا را که آمپلیدین نامیده می شود تغذیه می کند. آمپلیدین تغییرات نمایی در میدان تحریک را که طرح تقویت- تضعیف نامیده می شود، ایجاد می کند.

خروجی تحریک کننده در وضعیت خود تحریکی بقیه میدان تحریک کننده را تامین می کند بنابراین حتی اگر خروجی آمپلیدین صفر باشد (یعنی $|V_a|$ به تصحیح نیاز نداشته باشد)، تحریک لازم جهت

میدان مولد سنکرون وجود دارد.

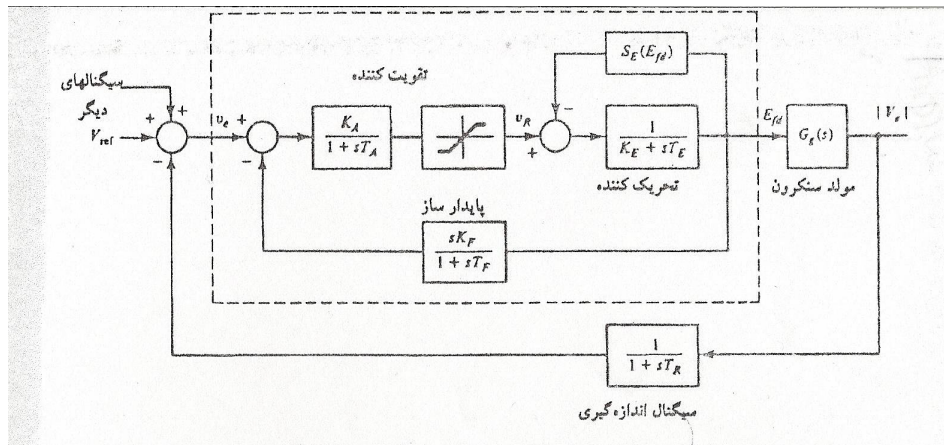
این سیستم کنترل فیدبک بوده و ناپایدار است مگر این که حلقه پایداری در آن پیش‌بینی شود. منظور از محدودساز جلوگیری از سطح نامطلوب تحریک است. هدف جریان برگشت $|I_a|$ ایجاد افت ولتاژی متناسب با $|I_a|$ است می‌توان به راحتی ثابت کرد که این فیدبک برای مطمئن شدن از تقسیم صحیح توان راکتیو بین مولدهای موازی لازم است. هدف از ورودی‌های دیگر در بخش بعدی شرح داده می‌شود.

در نهایت اگر تنظیم‌کننده آمپلیدین در حال کار نباشد می‌توان از کلید تبدیل مربوط به تنظیم‌کننده برای خارج کردن آمپلیدین از مدار استفاده کرد و میدان تحریک‌کننده را روی کنترل دستی گذاشت.

2-9 نمودار بلوکی سیستم تحریک:

شکل 2-5 نمونه ساده شده‌ای از سیستم تحریک است که اساس کار آن به صورت زیر است:

V_{ref} ولتاژ ورودی کنترل است. اگر V_{ref} افزایش یابد در حالی که ولتاژ خروجی مولد $|V_a|$ ثابت بماند، V_e بالا می‌رود و V_R افزایش یافته و V_f نیز بالا می‌رود و $|V_a|$ نیز تمایل به افزایش دارد. با $|V_a|$ بزرگتر، نقطه تعادل جدید حاصل می‌شود. اگر $|V_a|$ به علت تغییر بار تغییر کند، تصحیح می‌شود. قابل ذکر است در این کنترل‌کننده، عمل تقویت- تضعیف وجود ندارد و تمامی تحریک میدان تحریک‌کننده از تقویت‌کننده می‌آید.



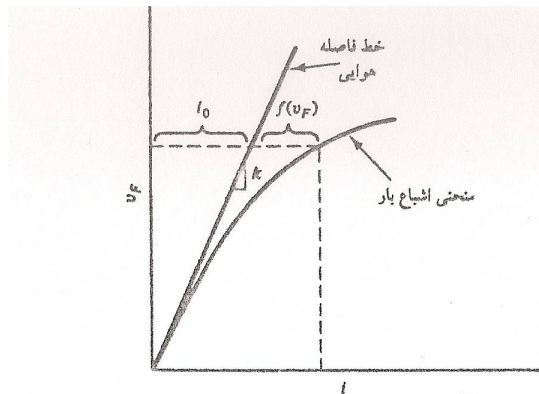
شکل 6-2

حال مدل سازی سیستم تحریک کننده را شرح می دهیم. طبق شکل 2-6 مولد جریان مستقیم را در نظر بگیرید. ولتاژ مولد باز مولد جریان مستقیم متناسب با حاصلضرب سرعت و شار قطب هوایی است. این شار به دلیل تغییرات اشباع تابع غیرخطی از جریان تحریک مولد جریان مستقیم است. بنابراین منحنی معروف اشباع را برای مولد جریان مستقیم یعنی ولتاژ مدار باز برحسب جریان تحریک را در نظر گیریم.

وقتی بارگیری مولد جریان مستقیم توسط سیم‌پیچی تحریک مولد سنکرون مورد بررسی قرار گیرد از منحنی متفاوتی (منحنی اشباع بار) استفاده می‌کنیم.

فرض می‌شود که این منحنی در دسترس باشد و ولتاژ خروجی تحریک کننده را برحسب جریان میدان تحریک کننده I طبق شکل 2-7 نشان می‌دهد.

در اینجا کار با مقادیر واقعی، ولتاژها، جریان‌ها و شار پیوندی ساده‌تر از ترکیبات P.U است.



شکل 2-7

خط فاصله هوایی قسمت پایینی خطی منحنی اشباع مولد باز مماس است. $f(V_F)$ انحراف منحنی

اشباع بار را نسبت به مدل ساده ایده آل بدست می دهد. برحسب $f(V_F)$ داریم:

$$i = i_0 + f(V_F) = \frac{1}{K} V_F + f(V_F) \quad (52-2)$$

که K شیب خط فاصله هوایی است اکنون مدار تحریک مولد dc را در نظر گرفته و داریم:

$$V_R = R_i + \frac{d\lambda}{dt} \quad (53-2)$$

که V_R ولتاژ خروجی تقویت کننده و R و i و λ مقاومت، جریان و شار پیوندی سیم پیچی تحریک

مولد dc وصل به سرهای تقویت کننده است.

فرض می کنیم که ولتاژ خروجی مولد dc یعنی V_F متناسب با شار فاصله هوایی مولد dc است که در

نتیجه تناسب با λ است. این فرض معقولی است که رابطه آن را به صورت زیر داریم.

$$V_F = \beta \lambda \quad (54-2)$$

با جانشین کردن (52-2) و (53-2) در (54-2) داریم:

$$V_R = R \left(\frac{1}{K} V_F + f(V_F) \right) + \frac{1}{\beta} \frac{dV_F}{dt} \quad (55-2)$$

و از ضرب در K/R داریم:

$$\frac{K}{R} V_R = V_F + V_F S(V_F) + T_E \frac{dV_F}{dt} \quad (56-2)$$

که $T_E = \frac{K}{R\beta}$ و $S(V_F) = \frac{Kf(V_F)}{V_F}$ است، ضریب $S(V_F)$ انحراف منحنی اشباع بار از خط فاصلع

هوایی را در نظر می‌گیرد.

اکنون V_F را در رابطه (56-2) با متناسب آن E_{fd} که در فصل قبلی مشخص شده است، جایگزین می‌کنیم. در عین حال می‌توان رابطه (56-2) را به سیستم نسی $P.U$ تبدیل کرد.

مبنای V_R را می‌توان (نسبت به E_{fd}) طوری انتخاب کرد که ثابت‌های غیر ضروری حذف شوند. در

نهایت (بدون نمایش $P.U$ به صورت صریح) شکل $P.U$ رابطه (56-2) به صورت زیر است:

$$V_R = E_{fd} + E_{fd} S_E(E_{fd}) + T_E \frac{dE_{fd}}{dt} \quad (57-2)$$

که $S_E(E_{fd})$ تابع اشباع ($P.U$) نامیده می‌شود. معادله (57-2) با بخش تحریک کننده نمودار

بلوکی شکل 6-2 با $K_E = 1$ و $T_E = 1$ تطبیق داده شده است. که برای مدل تحریک با میدان شنت

تحریک جداگانه مناسب است.

با مدل‌سازی میدان شنت خود تحریک تقریباً $K_E = 0.1$ است و مقدار نمونه T_E در حدود 0.5 تا

1 sec است. بالای مقادیر مجاز E_{fd} مقادیر نمونه‌ای S_E زیر 1/3 است. حال به مدل‌سازی مولفه با

ورودی E_{fd} و خروجی $|V_a|$ می‌پردازیم.

2-10 مدل‌های مولد

اکنون به بررسی چند حالت ساده می‌پردازیم:

مدل مولد حالت اول: مدار باز

در این حالت $I_a = 0$ و لذا داریم $E'_a = E_a = V_a$. با استفاده از معادله

$$T' d_0 \frac{d|E'_a|}{dt} + |E_a| = E_{fd} \quad (58-2)$$

$|E_a|$ را با $|E'_a|$ جایگزین می‌کنیم. با تبدیل لاپلاس تابع تبدیل زیر را خواهیم داشت:

$$G_g(s) = \frac{|\hat{V}_a|}{\hat{E}_{fd}} = \frac{|\hat{E}'_a|}{\hat{E}_{fd}} = \frac{1}{1 + ST'_{do}} \quad (59-2)$$

مدل مولد حالت دوم: امپدانس بار مولد

مولد مجزایی که امپدانس بار Z را تغذیه می‌کند در نظر می‌گیریم. در این حالت $V_a = ZI_a$.

همچنین گردش، یکنواخت فرض شده و داریم:

$$\theta = \omega_o t + \frac{\pi}{2} + \delta \quad (60-2)$$

$$\delta = \text{ثابت} \quad (61-2)$$

با استفاده از (7-3)، $|E_a|$ را برحسب $|E'_a|$ و امپدانس مولد و بار بیان می‌کنیم. سپس از رابطه

E_{fd} به $|E'_a|$ را یافته و در نهایت $|V_a|$ برحسب $|E'_a|$ بدست می‌آید.

$$E'_a = V_a + rI_a + jX'_d jI_d e^{j\delta} + jX_q I_q e^{i\delta} \quad \text{داشتیم:}$$

با فرض $Z = R + jX$ داریم:

$$V_a + rI_a = (Z + r)I_a = (r + R + jX)(I_q + jI_d) e^{j\delta} \quad (62-2)$$

بنابراین با جانشین کردن رابطه بالا در رابطه اول و ضرب طرفین در $e^{-j\delta}$ داریم:

$$|E'_a| = (r + R)I_q - (X'_d + X)I_d + j[(r + R)I_d + (X_q + X)I_q] \quad (63-2)$$

با معادل قرار دادن قسمت‌های موهومی و حقیقی در دو طرف معادله فوق خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} -(X'_d + X) & r + R \\ r + R & X_q + X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |E'_a| \\ 0 \end{bmatrix} \quad (64-2)$$

با به‌دست آوردن I_d و I_q :

$$K_d \triangleq \frac{-(X + X_q)}{(r + R)^2 + (X + X'_d)(X + X_q)} \quad \text{و} \quad I_d = K_d |E'_a| \quad (65-2)$$

$$K_q \triangleq \frac{(r + R)}{(r + R)^2 + (X + X'_d)(X + X_q)} \quad \text{و} \quad I_q = K_q |E'_a|$$

از فصل قبل داشتیم:

$$E_a = E'_a + j(X_d - X'_d) j I_d e^{j\delta}$$

با جانشین کردن I_d از رابطه (57-2) داریم:

$$|E_a| = |E'_a| - (X_d - X'_d) K_d |E'_a| = [1 - (X_d - X'_d) K_d] |E'_a| = \frac{1}{\sigma} |E'_a| \quad (66-2)$$

که در این رابطه:

$$\sigma = \frac{1}{1 - (X_d - X'_d) K_d} = \frac{(r + R)^2 + (X + X'_d)(X + X_q)}{(r + R)^2 + (X + X_d)(X + X_q)} \quad (67-2)$$

حال این معادله را در اولین معادله این بخش جانشین می‌کنیم. داریم:

$$\sigma T'_d \frac{d|E'_a|}{dt} + |E'_a| = \sigma E_{fd} \quad (68-2)$$

با گرفتن تبدیل لاپلاس از رابطه فوق داریم:

$$\frac{|\hat{E}'_a|}{\hat{E}_{fd}} = \frac{\sigma}{1 + s \sigma T'_d} \quad (69-2)$$

در نهایت $|V_a|$ را بر حسب $|E'_a|$ بیان می‌کنیم:

$$V_a = Z I_a = Z (I_q + j I_d) e^{j\delta} \quad (70-2)$$

$$= Z (K_q + j K_d) |E'_a| e^{j\delta}$$

سپس با در نظر گرفتن $K = K_q + j K_d$ داریم:

$$V_a = Z K E'_a \quad (71-2)$$

$$|V_a| = |Z| |K| |E'_a| = K_v |E'_a| \quad (72-2)$$

که در آن $K_v = |Z| |K|$ در نهایت داریم:

$$G_g(s) = \frac{K_v \sigma}{1 + s \sigma T'_d} \quad (73-2)$$

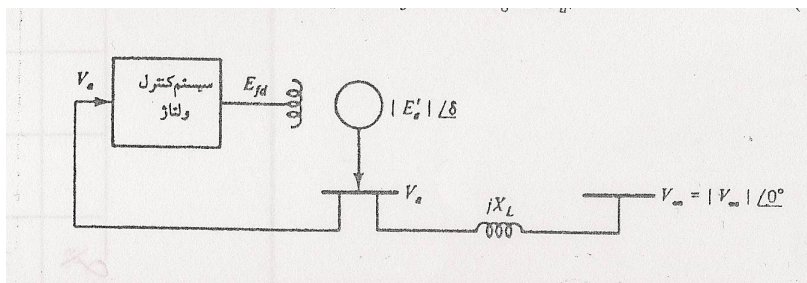
2-11 پایداری سیستم تحریک

اکنون که مدلی برای $G_g(s)$ با امپدانس بار داریم می‌توان پایداری فیدبک شکل 2-6 را مورد بررسی قرار داد. برای بررسی خطی، سیستم تحریک را حول کسر نقطه کار خطی می‌کنیم. فرض می‌کنیم که تقویت‌کننده در محدوده خطی است و از S_E صرف‌نظر می‌کنیم و حلقه پایدارساز شکل 2-8 وجود ندارد.

از این‌رو حلقه برگشتی بدون صفر و با چهار قطب حقیقی داریم:

با توجه به تئوری کنترل خطی برای داشتن مقدار خوب تنظیم ولتاژ نیاز به ضریب بهره بالایی برای حلقه dc داریم. در این حالت به شرط آن که سیستم پایدار باشد، خطای حالت دائمی کوچک است. استفاده از روش مکان ریشه‌های حتی ضریب بهره متوسط حلقه سیستم را ناپدار می‌کند. مسئله افزایش ضریب بهره ضمن نگهداری پایداری در تئوری کنترل فیدبک مسئله‌ای کلاسیک است و راه‌حل آن استفاده از پایدارسازی حلقه فیدبک در حلقه داخلی مطابق شکل 2-6 است. چنان که در شکل 2-4 و 2-5 دیده می‌شود، باید توجه داشت که E_{fd} که متناسب با V_F که سیگنال در دسترس است باید توجه داشت که پایدارساز بر رفتار حالت دائمی (dc) اثری ندارد زیرا s در صورت تابع تبدیل پایدارساز وجود دارد.

2-12 مولد وصل به شین بی نهایت



شکل 2-8

در این بخش خواهیم دید که:

$$\Delta |V_a| = K_\delta \Delta \delta + K_\epsilon \Delta |E'_a| \quad (74-2)$$

که $\Delta \sigma$ و $\Delta |E'_a|$ به عنوان خروجی‌های در دسترس مولد و K_δ و K_ϵ پارامترهایی هستند که بستگی به راکتانس‌های سیستم و شرایط کار آن دارند. با پیگیری روش معروف، راکتانس سری خط را در مدل مولد قرار می‌دهیم (با استفاده از $\tilde{X}'_d = X'_d + X_L$ و غیره) $V_\infty = V_\infty < 0$ به عنوان ولتاژ خروجی در نظر می‌گیریم.

با استفاده از رابطه زیر داریم:

$$E'_a = V_\infty + j\tilde{X}'_d jI_d e^{j\delta} + j\tilde{X}_q I_q e^{j\delta} \quad (75-2)$$

طرفین معادله را در $e^{-j\sigma}$ ضرب می‌کنیم، خواهیم داشت:

$$|E'_a| = |V_\infty| \cos \delta - j|V_\infty| \sin \delta - \tilde{X}'_d I_d + j\tilde{X}_q I_q \quad (76-2)$$

که با مساوی قرار دادن بخش‌های حقیقی و موهومی خواهیم داشت:

$$I_d = \frac{|V_\infty| \cos \delta - |E'_a|}{\tilde{X}'_d} \quad (77-2)$$

$$I_q = \frac{|V_\infty| \sin \delta}{\tilde{X}_q} \quad (78-2)$$

$$V_a = V_\infty + jX_q I_a \quad (79-2)$$

$$V_a = (V_q + jV_d)e^{j\delta} \quad (80-2)$$

$$I_a = (I_q + jI_d)e^{j\delta} \quad (81-2)$$

با جانشینی (29-3) و (30-3) در (28-3) و ضرب طرفین در $e^{j\delta}$ داریم:

$$V_q + jV_d = |V_\infty| \cos \delta - j|V_\infty| \sin \delta + jX_L (I_q + jI_d) \quad (82-2)$$

حال با استفاده از روابط بالا داریم:

$$V_q = |V_\infty| \cos \delta - X_L I_d = \frac{X_L}{\tilde{X}'_d} |E'_a| + \frac{X'_d}{\tilde{X}'_d} |V_\infty| \cos \delta \quad (83-2)$$

$$V_d = -\frac{X_q}{\tilde{X}_q} |V_\infty| \sin \delta \quad (84-2)$$

سپس $|V_a|^2$ به دست می آید:

$$|V_a|^2 = V_a V_a^* = (V_q + jV_d)e^{j\delta} (V_q - jV_d)e^{-j\delta} \quad (85-2)$$

و

$$|V_a| = (V_q^2 + V_d^2)^{\frac{1}{2}} \quad (86-2)$$

رابطه های فوق وابستگی $|V_a|$ به $|E'_a|$ و σ برحسب پارامترهای سیستم X'_d و X_q و X_L را

به دست می دهد. این وابستگی غیرخطی است. پس آن را خطی می کنیم:

فرض بر حالت دائمی را با $|E'_a| = |E'_a|^\circ$ و $\delta = \delta^\circ$ و $|V_a| = |V_a|^\circ$ فرض می کنیم. (اغتشاشات

کوچک این کمیات مجاز است) با فرض های بالا داریم:

$$\Delta |V_a| = \frac{\partial |V_a|^\circ}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial |V_a|^\circ}{\partial |E'_a|} \Delta |E'_a| \quad (87-2)$$

منظور از Δ در رابطه بالا مربوط به محاسبه مشتقات جزئی در حالت دائمی کار است. با مقایسه روابط

فوق خواهیم داشت:

$$K_{\delta} \triangleq \frac{\partial |V_a|^{\circ}}{\partial \delta} \quad K_{\epsilon} \triangleq \frac{\partial |V_a|^{\circ}}{\partial |E'_a|} \quad (88-2)$$

برای محاسبه K_{δ} خواهیم داشت:

$$\frac{\partial |V_a|}{\partial \delta} = \frac{1}{r} (V_q^r + V_d^r)^{-\frac{1}{r}} r (V_q \frac{\partial V_q}{\partial \delta} + V_d \frac{\partial V_d}{\partial \delta}) \quad (89-2)$$

و همچنین به دست می آید:

$$K_{\delta} = \frac{\partial |V_a|^{\circ}}{\partial \delta} = -|V_{\infty}| \left(\frac{X'_d V_q^{\circ}}{\tilde{X}'_d |V_a|^{\circ}} \sin \delta^{\circ} + \frac{X_q V_d^{\circ}}{\tilde{X}_q |V_a|^{\circ}} \cos \delta^{\circ} \right) \quad (90-2)$$

برای محاسبه K_{δ} ابتدا باید شرایط حالت دائمی را محاسبه کرد. (یعنی δ° و $|E'_a|^{\circ}$ را می یابیم)

سپس V_q° و V_d° را یافته و سپس $|V_a|^{\circ}$ را یافته و از رابطه بالا استفاده می کنیم. نکته حائز اهمیت

این است که K_{δ} می تواند بسته به شرایط حالت دائمی مثبت یا منفی باشد. از رابطه (83-2)

مشخص می گردد که V_q° در شرایط عادی کار مثبت است. و از رابطه (84-2) معین می گردد که V_d°

برای مولد منفی است. بنابراین در رابطه (90-2) برای مولد علامت دو جمله طرف راست معادله

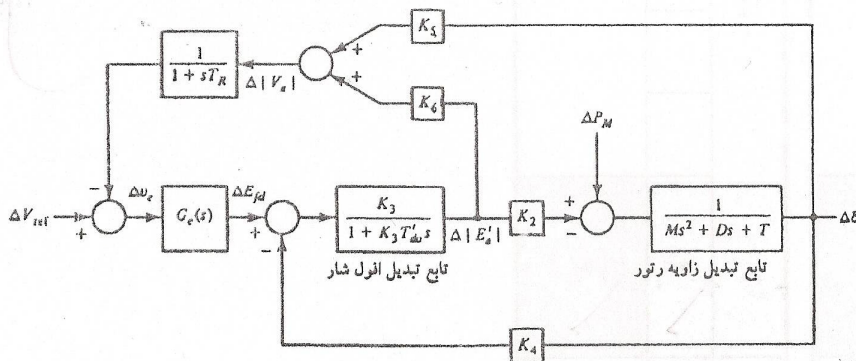
مخالف همند. به عنوان نمونه K_{δ} برای بار کم مثبت و برای بارهای سنگین منفی است.

با استفاده از معادلات قبلی داریم:

$$\frac{\partial |V_a|}{\partial |E'_a|} = \frac{1}{r} (V_q^r + V_d^r)^{-\frac{1}{r}} r (V_q \frac{\partial V_q}{\partial |E'_a|} + V_d \frac{\partial V_d}{\partial |E'_a|}) \quad (91-2)$$

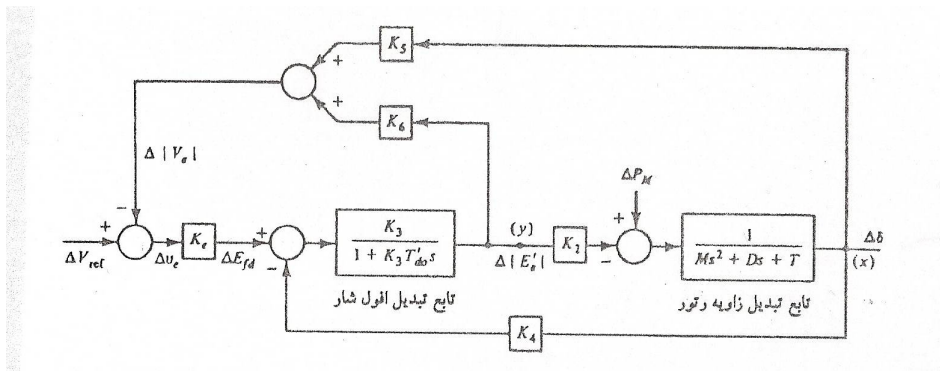
$$K_{\epsilon} = \frac{\partial |V_a|^{\circ}}{\partial |E'_a|} = \frac{X_L}{\tilde{X}'_d} \frac{V_q^{\circ}}{|V_a|^{\circ}} |E'_a|^{\circ}$$

که در شرایط عادی کار مثبت است.



شکل (9-2)

در شکل فوق $G_e(s)$ تابع تبدیل بخش مستقیم سیستم تحریک خطی از شکل 6-2 است. نمونه‌های جدید ورودی‌های سیستم ΔV_{ref} و ΔP_M هستند. حال رفتار حالت دائمی و گذرا را در پاسخ به ورودی‌های مختلف بررسی می‌کنیم. به عنوان مثال مدل را برای یافتن میرایی طبیعی با کاربرد سیستم کنترل ولتاژ سریع با ضریب بهره بالا استفاده می‌کنیم. فرض می‌کنیم ΔE_{fd} تابعی از $\Delta |E'_a|$ و $\Delta \delta$ باشد و فرض می‌کنیم سیستم کنترل ولتاژ در مقایسه با دینامیک بقیه سیستم بسیار سریع‌تر عمل می‌کند. بنابراین در شکل 9-2 فرض می‌کنیم که تغییرات $\Delta |V_a|$ باعث تغییرات لحظه‌ای در $\Delta |V_e|$ و در نتیجه در ΔE_{fd} می‌گردد. در بلوک اندازه‌گیری ثابت زمانی $T_R = 0$ را تثبیت می‌کنیم $G_e(s)$ را با یک ضریب dc، $K_e = G_e(0)$ جایگزین می‌کنیم. از شکل 6-2 مشخص می‌گردد K_e مثبت است. بنابراین چون ΔV_e تابع پله است ΔE_{fd} تابع پله مثبت با دامنه K_e است. با اجرای این تغییرات شکل 10-2 به دست می‌آید.



شکل 10-2

برای بررسی اثر تحریک کننده بر سرعت بر میرایی قطب های زاویه رتور از روش مکان هندسی ریشه ها استفاده می کنیم برای این کار باید مدار را به شکل استاندارد تک حلقه تبدیل کنیم.

بخش مستقیم بین x و y را نگه داشته و با فرض $\Delta V_{ref} = 0$ خواهیم داشت:

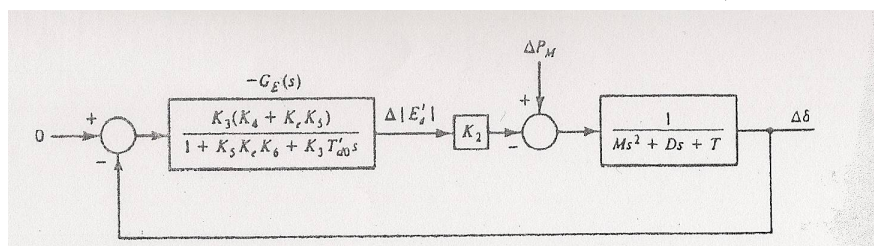
$$G_E(s) = \frac{|E'_a|}{\Delta \delta}$$

$$\Delta |\hat{E}'_a| = \frac{K_3}{1 + K_3 T'_{d0} s} [-K_f \Delta \hat{\delta} - K_e (K_\delta \Delta \hat{\delta} + K_f \Delta |\hat{E}'_a|)] \quad (92-2)$$

$$(1 + \frac{K_3 K_e K_f}{1 + K_3 T'_{d0} s}) \Delta |\hat{E}'_a| = \frac{-K_3 (K_f + K_e K_\delta)}{1 + K_3 T'_{d0} s} \Delta \hat{\delta} \quad (93-2)$$

$$G_E(s) = \frac{\Delta |\hat{E}'_a|}{\Delta \hat{\delta}} = \frac{-K_3 (K_f + K_e K_\delta)}{1 + K_3 K_e K_f + K_3 T'_{d0} s} \quad (94-2)$$

بنابراین خواهیم داشت:

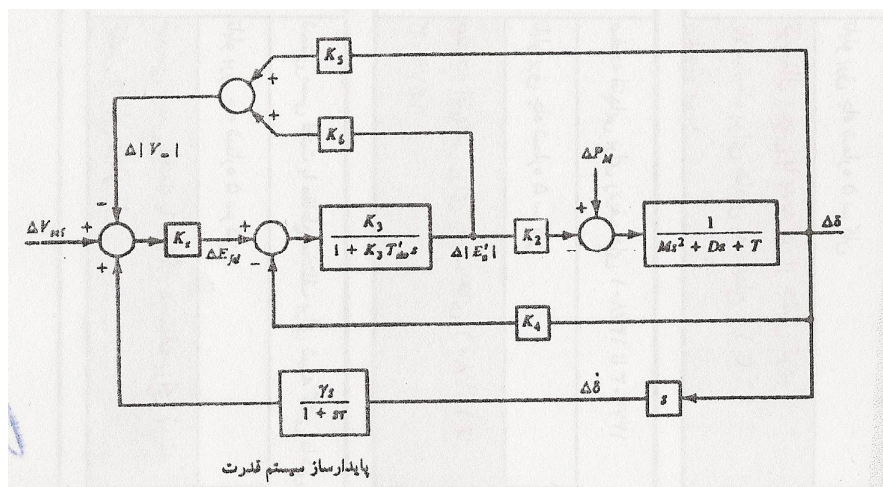


شکل 11-2

در این حالت سه قطب حلقه باز داریم. قطب های حلقه باز زاویه رتور مشابهند.

با توجه به این که K_3 و K_e و K_f مثبتند، قطب محور حقیقی متناظر با T'_{d0} در سمت چپ نیمه

صفحه دورتر قرار دارد و چون K_3 نیز مثبت است اگر K_d هم مثبت باشد میرایی طبیعی داریم. اما اگر مولد توان حقیقی بزرگی را روی خط انتقال تحویل دهد K_d منفی بوده و در نتیجه فیدبک منفی می‌گردد با توجه به شکل 12-2 می‌توان K_d را از صفر تا بی‌نهایت تغییر می‌کند. با توجه به نزدیکی قطب‌های رتور به محور $j\omega$ می‌توان انتظار داشت که سیستم ناپایدار باشد. بنابراین نه تنها میرایی طبیعی را از دست داده‌ایم بلکه سیستم ناپایدار شده‌اند. معمول‌ترین روش حل این مسئله غیر حساس کردن سیستم به پارامتر K_d به وسیله یک حلقه کمکی است. این حلقه کمکی از سیگنالی به دست آمده از سرعت ماشین $\Delta\dot{\delta}$ تشکیل شده است اما می‌توان آن را از ولتاژ خروجی، توان و یا ترکیبی از آنها در نظر گرفت. این سیگنال در pss تشکیل می‌شود.



شکل 12-2

به عنوان مثال ساده حالت شکل 13-2 را در نظر می‌گیریم.

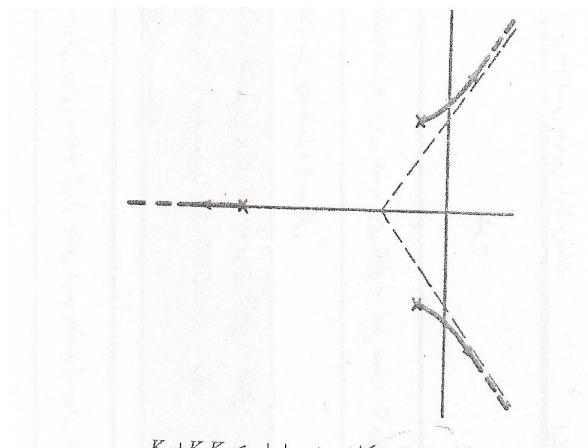
و ضریب تقویت پایدارساز را مثبت فرض می‌کنیم.

ضریب تقویت $G_E(s) = \frac{\Delta|E'_a|}{\Delta\delta}$ را مجدداً محاسبه می‌کنیم.

$$\Delta |\hat{E}'_a| = \frac{K_r}{1 + K_r T_{d0} s} [-K_f \Delta \hat{\delta} - K_e (K_\delta \Delta \hat{\delta} + K_f \Delta |\hat{E}'_a| - \frac{\gamma s^2}{1 + s \tau} \Delta \hat{\delta})] \quad (95-2)$$

و خواهیم داشت:

$$G_E(s) = \frac{\Delta |\hat{E}'_a|}{\Delta \hat{\delta}} = K_r \frac{\gamma K_e s^2 - \tau (K_f + K_e K_\delta) s - (K_f + K_e K_\delta)}{(1 + K_r K_e K_f + K_r T_{d0} s)(1 + s \tau)} \quad (96-2)$$



شکل 2-13

در مقایسه با (94-2) یک قطب اضافی ($Z = -\frac{1}{\tau}$) و دو صفر اضافه داریم. اگر $K_f + K_e K_\delta$ مثبت

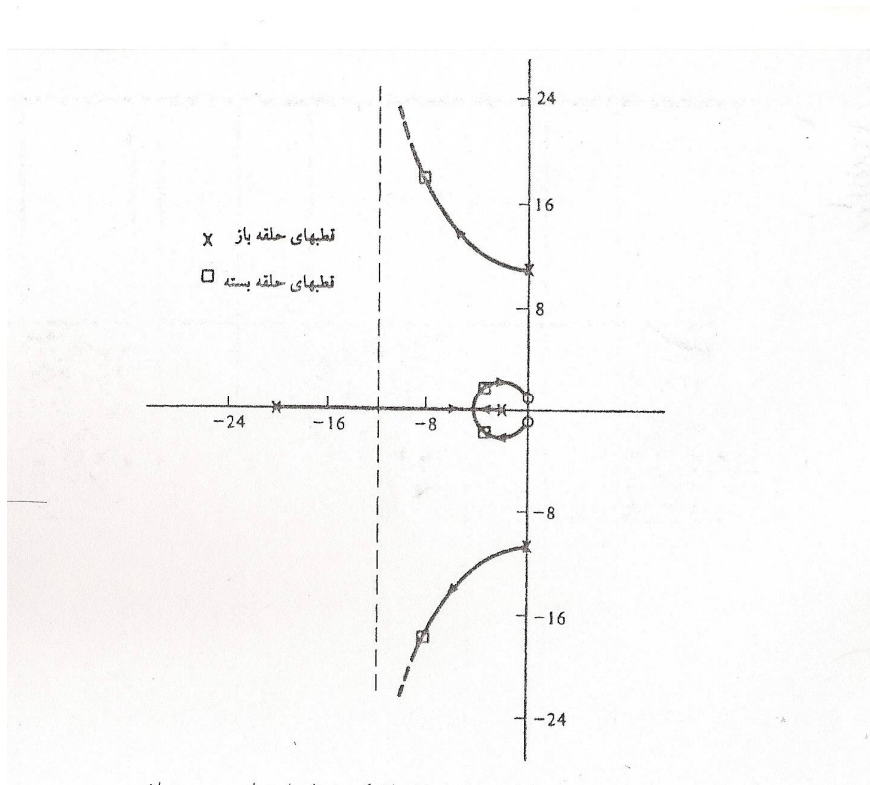
باشد، صفرها روی محور حقیقی و اگر منفی باشد صفر حقیقی یا مختلط خواهیم داشت ولی در هر

صورت صفرها به مبدا نزدیک هستند.

بنابراین اثر منفی بودن عبارت فوق که قبلاً علامت فیدبک را عوض کرد اکنون تنها محل یک جفت

صفر در مسیر غیر مهمی را جابجا می‌کند. برای مقادیر زیر مکان هندسی ریشه‌ها را رسم

می‌کنیم.



(شکل 3-11)

$$M = \frac{3}{377} \text{ و } D = 0 \text{ و } T = 1/0.1 \text{ و } K_3 = 0/36 \text{ و } K_4 = 1/47 \text{ و } K_5 = -0/0.97$$

$$K_6 = 0/417 \text{ و } K_e = 25 \text{ و } T = 0/0.5 \text{ و } \gamma = \frac{1}{377}$$

ضریب تقویت مکان ریشه‌ها $K_3 = 276/5$ است. با افزایش K قطب‌های زاویه رتور باز هم به

سمت چپ نیمه صفحه جابجا می‌شوند و لذا میرائی حفظ می‌شود. محل قطب‌های حلقه بسته در

شکل با علامت مربع به ازاء $K_3 = 1/15$ رسم شده است.

کنترل دیجیتال ، تعاریف و روابط

3-1 مقدمه

استفاده از سیستم های کنترل دیجیتال به دلیل مزایای فراوانی که این سیستمها دارند در حال افزایش است. استفاده از کنترل کننده های دیجیتال از قبیل کنترل کننده های منطقی قابل برنامه ریزی، میکروکنترلرها و... موجب تحول در سیستمهای کنترل و بهینه سازی فرایند کنترل شده است و دقت و کیفیت کنترل را افزایش داده است.

3-2 انواع سیگنال ها :

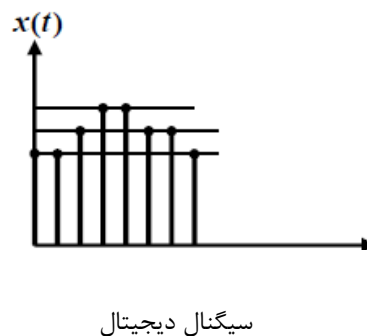
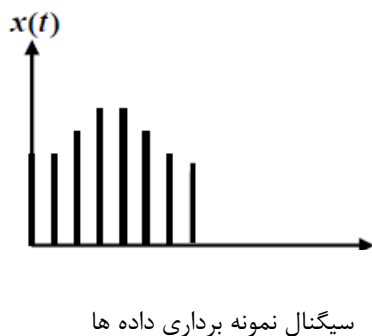
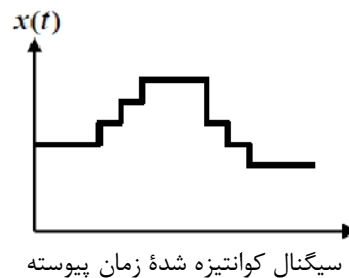
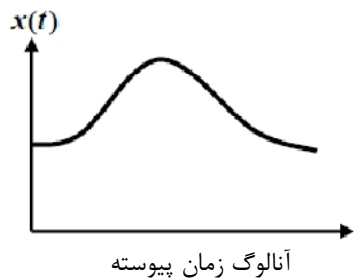
سیگنال زمان پیوسته : سیگنالی است که در گستره پیوسته ای از زمان تعریف می شود . دامنه این سیگنال ممکن است گستره پیوسته ای از مقادیر باشد یا تعداد محدودی از مقادیر متمایز را اختیار نماید. فرآیند نمایش یک متغیر با دسته ای از مقادیر متمایز را کوانتیزه کردن و مقادیر متمایز حاصل را مقادیر کوانتیزه شده گویند.

سیگنال آنالوگ : سیگنالی است که در گستره پیوسته ای از زمان ، دامنه آن می تواند گستره پیوسته ای از مقادیر را انتخاب کند.
نکته : سیگنال آنالوگ حالت خاصی از سیگنال زمان پیوسته است، لیکن در عمل اغلب اصطلاح زمان پیوسته را بجای آنالوگ بکار می بریم.

سیگنال زمان گسسته : سیگنالی است که تنها در لحظه های کوانتیزه t گسسته ای از زمان تعریف می شود . اگر دامنه یک سیگنال زمان گسسته بتواند گستره پیوسته ای از مقادیر را انتخاب کند ، در این صورت سیگنال را سیگنال نمونه برداری داده ها گویند .

سیگنال نمونه برداری داده ها : از نمونه برداری یک سیگنال آنالوگ در لحظه های گسسته بدست می آید . سیگنال پالسی مدوله شده دامنه است .

سیگنال دیجیتال : سیگنال زمان گسسته با دامنه کوانتیزه شده است . چنین سیگنالی را می توان با دنباله ای از اعداد نمایش داد . مثلاً بصورت اعداد باینری . در عمل بسیاری از سیگنال های دیجیتال از نمونه برداری سیگنال های آنالوگ و سپس کوانتیزه کردن آنها بدست می آیند .



شکل 3-1

3-3 سیستم های کنترل زمان گسسته و زمان پیوسته:

زمان گسسته : سیستم های کنترلی هستند که در آنها یک یا چند متغیر فقط در لحظه های گسسته ای از زمان می توانند تغییر کنند .

سیستم های کنترل دیجیتال:

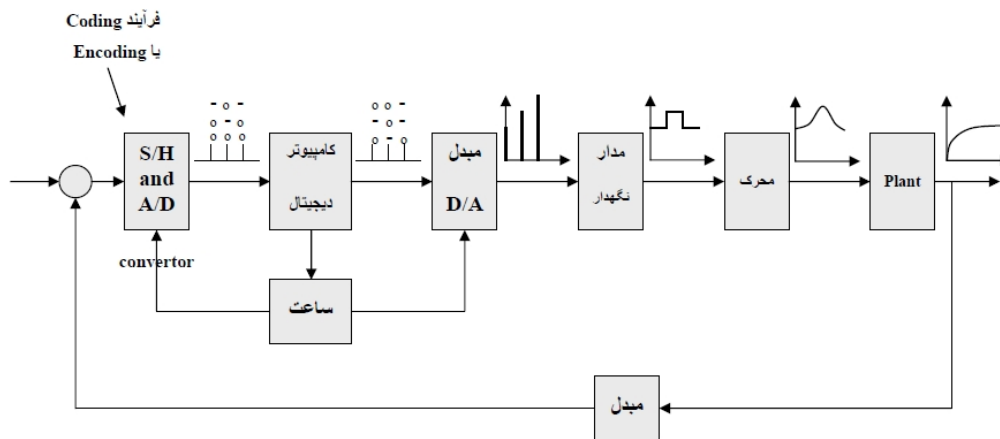
مزایا:

- محاسبات و پردازش داده ها सरراست است .

- برنامه های کنترلی را می توان براحتی تغییر داد.
- از دیدگاه نويز داخلی ، کنترل کننده های دیجیتال برتر از آنالوگ عمل می کنند.

معایب:

- فرآیند نمونه برداری و کوانتیزه کردن به خطای بیشتری می انجامد ، در نتیجه عملکرد کاهش می یابد.
- طراحی کنترلر دیجیتال برای جبران (1) پیچیده تر از کنترلر آنالوگ است.



شکل 2-3) دیاگرام بلوکی سیستم دیجیتال

3-4 اجزای سیستم کنترل دیجیتال

طبق شکل یک سیستم کنترل دیجیتال از اجزای زیر تشکیل شده است

- 1- تقویت کننده و نگه دارنده S/H
- 2- مبدل آنالوگ به دیجیتال
- 3- کامپیوتر دیجیتال (ریز پردازنده)

4- مبدل دیجیتال به آنالوگ

5- مدار نگه دارنده

6- محرک

7- مبدل (Transducer)

8- سیستم کنترل شونده

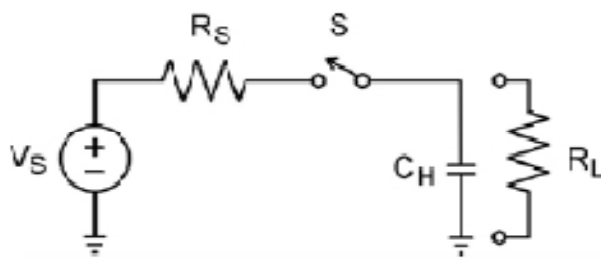
9- اجزای جانبی

در ادامه این قسمت‌ها توضیح داده شده است.

3 4 1 تقویت کننده و نگه دارنده S/H

از آنجا که مبدل های آنالوگ به دیجیتال بکار رفته در یک سیستم کنترل دیجیتال حدود چند میکروثانیه برای تبدیل سیگنالهای آنالوگ ورودی به دیجیتال وقت لازم دارند ، محتمل است در این مدت زمان تبدیل، تغییراتی در سیگنال آنالوگ ورودی حادث شود . برای حذف این منبع خطا، سیگنالهای آنالوگ ورودی از تقویت کننده های نمونه بردار و نگه دارنده (SH) عبور داده می شوند که با فرمان از ریزپردازنده در مدت زمان تبدیل ، سیگنال ورودی را در یک سطح ثابت آنالوگ نگه می دارند . در حالت عادی (در حالت نمونه برداری) کلید بسته می شود و خروجی تقویت کننده SH ، ورودی را دنبال می کند . بلافاصله قبل از انجام عمل تبدیل، ریزپردازنده کلید را باز می کند و ولتاژ آنالوگ قبلی در خازن نگهداشته می شود و بنابراین خروجی ثابت می ماند (وضعیت نگه دارنده) . فرایندی که به کمک آن می توان شکل موجهای پیوسته را به صورت مقادیر گسسته نمایش داد نمونه برداری نامیده می شود. این فرایند با بکارگیری یک مبدل آنالوگ به دیجیتال و یک تقویت کننده نمونه بردار و نگه دارنده ، صورت می پذیرد . وارون فرکانس نمونه برداری را فاصله نمونه برداری می نامند. فرکانس نمونه برداری به طور دلخواه انتخاب نمی شود و معمولاً عاملی تعیین

کننده در طراحی سخت افزار یک سیستم دیجیتال است. اما در هر صورت رابطه مهمی بین فرکانس نمونه برداری و فرکانس شکل موج نمونه برداری شده وجود دارد که به آن نظریه نمونه برداری می گویند. بطور اجمالی ، نظریه نمونه برداری می گوید که فرکانس نمونه برداری باید از دو برابر بزرگترین فرکانس نمونه برداری شونده بزرگتر باشد . اگر از این قانون تخطی گردد آنگاه دیگر نمایش دیجیتال منحصر به فردی از شکل موجهای پیوسته اولیه نخواهیم داشت و پدیده ای به نام تشابه رخ خواهد داد . پدیده تشابه بدین صورت است که دو شکل موج پیوسته متفاوت ، پس از نمونه برداری ، نمایش دیجیتال یکسانی داشته باشند.



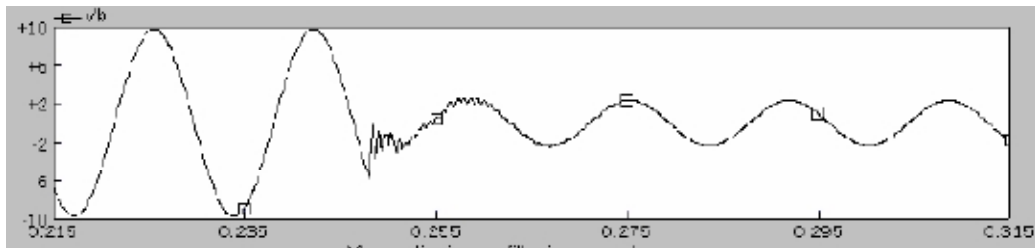
شکل 3-3) مدار تقویت کننده های نمونه بردار و نگه دارنده

3 4 2 مبدل آنالوگ به دیجیتال

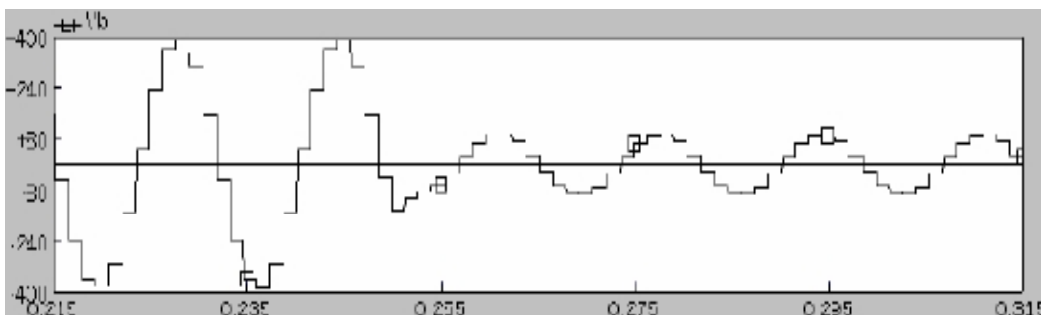
یک مبدل آنالوگ به دیجیتال وسیله ای است که مقادیر دنیای واقعی (آنالوگ) را به کدهای دیجیتال تبدیل می کند تا امکان پردازش دیجیتال سیگنال های ورودی وجود داشته باشد. سیگنالهای آنالوگ دارای طیف پیوسته ای هستند. کار یک مبدل آنالوگ به دیجیتال ، تبدیل یک بازه به چند زیر بازه است . که به هر کدام از این زیر بازه ها معمولا یک پله گفته می شود. یک مبدل آنالوگ به دیجیتال که به اختصار ADC، A/D می نامیده می شود یک مدار الکتریکی داخلی است که سیگنال های پیوسته را به اعداد دیجیتالی گسسته تبدیل می کند. به طور کلی ، ADC یک وسیله ی الکترونیکی است که ولتاژ (یا جریان) آنالوگ ورودی را به یک عدد دیجیتالی تبدیل می کند. دیجیتال خروجی می تواند از رویه کدهای مختلفی مانند سیستم دودویی یا مکمل دوم باینری استفاده کند .

یک نمونه سیگنال آنالوگ را پیش از ورود به مبدل آنالوگ به دیجیتال در شکل زیر ارائه شده است.

در شکل بعدی همین سیگنال پس از ورود به مبدل آنالوگ به دیجیتال نشان داده شده است.



شکل 3-4) یک نمونه سیگنال آنالوگ پیش از ورود به مبدل A/D

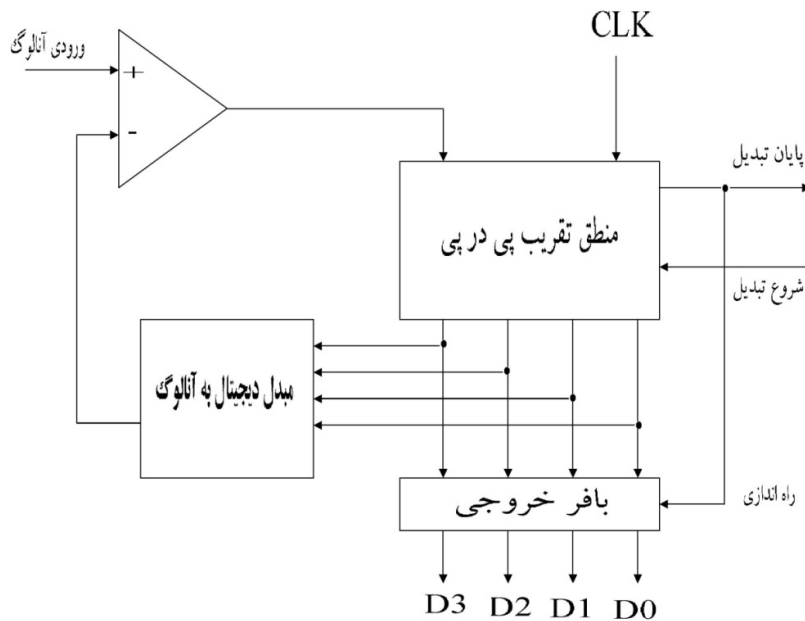


شکل 3-5) سیگنال پس از ورود به مبدل آنالوگ به دیجیتال

مبدل های آنالوگ به دیجیتال و دیجیتال به آنالوگ در حقیقت مدارهای واسطه ای هستند که برای

ارتباط بین دو محدوده آنالوگ و دیجیتال استفاده می شوند. در شکل ساختار و بلوک دیاگرام یک

مبدل آنالوگ به دیجیتال نشان داده شده است



شکل 3-6) یک مبدل آنالوگ به دیجیتال

چند نوع خطا ممکن است در مبدلهای آنالوگ به دیجیتال وجود داشته باشد که می تواند بر عملکرد سیستم کنترل دیجیتال تاثیرگذار باشد این خطاها عبارت اند از:

1. خطاهای انحرافی
2. خطای خطی بودن
3. خطای بهره

3 4 3 کامپیوتر دیجیتال (ریز پردازنده)

ریزپردازنده مهمترین جز یک سیستم کنترل دیجیتال را تشکیل می دهد، وظایف ریزپردازنده در سیستم های کنترل دیجیتال به شرح زیر است:

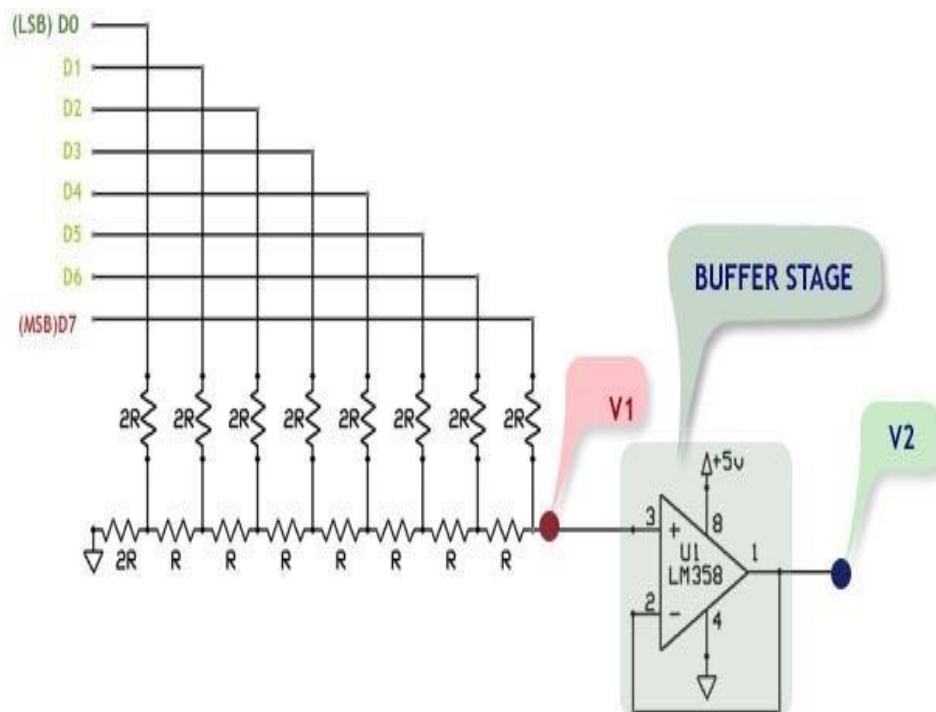
- 1- مقایسه سیگنال های ورودی با مقادیر تنظیم شده و صدور فرمان های لازم

- 2 کنترل عملکرد صحیح واحدهای مختلف دیجیتال سیستم کنترل
- 3 ارتباط با مبدل آنالوگ به دیجیتال و حافظه ها و اجزای جانبی
- 4 نگه داشتن کارهای زمان بندی شده متنوع و هماهنگی عملکرد اجزای سیستم

3-4-4 مبدل دیجیتال به آنالوگ

یک مبدل دیجیتال به آنالوگ هم وسیله ای است که مقادیر دیجیتال حاصل از پردازش دیجیتال سیگنال را به مقادیر آنالوگ تبدیل می کند تا امکان ارسال سیگنال ها به سیستمی که عمل کنترل روی آن انجام می شود وجود داشته باشد. در واقع عکس عمل A/D توسط یک مبدل دیجیتال به آنالوگ انجام می شود.

در شکل ساختار یک مبدل دیجیتال به آنالوگ نشان داده شده است.



شکل (3-7) یک مبدل دیجیتال به آنالوگ از نوع 8 بیتی

3-4-5 مدار نگه دارنده

برای تبدیل سیگنالهای گسسته دیجیتال به سیگنالهای پیوسته بکار می رود.

3-4-6 محرک

برای تغییر وضعیت یا اعمال سیگنال های کنترلی به سیستم کنترل شونده بکار می رود.

3-4-7 مبدل (Transducer)

سیگنال ورودی را به سیگنال خروجی یا شکل دیگر تبدیل می کند. سیگنالهایی مثل فشار ، دما، نیرو، سرعت، نور و... قبل از ورود به سیستم کنترل دیجیتال باید به سیگنال ولتاژ و یا جریان و با اندازه مناسب تبدیل شوند که این عمل توسط مبدل (Transducer) انجام می شود.

3-4-8 سیستم کنترل شونده

سیستمی است که عمل کنترل بر روی آن انجام می شود.

3-4-9 اجزای جانبی

اجزای جانبی شامل منبع تغذیه، بدنه، سیستمهای نشان دهنده و ... است.

3-5 مزایای کنترل دیجیتال

مزایای سیستم های کنترل دیجیتال می توانند به دو قسمت کوتاه مدت ، در هنگام طراحی مهندسی و نصب و بلند مدت ، در هنگام بهره برداری و نگهداری ، تقسیم شوند . قسمت کوتاه مدت از نظر اقتصادی به صورت کمی ساده تر از قسمت بلند مدت ، که باید مقایسه ای در هزینه در طول عمر باشد، قابل بررسی است. در حال حاضر استفاده از هوش توزیع شده با ریزپردازنده هایی که از طریق

فیبرهای نوری ارتباط دارند و استفاده از رایانه های شخصی به عنوان واسطه های انسان - ماشین متداول است. بنابراین توسعه های جدید به طور پیوسته در این ناحیه انجام می گیرد و در نتیجه هزینه ها کاهش یافته و عملکرد بهتر می شود. اضافه بر این پرسنل آموزش دیده بیشتری با این فناوری نوین آشنا هستند. سیستم های سنگین متمرکز و از بالا به پایین که در دهه های 60 و 70 میلادی بکار می رفتند دیگر مناسب نیستند، زیرا سیستمهای غیر متمرکز می توانند با سادگی بیشتر با تغییرات آینده در مقایسه با سیستمهای متمرکز، تطبیق کنند. علاوه بر این نسلهای مختلف تجهیزات که به وسیله سازندگان مختلف ساخته شده است می توانند به راحتی در آنها ترکیب شوند. به روز کردن یا گسترش چنین سیستم توزیع شده ای ساده است.

در کل سیستمهای کنترل دیجیتال دارای مزایای زیر هستند:

- 1- دارای کارایی و قابلیت اطمینان بالا
- 2- هزینه نسبتا پایین طراحی و ساخت
- 3- قابلیت ثبت و ضبط وقایع و رخدادهای سیستم به خاطر بهره گیری از حافظه
- 4- دارای حجم و وزن کوچکتر
- 5- دارای دقت بالا در تنظیم و انعطاف پذیری نسبت به شرایط مختلف
- 6- نگهداری آسان و تعمیر و عیب یابی کمتر
- 7- عملکرد به موقع و سرعت و دقت بالا

3-6 تبدیل Z

3-6 (تعریف تبدیل Z

تبدیل Z یک سیگنال ناپیوسته $x[n]$:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] z^{-n} \quad (1-3)$$

تعریف ناحیه همگرایی: ناحیه همگرایی مقادیری از Z است که برای آن :

$$\left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] z^{-k} \right| < \infty \quad (2-3)$$

3-6-2 معکوس تبدیل

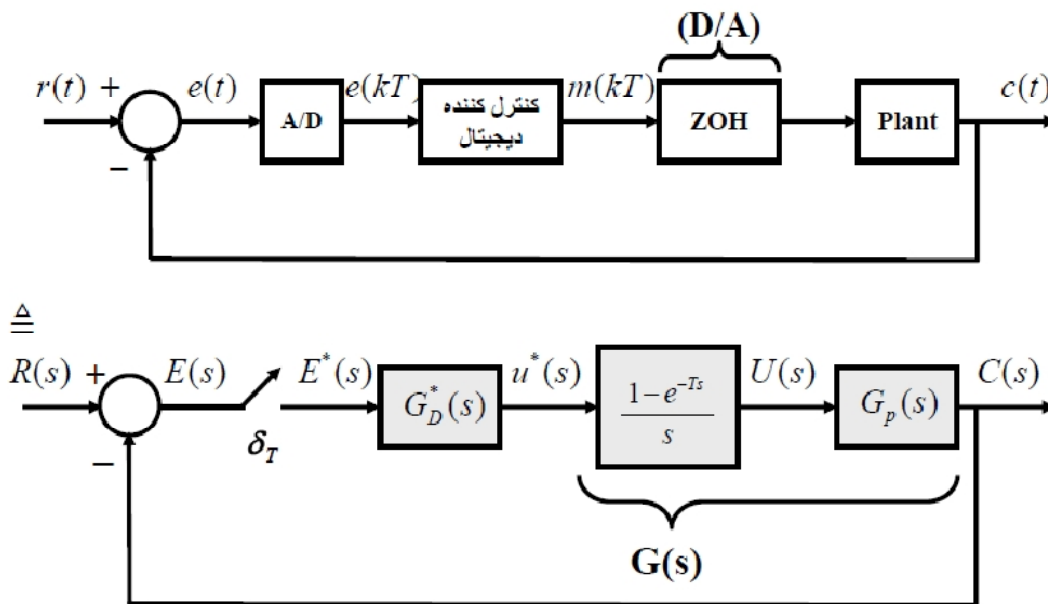
(1) روش گسترش کسر جزئی (استفاده از جدول عکس تبدیل Z)

(2) روش تقسیم مستقیم

(3) روش محاسباتی

(4) روش انتگرال معکوس سازی

3-7 تابع تبدیل پالسی :



شکل 3-8) تابع تبدیل پالسی یک کنترل کننده دیجیتال

3-7-1 تابع تبدیل پالسی یک کنترل کننده PID دیجیتال :

$$m(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3-3)$$

$e(t) = \text{controller input}$

$m(t) = \text{manipulating signal}$

$k = \text{بهره تناسبی}$ $T_i = \text{rest time (زمان بازنشانی)}$

$T_d = \text{rate time}$

3-8 روش نایکوئیست برای تعیین پایداری سیستم های ناپیوسته:

اساس روش نایکوئیست بر پایه اصل آرگومان می باشد . این اصل بیان می دارد که اگر یک منحنی بسته C را در جهت عقربه های ساعت بپیمائیم ، آنگاه تصویر C تحت نگاشت $W(P)$ مرکز صفحه W را به تعداد صفرهای W داخل منحنی C در جهت عقربه های ساعت دور خواهد زد.

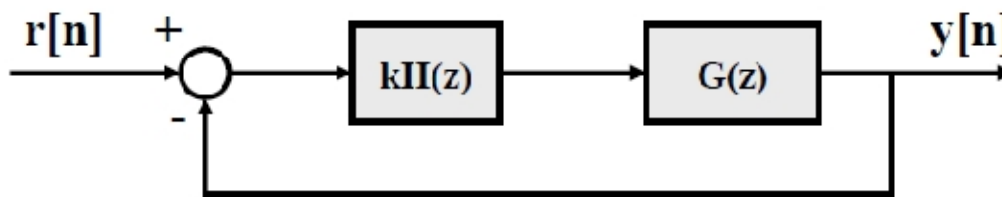
$$N - R - P \quad (4-3)$$

تعداد دوران های منحنی تصویر حول مبدأ: N

تعداد صفر های داخل منحنی: R

تعداد قطب های داخل منحنی: P

حال می خواهیم ببینیم سیستم حلقه بسته زیر به ازای K های مختلف ، قطبی بیرون دایره واحد خواهد داشت یا نه:

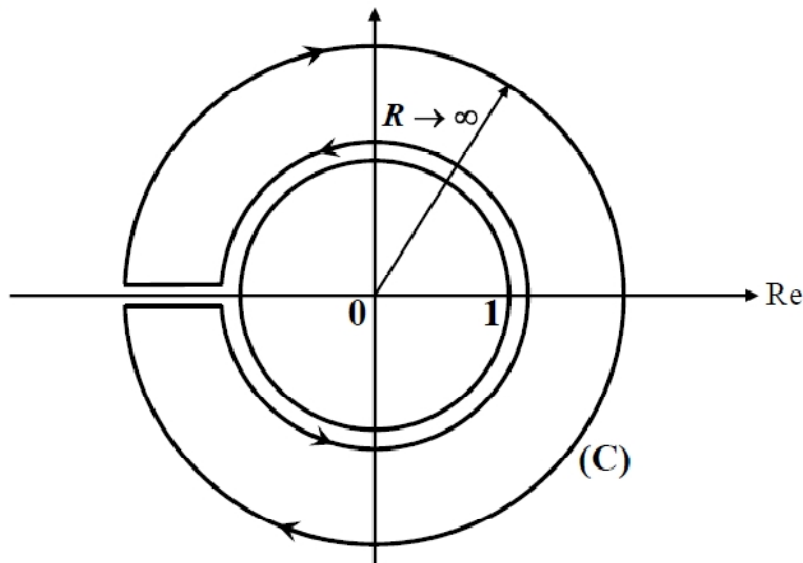


شکل 9-3

معادله مشخصه این سیستم عبارت است از :

$$1 + k H(z) G(z) = 0 \Rightarrow R(z) = \frac{1}{k} + H(z) G(z) = 0 \quad (5-3)$$

منحنی C را باید طوری انتخاب کنیم که تمامی نقاط بیرون دایره واحد را در بر بگیرد:



شکل 9-3

صفرهای $R(z)$ برابر قطب های حلقه بسته می باشند که آن را با R نشان می دهیم ، همین طور قطب های $R(z)$ قطب های حلقه باز می باشند و با P نمایش داده می شوند . اگر تعداد دورهایی که منحنی تصویر C حول مبدأ می زند برابر N باشد ، خواهیم داشت:

$$N = R - P$$

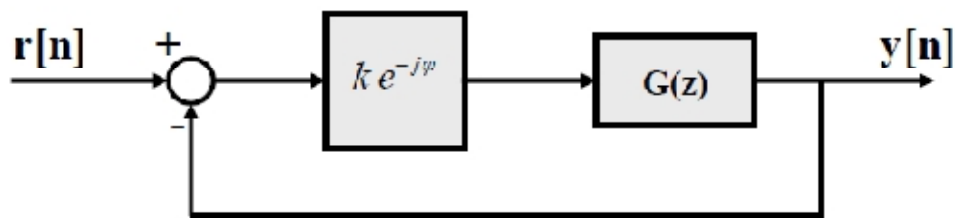
(6-3)

بدیهی است شرط پایداری سیستم ناپیوسته $R = 0$ می باشد.

9-3 حد فاز و حد بهره در سیستم های ناپیوسته:

3-9-1) حد بهره :

سیستم حلقه بسته زیر را در نظر بگیرید:



شکل 10-3

فرض کنید سیستم حلقه بسته نامی ($\phi = 0, k = 1$) پایدار است و فرض کنید $\phi = 0$ باشد، به بزرگترین بهره $K > 1$ که سیستم را به مرز ناپایداری می رساند، حد بهره از طرف بالا می گویند. به همین ترتیب به کوچکترین بهره $0 < k < 1$ که سیستم را به مرز ناپایداری می رساند، حد بهره از طرف پایین گفته می شود. حد بهره سیستم ها را می توان به کمک تست ژوری، دیاگرام مکان ریشه ها و یا دیاگرام نایکوئیست به دست آورد.

3-9-2 حد فاز:

فرض کنید $K=1$ باشد، به بزرگترین مقدار ϕ که برای آن سیستم به مرز ناپایداری می رسد، حد فاز سیستم گفته می شود. حد فاز را می توان به کمک دیاگرام نایکوئیست سیستم محاسبه کرد.
*روش محاسبه حد فاز و حد بهره در سیستم های ناپیوسته مشابه سیستم های پیوسته می باشد.

3-10 طراحی سیستم های کنترلی ناپیوسته در حوزه فرکانس

اگر مستقیماً در صفحه Z از روش طراحی فرکانسی استفاده کنیم کار بسیار مشکل شده و دیگر قوانین مربوط به دیاگرام Bode صادق نخواهد بود. به خاطر همین مسأله، از طراحی در صفحه W استفاده می کنیم؛ عموماً برای طراحی در حوزه فرکانس متغیر جدید w را بر حسب Z به صورت زیر تعریف می کنیم:

(3-7)

$$w = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad ; \quad z = \frac{1 + \frac{wT}{2}}{1 - \frac{wT}{2}}$$

فرض کنید که $z = e^{j\Omega} = e^{j\omega T}$ باشد، داریم:

$$w = \frac{2}{T} \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = \frac{2}{T} \frac{e^{j\omega T/2} (e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2})}{e^{j\omega T/2} (e^{j\omega T/2} + e^{-j\omega T/2})} \quad (8-3)$$

$$\Rightarrow w = j \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2}$$

(9-3)

$$H(e^{j\omega T}) = \bar{H} \left(j \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \right)$$

$\bar{H}(w)$ تبدیل یافته $H(z)$ با تبدیل دو خطی زیر می باشد:

(10-3)

$$z = \frac{1 + \frac{wT}{2}}{1 - \frac{wT}{2}}$$

11-3 بررسی اثر نگه دارنده مرتبه صفر و انتخاب زمان نمونه برداری:

دیدیم که تابع تبدیل نگهدارنده مرتبه صفر به صورت زیر می باشد:

(11-3)

$$G_{h_0}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$$

از نظر فیزیکی به اندازه یک نمونه تأخیر خواهیم داشت . همین طور درفرکانس قطع سیستم به اندازه $\omega_c T/2$ فاز منفی ایجاد می شود که موجب کم شدن حد فاز سیستم می گردد . این کاهش

فاز در عمل چیزی حدود 5 تا 15 درجه می باشد . این مقدار باید در طراحی ها در نظر گرفته شود ، به عبارت دیگر حد فاز مورد نیاز باید به اندازه $2\pi T/\omega_c$ بیشتر انتخاب شود . در غیر این صورت عملکرد سیستم چندان مطلوب نخواهد بود . زمان نمونه برداری از سیگنال ها باید طوری انتخاب شود که اطلاعات مربوط به سیستم را از دست ندهیم . در صورت زیاد انتخاب کردن پریود نمونه برداری در اکثر موارد سیستم ناپایدار خواهد شد (در واقع با اینکار عملاً فیدبک را حذف می کنیم). قبلاً گفتیم که طبق قضیه نمونه برداری فرکانس نمونه برداری را حداقل دو برابر پهنای باند سیستم در نظر می گیریم . روش عملی دیگر که کاربرد بیشتری دارد این است که در یک زمان صعود حدود 2 تا 5 نمونه داشته باشیم.

12-3 معادل ناپیوسته تقریبی کنترل کننده های پیوسته:

تا به حال روش های مختلفی برای طراحی کنترل کننده های دیجیتال در صفحه Z دیدیم که عبارتند از:

1. روش مکان ریشه ها
 2. روش طراحی در صفحه W
 3. روش فضای حالت و استفاده از فیدبک حالت
- در تمامی این روش ها باید اثر نگهدارنده مرتبه صفر و تمامی مسائل مربوط به نمونه برداری در نظر گرفته شود . یک روش دیگر برای طراحی کنترل کننده های دیجیتالی ، طراحی در حوزه پیوسته (سیستم کنترلی پیوسته) و تقریب آن با یک کنترل کننده ناپیوسته می باشد . با استفاده از این روش در واقع معادله دیفرانسیل حاکم بر سیستم پیوسته را با یک معادله تفاضلی تقریب می زنیم . در ادامه عمل مشتق گیری را با روش های مختلف تقریب می زنیم که منجر به تبدیل معادله دیفرانسیل به معادله تفاضلی می گردد . اگر اپراتور q را به عنوان اپراتور انتقال تعریف کنیم ، داریم:

$$q X(t) = X(t+T) \quad (12-3)$$

3-12 روش تفاضل پیشرو

(13-3)

$$\frac{dX(t)}{dt} \cong \frac{X(t+T) - X(t)}{T} = \frac{qX(t) - X(t)}{T}$$

$$\Rightarrow \frac{dX(t)}{dt} \cong \frac{(q-1)}{T} X(t)$$

مشاهده می شود که این سیستم غیر سببی است.

3-12-2 روش تفاضل پسرو

(14-3)

$$\frac{dX(t)}{dt} \cong \frac{X(t) - X(t-T)}{T} = \frac{(1-q^{-1})}{T} X(t)$$

به این ترتیب اگر تابع تبدیل سیستم کنترل پیوسته $K(s)$ باشد، معادل تقریبی ناپیوسته سیستم با استفاده از این دو روش برابر خواهد بود با:

(15-3)

$$\text{F.D. روش: } \tilde{K}(z) \triangleq K(s) \Big|_{s=\frac{z-1}{T}}$$

$$\text{B.D. روش: } \tilde{K}(z) \triangleq K(s) \Big|_{s=\frac{1}{T} \frac{z-1}{z}}$$

3-12-3 روش تبدیل دو خطی

اگر برای تقریب انتگرال از روش دوزنقه ای استفاده کنیم تقریب بهتری از سیستم واقعی را خواهیم داشت:

(16-3)

$$\int_{kT}^{kT+T} \dot{X}(\tau) d\tau \cong \frac{T}{2} [\dot{X}(kT+T) + \dot{X}(kT)]$$

$$\Rightarrow X(kT+T) \cong X(kT)$$

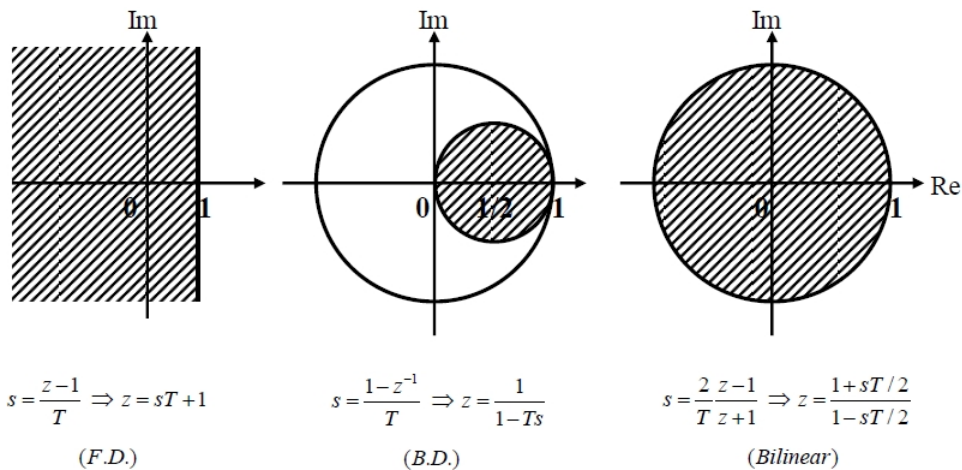
$$+ \frac{T}{2} [aX(kT+T) + bu(kT+T) + aX(kT) + bu(kT)]$$

(17-3)

$$X[k+1] = \frac{1+aT/2}{1-aT/2} X[k] + \frac{Tb}{2(1-aT/2)} [X[k] + u[k+1]]$$

$$\tilde{K}(z) = \frac{X(z)}{U(z)} = \frac{\frac{Tb}{2(1-aT/2)}(1+z)}{z - \frac{1+aT/2}{1-aT/2}} = \frac{b}{s-a} \Big|_{s=\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}}$$

*سه تقریب گفته شده نیم صفحه چپ S را به صورت زیر به صفحه Z نگاشت خواهند کرد:



شکل 11-3

مشاهده می شود که در تبدیل F.D. لزوماً نگاشت نیم صفحه چپ S داخل دایره واحد نمی باشد ، در نتیجه ممکن است تقریب ناپیوسته یک سیستم پیوسته پایدار ، ناپایدار باشد . تقریب B.D. بهتر از F.D. است چون پایداری را از بین نمی برد و نیز سببی است اما باز هم تقریب کاملی نمی باشد . تبدیل دو خطی تقریب کاملی است و همواره سیستم پایدار پیوسته را به یک سیستم پایدار ناپیوسته تبدیل می کند.

3-12-4 روش تقریب Bilinear با اصلاح فرکانس

: تقریب Bilinear در فرکانس های پایین (که کارهای کنترلی در این فرکانس ها انجام می گیرد) تقریب خوبی است، اما در فرکانس های بالا دارای اعوجاج فرکانسی خواهد بود . برای حل این مشکل داریم:

(17-3)

$$v = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \Rightarrow s = \frac{\omega_c}{\tan \frac{\omega_c T}{2}} \frac{z-1}{z+1}$$

ω_c فرکانس قطع سیستم پیوسته (حلقه باز) می باشد . در این صورت برای ω_c های کوچک داریم:

(18-3)

$$s \cong \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$$

اگر طراحی سیستم کنترلی پیوسته خوب انجام گرفته باشد ، فرکانس قطع حلقه باز تقریباً برابر پهنای باند سیستم حلقه بسته خواهد بود . در استفاده از تبدیل دو خطی با اصلاح فرکانس ، پاسخ فرکانسی سیستم پیوسته و تقریب گسسته آن به هم نزدیک خواهد بود.

3-13 کنترل کننده های PID دیجیتال :

تابع تبدیل یک کنترل کننده PID آنالوگ به صورت زیر می باشد :

$$K(s) = k_p + \frac{k_I}{s} + k_d s \quad (19-3)$$

به عنوان مثال ، اگر از تقریب B.D. برای گسسته سازی آن استفاده کنیم ، خواهیم داشت:

$$\tilde{K}(z) = k_p + \frac{k_I}{1-z^{-1}} + k_d(1-z^{-1}) \quad (20-3)$$

می توان این کنترلر را به شکل نرم افزاری ساخت:

$$(21-3)$$

$$\tilde{K}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = k_p + \frac{k_I z}{z-1} + \frac{k_d(z-1)}{z}$$

$$U(z) = k_p E(z) + \frac{k_I z E(z)}{z-1} + \frac{k_d(z-1)E(z)}{z}$$

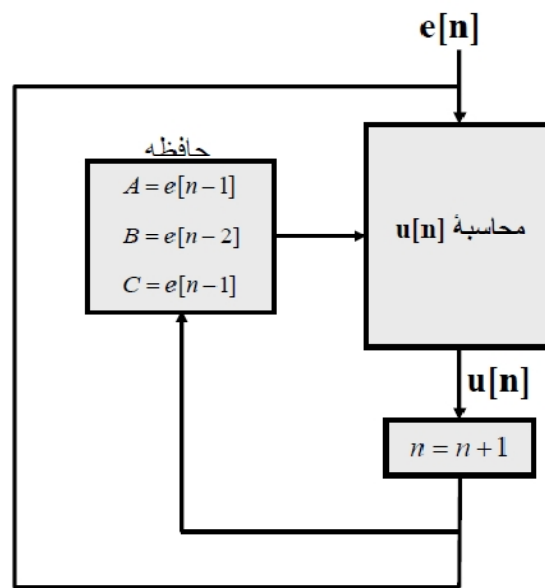
$$z(z-1)U(z) = k_p z(z-1)E(z) + k_I z^2 E(z) + k_d(z-1)^2 E(z)$$

$$\Rightarrow u[n+2] = u[n+1] + k_p e[n+2] - k_p e[n+1] + k_I e[n+2]$$

$$+ k_d e[n+2] - 2k_d e[n+1] + k_d e[n]$$

$$u[n] - u[n-1] + k_p e[n] - k_p e[n-1] + k_I e[n] + k_d e[n]$$

$$- 2k_d e[n-1] + k_d e[n-2]$$



شکل 12-3

می توان با استفاده از نرم افزار و با توجه به تغییر پارامترهای سیستم ضرایب را تغییر داد که در این صورت یک PID تطبیقی خواهیم داشت.

پایداری سیستم های چندمتغیره

4-1 مقدمه

پایداری بدون شک مهمترین مشخصه سیستم فیدبک است تعاریف مختلفی از پایداری وجود دارد و در حالت کلی می توان گفت که این تعاریف به دودسته تقسیم می شوند: دست اول تعاریفی می باشند که پایداری سیستم های باورودی خارجی را در نظر می گیرند با تعاریف کلی پایداری در مباحث مقدماتی کنترل مدرن آشنا شده ایم در اینجا به طور مختصر این تعاریف را مرور خواهیم کرد

سیستم بدون ورودی معادله فضای حالت سیستم بدون ورودی (باورودی مرجع $r(t)=0$) با فیدبک حلقه بسته واحد عبارتست از

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) \quad (1-1-4)$$

که در آن A_c ماتریس سیستم حلقه بسته است

تعریف 1-4 مبدا سیستم (1-1-4) را پایدار یا پایدار به مفهوم لیاپانوف گویند اگر با انحراف سیستم

از مبدا کلیه حرکت های بعدی آن در یک همسایگی کوچکی از مبدا باقی بمانند

تعریف 2-4 مبدا سیستم (1-1-4) را پایدارمجانبی گویند اگر با انحراف اندک سیستم از مبدا کلیه

حرکتهای بعدی آن به مبدا برگشت کنند

تعریف 3-4 مبدا سیستم (1-1-4) را پایدارمجانبی درکل گویند اگر پایدار است و هر حرکتی از آن به

از $t \rightarrow \infty$ به مبدا همگرا باشد

پاسخ کلی معادله 1-1-4 عبارتست از

$$x(t; x(t_0), t_0) = \exp[A_c(t-t_0)]x(t_0) \quad 2-1-4$$

که در آن t_0 زمان اولیه و $x(t_0)$ بردار اولیه حالت است معادله 2-1-4 نشان می دهد که پایداری

مجانبی و پایداری مجانبی درکل در اینجا معادل هم می باشند اگر J صورت کانونیکال جردن A_c

باشد داریم

$$\exp[A_c(t-t_0)] = T \exp[J(t-t_0)] T^{-1} \quad 3-1-4$$

که در آن T ماتریس تبدیل به صورت کانونیکال جردن است و

$$\exp[J(t-t_0)] = \begin{bmatrix} \exp[J_1(t-t_0)] & & 0 \\ & \exp[J_2(t-t_0)] & \\ 0 & & \exp[J_k(t-t_0)] \end{bmatrix}$$

$J_1, \dots, J_k$ بلوک های جردن در J می باشند و هم چنین

$$\exp[J_i(t-t_0)] = \begin{bmatrix} 1 & t & t^2/2! & \dots & t^{r-1}/(r-1)! \\ 0 & 1 & t & \dots & t^{r-2}/(r-2)! \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

که در آن $t = t - t_0$ و r مرتبه بلوک جردن J_i است. بنابراین پاسخ کل سیستم بدون ورودی را می توان به

صورت زیر بیان کرد

$$x(t; x(t_0), t_0) = T \exp[J(t - T_0)] T^{-1} x(t_0) \quad 4-1-4$$

و با توجه به معادله 4-1-5 قضایای زیر را می توان نتیجه گرفت برای اثبات به 5 مراجعه شود

قضیه 1-5 مبدا فضای حالت سیستم داده شده معادله (1-1-5) پایدار مجانبی است اگر و فقط اگر کلیه مقادیر ویژه ماتریس AC قسمت های حقیقی منفی داشته باشند

قضیه 2-5 مبدا فضای حالت سیستم داده شده با معادله (1-1-4) پایدار است اگر و فقط اگر ماتریس AC مقادیر ویژه ای با قسمت های حقیقی مثبت نداشته باشد و اگر مقادیر ویژه با قسمت های حقیقی متناظر بابلوک های جردن مرتبه 1 باشند.

قضیه 3-4 اگر مبدا فضای حالت سیستم داده شده با معادله 1-1-4 پایدار مجانبی باشد آنگاه سیستم 5-1-4 پایدار BIBO خواهد بود.

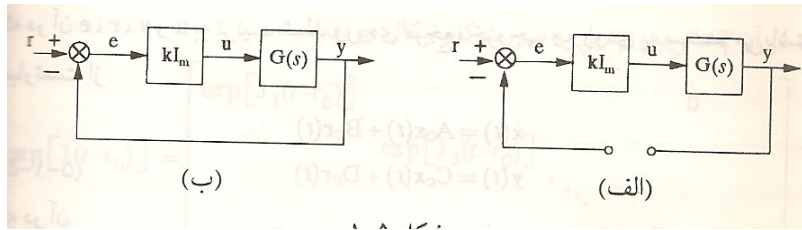
2-4- چند جمله ای های مشخصه حلقه باز و حلقه بسته

سیستم نشان داده شده در شکل 1-4 را در نظر بگیرید ماتریس تفاضلی برگشتی برای نقطه قطع نشان داده شده به صورت زیر تعریف می گردد

$$F(s) \underline{\underline{A}}_m + L(s) \quad 1-2-4$$

که در آن

$$L(s) = KG(s) \quad 2-2-4$$



شکل 1-4

توجه کنید که $G(s)$ تابع تبدیل حاصل از حاصلضرب تابع تبدیل حلقه بازسیستم و ماتریس تابع تبدیل جبران کننده است. $L(t)$ را ماتریس نسبت بازگشتی می نامند هر دوی $F(s)$ و $L(s)$ توابع گویای مقدار ماتریسی از یک متغیر مختلط می باشند و نقش مهمی را در تحلیل پایداری سیستم های چندمتغیره بازی می کنند در اینجا رابطه بین چند جمله های مشخصه حلقه باز و حلقه بسته را پیدا می کنیم و اهمیت ماتریس تفاضل برگشتی را خواهیم دید.

با گرفتن دترمینال از معادله (1-2-4) و نشان دادن $G(s)$ توسط مدل فضای حالت آن بدست می آوریم

$$\det F(s) = \det [I_m + KC(sI - A)^{-1}B + KD] \quad 3-2-4$$

با بکارگیری فرمول شر برای محاسبه دترمینال ها [2] معادله 3-2-4 را می توان به صورت زیر نوشت

$$\det F(s) = \det \begin{bmatrix} sI_n - A & B \\ -KC & I_m + KD \end{bmatrix} / \det [sI_n - A]$$

که معادل است با

$$\det F(s) = \det \begin{bmatrix} I_n & -B(I_m + KD)^{-1} \\ 0 & I_m \end{bmatrix} \det \begin{bmatrix} sI_n - A & B \\ -KC & I_m + KD \end{bmatrix} / \det [sI_n - A]$$

$$= \det \begin{bmatrix} sI_n - A + B(k^{-1}I_m + D)^{-1} & 0 \\ -KC & I_m + KD \end{bmatrix} / \det[sI_n - A]$$

$$= \frac{\det[sI_n - A + B(k^{-1}I_m + D)^{-1}C] \det[I_m + KD]}{\det(sI_n - A)} \quad (4-2-4)$$

از معادله 4-1-5 داریم

$$Ac = A - B(K^{-1}Im + D)^{-1}C$$

از معادله 4-2-3 بدیهی است که

$$\det F(\infty) = \det[I_m + KD]$$

و بنابراین با فرض ناویژه بودن $F(\infty)$ از معادله 4-2-4 بدست می آوریم

$$\frac{\det F(s)}{\det F(\infty)} = \frac{\det[sI_n - A_c]}{\det[sI_n - A_c]} \frac{CLCP(s)}{CLCP(s)} \quad 5-2-4$$

صفرهای چندجمله ای های مشخصه حلقه باز و حلقه بسته ، قطبهای حلقه باز و حلقه بسته یافرکانس

های مشخصه می باشند معادله 4-2-5 نشان می دهد که ماتریس های تابع تبدیل گویای $F(s)$ و

$G(s)$ در مطالعه پایداری سیستم های فیدبک دینامیکی نقش مهمی دارند و مطالعه این ماتریس ها

و مقادیر ویژه آنها راهی برای تعمیم روشهای نایکوئیست و اوانز به سیستم های چندمتغیره باز کرده

است

باجایگزینی برای $F(s)$ از معادله 4-2-1 در معادله 4-2-5 بدست می آوریم

$$\frac{\det[sI_n - A_c]}{\det[sI_n - A_c]} = \frac{\det(I_m + KG(s))}{\det[I_m + KD]}$$

$$= \frac{\det[k^{-1}I_m + G(s)]}{\det[k^{-1}I_m + D]}$$

باجایگزینی برای متغیره بهره k با استفاده از رابطه زیر

$$g = \frac{1}{k} \quad 7-2-4$$

که در آن g می توان مختلط نیز باشد، از معادله 5-2-6 داریم

$$\frac{\det[sI_n - A_c]}{\det[sI_n - A_c]} = \frac{\det(gI_m - G(s))}{\det[gI_m - D]} \quad 8-2-4$$

ماتریس سیستم حلقه بسته نیز بامعادله 4-2-7 به صورت زیر نوشته می شود

$$Ac = A - B(K^{-1}Im + D)^{-1}C = A + B(gI_m - D)^{-1}C \triangleq S(g)$$

بنابراین معادله 4-2-8 می دهد

$$\frac{\det[sI_n - A_c]}{\det[sI_n - A_c]} = \frac{\det(gI_m - G(s))}{\det[gI_m - D]}$$

$$\frac{\det[sI_n - S(g)]}{\det[sI_n - S(\infty)]} = \frac{\det[gI_m - G(s)]}{\det[gI_m - G(\infty)]} = \frac{\det F(s)}{\det F(\infty)} = \frac{CLCP(s)}{CLCP(s)}$$

روابط بالایی بسیار مشخص را بین متغیر فرکانس مختلط s و متغیر بهره مختلف g از طریق

ماتریس های $G(s), S(g)$ به ترتیب نشان می دهند این دوگانی بین نقشهای فرکانس و بهره تشکیل

دهنده پایداری است که براساس آن روشهای کلاسیک متغیر مختلط برای تحلیل سیستم های فیدبک

به سیستم های چندمتغیره تعمیم داده می شوند

$S(g)$ را ماتریس فرکانسی حلقه بسته می نامند مقادیر ویژه آن فرکانس های مشخصه حلقه بسته می

باشند و به بهره متغیره g وابسته می باشند تشابه $S(g), G(s)$ بابررسی ساختارهای فضای حالت

آنها واضحتر می شود

$$G(s) = C(sI_n - A)^{-1}B + D$$

$$S(g) = B(gI_n - D)^{-1}C + A$$

4-3- پایداری داخلی

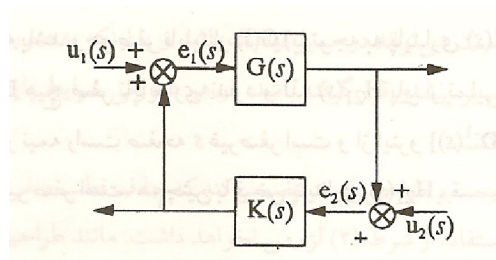
تعریف 4-5 ماتریس تابع تبدیل گویای $G(s)$ را پایدار نمایی گویند اگر فقط اگر سره بوده و هیچ قطبی در سمت راست صفحه S نداشته باشد

دلیل تاکید بر سره بودن $G(s)$ آن است که سیستمی ممکن است غیره سره باشد و قطب ناپایدار نیز نداشته باشد ولی پایدار نیز نباشد به مثال زیر توجه کنید

قضیه 4-4 اگر $k(s)$ پایدار نمایی باشد سیستم فیدبک نشان داده شده در شکل 5-3 پایدار داخلی است اگر فقط اگر $H_{21}(s) = [1 - G(s)k(s)]^{-1}G(s)$ پایدار نمایی باشد

قضیه 4-5 اگر $k(s)$ پایدار نمایی باشد آنگاه $H_{21}(s)$ پایدار نمایی خواهد بود اگر فقط اگر $\det[I - G(s)k(s)] \neq 0$ (شامل صفر دربی نهایت) در نیمه راست صفحه S نداشته باشد

(2) $[I - G(s)k(s)]^{-1}G(s)$ را در هر قطب (شامل قطب دربی نهایت) در نیمه راست صفحه S از $G(s)$ تحلیلی است (به عبارت دیگر قطب ناپایداری در قطبهای ناپایدار $G(s)$ ندارد)



شکل 4-3 تشکیلات فیدبک برای بررسی پایداری داخلی

4-4 معیار پایداری نایکوئیست تعمیم یافته

معیار پایداری نایکوئیست تعمیم یافته تعمیمی از تئوری پایداری نایکوئیست برای سیستم های یک ورودی یک خروجی به سیستم های چندمتغیره می باشد از اینرو نخست مروری بسیار سریع بر مفاهیم تئوری برای سیستم های اسکالر خواهیم داشت

4-4-1 سیستم های یک ورودی یک خروجی

تابع اسکالر $R_1(s)$ را در نظر بگیرید که تقریباً برای کلیه s تحلیلی باشد اگر یک مرز در جهت عقربه ساعت در صفحه s مانند rs چنان انتخاب کنیم که هیچکدام از صفرهای $R_1(s)$ مسیری مانند r را طی می کند از اصل آرگومان که با استفاده از قضیه کوشی اثبات می شود بسادگی می توان نشان داد که $rR(s)$ مبدأ را $Z-P$ بادر جهت عقربه ساعت دور می زند که در آن

$$Z = \text{تعداد صفرهای } R_1(s) \text{ در داخل } Rs$$

$$P = \text{تعداد قطبهای } R_1(s) \text{ در داخل } rs$$

لم 5-1 توابع تحلیلی $R_1(s), R_2(s)$ را در نظر بگیرید فرض کنید که rs مسیری باشد که هیچکدام از صفرهای $R_1(s)$ بر روی آن قرار نگیرند و به ازاء کلیه s برای روی rs ، $|R_1(s)| > |R_2(s)|$ باشد آنگاه

$$Z_{R_1+R_2} - P_{R_1+R_2} = Z_{R_1+R_2} = Z_{R_1} - P_{R_1}$$

که در آن $ZR(PR)$ نشان دهنده تعداد صفرهای (قطبهای) $R(s)$ در داخل rs می باشد

قضیه 4-5 فرض کنید که $\det k, \det G, p_0$ صفر ناپایدار داشت باشد سیستم حلقه بسته پایدار

$$\hat{N}_c - \hat{N}_R = P_0 \text{ است اگر و فقط اگر}$$

2-4-4 سیستم های چندمتغیره

فرض کنید که $G(s)$ یک ماتریس تابع تبدیل گویای مربع باشد $G(s)$ می تواند از ترکیب سری سیستم و جبران کننده بدست آمده باشد و لذا باید فرض کنیم که مودناپایدار پنهانی در این سیستم نشان داده شده با $G(s)$ وجود ندارد در اینجا پایداری حلقه فیدبک منفی را که با افزودن جبران ساز $K1$ در داخل حلقه بوجود می آید (به عبارت دیگر یک بهره مساوی k در هر حلقه) برای مقادیر مختلف حقیقی k بررسی می کنیم برای این بررسی از قسمت (1) قضیه 4-5 در بخش 4-3 استفاده می کنیم در اینجا داریم $k(s) = -k1$

اگر $\det[1+kG(s)]$ تعداد $p0$ قطب و Pc صفر ناپایدار داشته باشد با اعمال اصل آرگومان همانند سیستم های یک ورودی یک خروجی داریم

$$\Delta \arg \det[1+kG(s)] = -2\pi (Pc - P0) \quad 1-4-4$$

که در آن $\Delta \arg$ نشان دهنده تغییر در آرگومان به ازاء تغییر s حول مرز نایکوئیست است مرز نایکوئیست در شکل 4-5 نشان داده شده است اگر قطبی از $G(s)$ بر روی محور موهومی قرار گیرد مرز نایکوئیست به گونه ای اصلاح می شود که این قطبها را شامل گردد برای پایداری حلقه بسته باید PC برابر صفر باشد و قطبهای $\det[1+kG(s)]$ همان قطبهای $G(s)$ می باشند از اینرو شرط پایداری حلقه بسته آن است که تصویر $\det[1+kG(s)]$ به ازاء s حول مرز نایکوئیست مبدا را $p0$ بار در جهت خلاف عقربه ساعت دورزند

مطالب ارایه شده در بالا با مطالب ارایه شده در پایداری سیستم های اسکالر دقیقاً مطابقت دارند اگر بخواهیم پایداری یک سیستم اسکالر را تابع تبدیل $kg(s)$ را بررسی کنیم نمودار نایکوئیست تابع تبدیل را برای s حول مرز نایکوئیست به ازاء یک مقدار بهره k مانند 1 رسم می نماییم و سپس خواص پایداری سیستم را به ازاء کلیه مقادیر K تعیین می کنیم

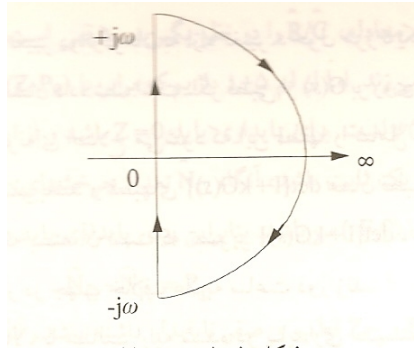
توجه کنید که این کار در حالت سیستم های چندمتغیره امکان ندارد با توجه به ماتریسی بودن
 در معادله 4-4-1 باید برای هر بهره مورد نظر k یک نمودار نایکوئیست رسم کرد و پایداری را از آن تعیین
 نمود بدیهی است که این مشکل سادگی و مزیت اصلی معیار پایداری نایکوئیست در سیستم های
 چندمتغیره را زیر سوال خواهد برد برای حل این مشکل به روند ارایه شده دقت کنید
 بسادگی می توان نشان داد که اگر $1 + \lambda(s)$ مقدار ویژه ای از $G(s)$ باشد نگاه $\lambda_1(s)$ نیز مقدار ویژه
 $KG(s)$ خواهد بود و همچنین $1 + k\lambda_1(s)$ می باشد از طرف دیگر دترمینان یک ماتریس برابر با
 حاصل ضرب مقادیر ویژه آن است از اینرو داریم

$$\det[1 + kG(s)] = \prod_i [1 + k\lambda_i(s)]$$

و از معادله 4-4-1 بدست می آوریم

$$\Delta \arg \det[1 + kG(s)] = \sum_i \Delta \arg [1 + k\lambda_i(s)]$$

معادله 4-4-2 بیان می دارد که می توان پایداری حلقه بسته را با شمارش تعداد دور زندهای مبدا
 توسط گراف های $1 + k\lambda_1(s)$ به طور معادلی توسط شمار تعداد دور زندهای $1 -$ توسط $k\lambda_1(s)$ تعیین
 کرد به این ترتیب می توان به مزیت اشاره شده برای معیار پایداری نایکوئیست دست یافت.



شکل ۵-۵ مرز نایکوئیست

قضیه 4-6 معیار پایداری نایکوئیست تعمیم یافته اگر ماتریس تابع تبدیل گویای $G(s) \times m$ ، P_0 قطب ناپدار داشته باشد آنگاه سیستم حلقه بسته با نسبت برگشتی $-KG(s)$ پایدار است اگر و فقط اگر دیاگرام های نایکوئیست تعمیم یافته $G(s)$ مکان مشخصه آن نقطه -1 را P_0 بار با فرض عدم وجود مودهای ناپایدار پنهانی در جهت خلاف عقربه ساعت دوریزند

4-5 معیار پایداری نایکوئیست معکوس تعمیم یافته

می توان معیار پایداری نایکوئیست تعمیم یافته را بر حسب مکانهای مشخصه $G^{-1}(s)$ بجای $G(s)$ بیان کرد

قضیه 4-7 اگر ماتریس تابع تبدیل گویای $G(s)$ $m \times m$ ، Z_0 صفر انتقال در نیمه راست صفحه s داشته باشد سیستم حلقه بسته پایدار خواهد بود اگر و فقط اگر دیاگرام های نایکوئیست تعمیم یافته $G^{-1}(s)/k$ نقطه -1 را با فرض عدم وجود مودهای ناپایدار پنهانی Z_0 بار در جهت خلاف عقربه ساعت دوریزند.

4-6- آرایه نایکوئیست و باندهای گرشگورین

آرایه نایکوئیست یک ماتریس تابع تبدیل $G(s)$ یک آرایه از گراف ها است که در آن (I, z) امین گراف مکان نایکوئیست $g_{ij}(s)$ است این تعریف برای سیستم های غیرمربعی نیز صادق است آرایه نایکوئیست معکوس نیز یک آرایه از گراف های مکانهای نایکوئیست عناصر $G^{-1}(s)$ است که البته تنها برای سیستم های مربع صادق است

قضیه 4-8 قضیه گرشگورین فرض کنید که Z یک ماتریس مختلط $m \times m$ باشد آنگاه مقادیر ویژه Z در داخل اجتماع m دایره هایی قرار دارند که مرکز هر کدام از آن دایره ها z_{ii} است و شعاعی داده شده به صورت زیر است

$$\sum_{j=1, j \neq i}^m |z_{ij}| \quad i = 1, \dots, m$$

قضیه 4-9 اگر کلید باندهای گرشگورین $G^{-1}(s)$ را خارج از خود قرار دهند، می توان پایداری سیستم حلقه بسته را با شمارش تعداد چرخشهای $1 -$ توسط این باندها تعیین کرد در این حالت $1 + G^{-1}(s)$ باید غالب قطری بر روی منحنی نایکوئیست باشد

قضیه 5-10 اگر G مربعی و ابتدایی باشد آنگاه یک ماتریس قطری X چنان وجود دارد که

$$\tilde{G} = XGX^{-1}$$

غالب قطری است اگر فقط اگر

$$\lambda_p(GG^{-1}_{diag}) < 2 \quad 5-6-2$$

قضیه 4-11 فرض کنید که $G(s)$ مربعی باشد و $k = \text{diag}\{k_1, \dots, k_m\}$ و

$$\left| g_{ij}(s) + \frac{1}{k_i} \right| > \sum_{j \neq i} |g_{ij}(s)| \quad 3-6-4$$

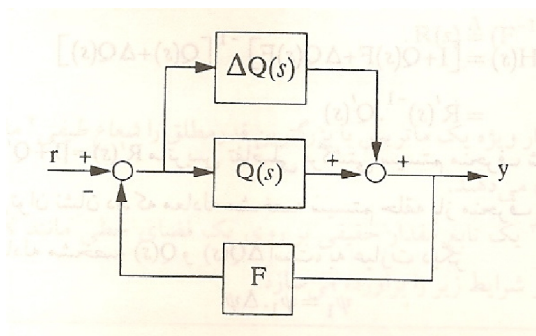
برای هر i و کلیه s بر روی مسیر نایکوئیست و فرض کنید که آمین باندگرشگورین $G(s)$ نقطه $-1/K_i$ را N_i بار در جهت خلاف عقربه ساعت دورزند آنگاه سیستم فیدبک بانسبت برگشتی $-G(s)$ – پایدار

$$\sum_i N_i = P_0 \quad \text{است اگر و فقط اگر}$$

که در آن P_0 تعداد قطبهای ناپایدار $G(s)$ است و هیچ مود ناپایدار پنهانی وجود ندارد

7-4 پایداری مقاوم سیستم های غالب قطری

در بخشهای قبل پایداری سیستم با فرض در دسترس بودن مدل دقیق آن را بررسی کردیم



شکل 6-4 سیستم فیدبک بانحراف جمع شونده

در عمل در اکثر سیستم های صنعتی به واسطه خطای مدل سازی یا تغییرات پارامتر سیستم همواره مقدار نامعینی در سیستم کنترل موجود خواهد بود برای آشنایی با مفاهیم کنترل مقاوم نامعینی ساختاری یا غیر ساختاری و پایداری مقاوم به فصل دهم مراجعه کنید در اینجا با فرض آشنایی خواننده با تعاریف انواع نامعینی و پایداری مقاوم به بررسی پایداری مقاوم سیستم های غالب قطری خواهیم پرداخت

1 7 4 پایداری سیستم های فیدبک بانحراف خطی

سیستم فیدبک نشان داده شده در شکل 4-6 را در نظر بگیرید این شکل یک سیستم فیدبک با انحراف

جمع شونده را نشان می دهد در این شکل $Q(s)$ یک ماتریس تابع تبدیل گویای $m \times m$

و ماتریس فیدبک قطری به صورت $F = \text{diag}\{f_1, \dots, f_m\}$ می باشد که در آن $(i = 1, \dots, m) F_i \in IR$

ماتریس $\Delta Q(s)$ یک ماتریس چند جمله ای گویای $m \times m$ به عنوان ماتریس انحراف جمع شونده برای

$Q(s)$ می باشد این ماتریس پایدار بانرم کراندار فرض شده است برای تعریف نرم به تعریف 5-9

مراجعه کنید به عبارت دیگر

$$\sup_{s \in D} \|\Delta Q(s)\| \leq \bar{d} < \infty \quad 4-7-1$$

که در آن D مرز نایکوئیست است از اینرو ماتریس های تابع تبدیل حلقه باز و حلقه بسته منحرف شده

به ترتیب عبارتند از

$$Q'(s) = Q(s) + \Delta Q(s) \quad 4-7-2$$

و

$$H(s) = [1 + Q(s)F + \Delta Q(s)F]^{-1} [Q(s) + \Delta Q(s)] \\ = R'(s)^{-1} \cdot Q'(s)$$

که در آن $R'(s) = [1 + Q'(s)F]$ ماتریس تفاضلی برگشتی سیستم منحرف شده است

بسادگی می توان نشان داد که معادله مشخصه سیستم حلقه باز منحرف شده $Q'(s)$ برابر با

حاصل ضرب معادله مشخصه $Q(s)$ و $\Delta Q(s)$ است به عبارت دیگر

$$\psi'_1 = \psi_1 \cdot \Delta \psi \quad 5-7-4$$

قضیه 4-12 سیستم حلقه بسته منحرف شده برای کلیه انحرافات پایدار $\Delta Q(s)$ و کلیه $s \in D$

پایدار است اگر و فقط اگر

$$\det[1+\Delta Q(s)R^{-1}(s)] \neq 0 \quad (\text{الف})$$

$$N[\Delta\Gamma, 0] = 0 \quad (\text{ب})$$

که در آن

$$R(s) \triangleq (F^{-1} + Q(s))$$

4-7-2 پایداری سیستم غالب قطری بانحراف

حاشیه پایداری داده شده توسط لم 4-5 سیستم های منحرف شده معیاری گرافیکی به صورت چرخ زدنهای حول نقطه خاصی را ارایه نمی کند این معیار یک معیار جبری صرف است در این بخش با فرض غلبه قطری بودن سیستم نامی $(F^{-1} + Q(s))$ یک معیار برپا پایداری سیستم های حلقه بسته منحرف شده بر حسب تعداد دور زدنهای و به صورت ترسیمی همانند معیار پایدار نایکوئیست بخشهای قبل ارایه خواهیم کرد

قضیه 4-13 اگر

الف) سیستم نامی حلقه بسته پایدار باشد

ب) $(F^{-1} + Q(s))$ غالب ستونی یاردیفی بر روی D باشد

ج) به ترتیب

$$\bar{d}_1 < \inf_{s \in D} dc(s) \quad 10-7-5$$

یا

$$\bar{d}_\infty < \inf_{s \in D} d_r(s) \quad 11-7-5$$

که در آن ترتیب

$$\overline{d}_1 \triangleq \sup_{s \in D} \|\Delta Q(s)\|_1 \quad 12-7-5$$

يا

$$\overline{d}_\infty \triangleq \sup_{s \in D} \|\Delta Q(s)\|_\infty \quad 13-7-5$$

آنگاه سیستم حلقه بسته منحرف شده نشان داده شده در شکل 5-6 پدیدار است

قضیه 4-14 سیستم حلقه بسته منحرف شده برای کلیه انحرافات پایدار $\Delta q(s)$ و کلیه $s \in D$ پایدار

است اگر فقط اگر

$$\det [I + \hat{H}^{-1}(s) \Delta q(s) F] \neq 0 \quad s \in D \quad \text{به ازا کلیه} \quad 15-7-5$$

پایداري سيستم منحرف شده حلقه بسته با شرايط کافي زير تضمين مي شود

قضیه 4-15 اگر شرایط زیر برقرار باشند

(الف) سیستم نامی پایدار باشد

(ب) $H(s)$ بر روی D غالب ستونی یاردیفی باشدوبه ترتیب

$$\overline{m} \propto \lim_{s \in D} \int_{\mathbb{R}^n} f_m(s) \, \mathbb{L} \, \overline{m} \, \mathbb{1} \propto \lim_{s \in D} \int_{\mathbb{R}^n} f_m(s) \, (\mathcal{J}$$

آنگاه سیستم منحرف شده حلقه بسته در شکل 5-7 پایدار است که در آن به ترتیب

$$\overline{m} 1_\infty \Delta \sup_{s \in D} \|\Delta Q(s)\|_1 \cdot \max_i \{f_i\} \quad 18-7-5$$

١٢

$$\overline{m}_{\infty} \triangleq \sup_{s \in D} \|\Delta Q(s)\|_1 \cdot \max_i \{f_i\} \quad 19-7-4$$

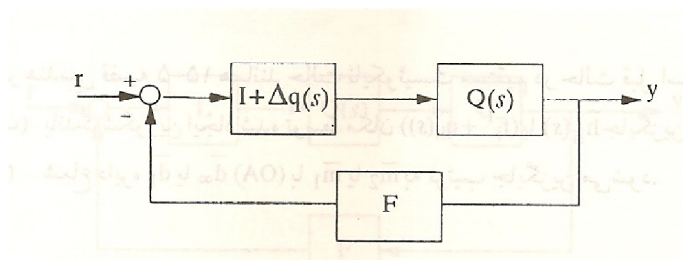
9

$$m_c(s) \triangleq \min_j \left\{ \left| \hat{h}_{ij}(s) \right| - \sum_{j=1}^m \left| \hat{h}_{ij}(s) \right| \right\} \quad 20-7-4$$

یا

$$m_r(s) \triangleq \min_j \left\{ \left| \hat{h}_{ij}(s) \right| - \sum_{j=1}^m \left| \hat{h}_{ij}(s) \right| \right\}$$

که در آن $\hat{h}_{ij}(s) = \hat{q}_{ij}(s) + f_1$



شکل 7-4 سیستم فیدبک با انحراف ضرب شونده

4-7-3 اثر جبر انساها بر پایداری مقاوم

در این بخش به اختصار تاثیر پیش و پس جبر انسازی را بر پایداری مقاوم سیستم های فیدبک خطی

بررسی می کنیم شکل 4-17 یک چنان سیستم کنترلی را نشان می دهد

می توان نشان داد که باین جبر انساها، معیار پایداری مقاوم زیرا را برای سیستم فیدبک خواهیم داشت.

$$\|U \Delta Q(s)L\| < \left\| [F^{-1} + UQ(s)L]^{-1} \right\|^{-1} \quad 20-7-4$$

بنابراین کران برون نامعینی غیرساختاری سیستم $Q(s)$ به صورت زیر داده می شود

$$\|\Delta Q(s)\| < \left\| [F^{-1} + UQ(s)L]^{-1} \right\|^{-1} \frac{1}{\|L\| \|U\|} \quad 21-7-4$$

همانطور که از معادله (21-7-4) مشاهده می شود حاشیه پایداری سیستم منحرف شده به بهره جبران سازی L و U بستگی خواهد داشت ادامه این تحلیل به صورت کلی بسیار مشکل می شود و لذا برای سادگی تنها انحرافات قطری را بررسی می کنیم .

انحرافات قطری اگر انحرافات را به صورت قطری فرض کنیم خواهیم است $\Delta Q(s) = \text{diag}(\Delta q_i)$ هم چنین اگر $L=U^{-1}=W$ باشد که در آن $w = \text{diag}\{w_i\}$ برای $w_i > 0$ ($i=1, \dots, m$) آنگاه جبران سازی نشان دهنده یک تبدیل همانندی است و طرف چپ معادله 20-7-4 تغییری نخواهد کرد به عبارت دیگر $\|U \Delta Q L\| = \|\Delta Q\|$ می باشد از اینرو تنها طرف راست معادله 20-7-4 به W وابسته می باشد و میتوان W را به صورت بهینه ای چنان انتخاب کرد که بهترین حاشیه پایداری را داشته باشیم

تاثیر پیش جبران ساز اگر در سیستم فیدبک نشان داده شده در شکل 7-4 قرار دهیم $L=K(s), U=1$ نشان داده شد که بهره این پیش جبران ساز توسط معادله (21-7-4) بر پایداری سیستم تاثیر می گذارد لیکن نرم ماتریس K تاثیر بر اندازه غلبه ستونی سیستم جبران شده Q_k ندارد از اینرو می توان برای یک k حقیقی، $\|K\| = 1$ را برابر بایک انتخاب کرد در این صورت شرط پایداری سیستم منحرف شده با پیش جبران ساز k به صورت زیر خواهد بود

$$\|\Delta Q(s)\|_1 < \left\| [F^{-1} + Q(s)]^{-1} \right\|^{-1} \quad (23-7-4)$$

شبیه سازی و طراحی کنترل کننده

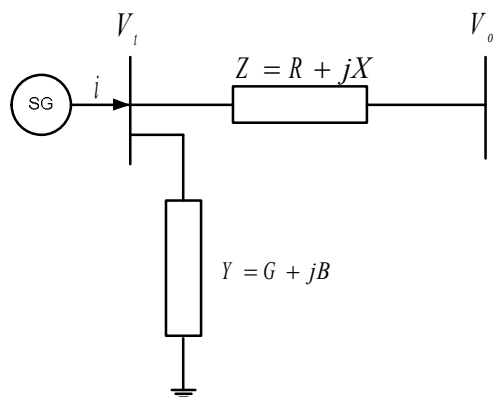
1-5 مقدمه

در این فصل مدل سیستم قدرت برای سیگنال کوچک را شرح می دهیم و سپس معادلات لازم برای یافتن ضرایب مدل هفرون - فیلیپس را مطابق رفرنس اصلی درس ذکر میکنیم. مدل هفرن فیلیپس به عنوان مدل پایه برای مطالعات دینامیکی نوسانات فرکانس پایین محسوب می شود. سپس پایداری مدل را بررسی کرده و کنترل کننده مورد نظر را طراحی و پاسخهای سیستم را بعد از اضافه کردن کنترل کننده مجددا بررسی و مقایسه می کنیم.

2-5 بدست آوردن ضرایب مدل هفرون - فیلیپس (تک ماشین به شین بی نهایت)

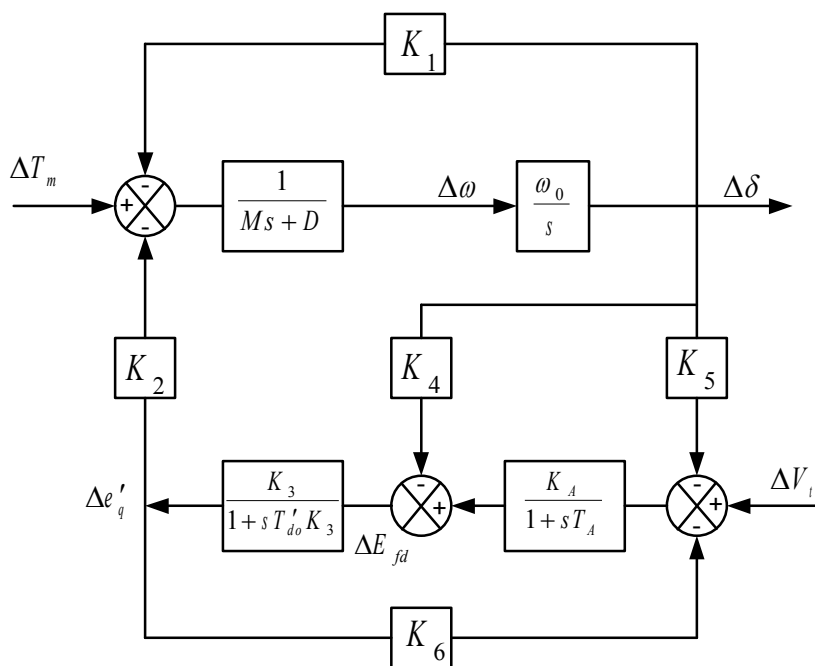
در این مدل، متونشی یک امپدانس سری و یک ادمیتانس موازی به شینه بی نهایت وصل می شود.

در این مدل، پایداری و یا ناپایداری ماشین در نتیجه اتصال به شبکه توسط شش پارامتر K_1 تا K_6 مشخص می شود که برخی از این پارامترها به شبکه وابسته اند چون برای محاسبه ضرایب K_1 تا K_6 در مدل هفرن فیلیپس، به جریان های آرمیچر در محورهای d و q احتیاج داریم.



شکل 1-5 مدل تک ماشین به شین بی نهایت

در شکل (1-5) مدل تک ماشین به شین بینهایت ژنراتور سنکرون آورده شده است که در آن i جریان خروجی و v_t ولتاژ ترمینالهای ژنراتور و v_0 ولتاژ شین بینهایت می باشد. Z امپدانس خط انتقال و Y ادمیتانس بار محلی می باشد. بلوک دیاگرام مدل هفرون - فیلیپس در زیر آمده است.

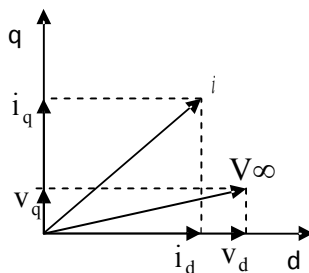


شکل 2-5 مدل هفرون فیلیپس تک ماشین به شین بی نهایت

دو حلقه اساسی در شکل زیر به چشم می خورد. یکی حلقه مکانیکی در بالا و یکی حلقه الکتریکی در پایین. معادلات خطی شده به کار گرفته شده اند به علت اینکه نوسانات

کوچک هستند. در این شکل M ثابت اینرسی D ثابت میرایی مکانیکی است. حلقه الکتریکی شامل یک کنترل تکمیلی u_E به اضافه تغییرات ولتاژ است.

برای یافتن پارامترها، ابتدا مولفه های جریان و ولتاژ را بر روی محورهای d و q بدست می آوریم:



شکل 3-5 تجزیه ولتاژ و جریان روی محورهای d و q

$$Z = R + jX$$

$$Y = G + jB$$

$$i = Y \cdot V + Z^{-1}(V - V_{\infty})$$

(1-5)

با ضرب طرفین در Z داریم :

$$Z \cdot i = ZY \cdot V + V - V_{\infty} = (1 + ZY)V - V_{\infty}$$

$$i = i_d + ji_q$$

$$V = V_d + jV_q$$

(2-5)

برای سادگی تغییر متغیرهای زیر را انجام می دهیم که خواهیم داشت:

$$1 + ZY = M_1 + jM_2$$

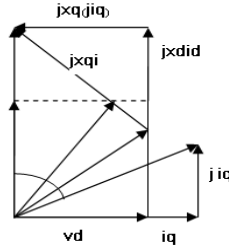
(3-5)

$$\bar{V}_{\infty} = V_{\infty}(\sin \delta + j \cos \delta)$$

(4-5)

$$\begin{bmatrix} R & -X \\ X & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & -M_2 \\ M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - V_{\infty} \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix}$$

(5-5)



شکل 4-5

با توجه به شکل (4-5) داریم :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} e'_q - \begin{bmatrix} 0 & -X_q \\ X'_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6-5)$$

با توجه به روابط ، i_q و i_d به صورت زیر بدست خواهند آمد :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} e'_q - \frac{V_\infty}{(R - M_2 X'_d)(R - M_2 X_q) + (X + M_1 X_q)(R - M_1 X'_d)} \begin{bmatrix} R - M_2 X_q & X + M_1 X_q \\ -R + M_1 X'_d & R - M_2 X'_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (7-5)$$

که در آن داریم:

$$Y_d \equiv \frac{(M_1(X + M_1 X_q) - M_2(R - M_2 X_q))}{(R - M_2 X'_d)(R - M_2 X_q) + (X + M_1 X_q)(R - M_1 X'_d)} \quad (8-5)$$

$$Y_q \equiv \frac{(M_1(R - M_2 X'_d) + M_2(R - M_1 X'_d))}{(R - M_2 X'_d)(R - M_2 X_q) + (X + M_1 X_q)(R - M_1 X'_d)} \quad (9-5)$$

معادله بالا یک معادله غیر خطی است و لازم است تا خطی شود:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} \Delta e'_q + \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (10-5)$$

که خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \frac{V_\infty}{(R - M_2 X'_d)(R - M_2 X_q) + (X + M_1 X_q)(R - M_1 X'_d)} \begin{bmatrix} -R + M_2 X_q & X + M_1 X_q \\ R - M_1 X'_d & R - M_2 X'_d \end{bmatrix} \quad (11-5)$$

توجه به این نکته معادلات مربوط به ولتاژ و جریان به دست آمده است، حال پارامترهای مدل هفرن فیلیپس (ضرائب K_1 تا K_6) را به دست می آوریم:

$$T_e \approx P_e = i_q \cdot v_q + i_d \cdot v_d \quad (12-5)$$

با جایگذاری v_d و v_q در معادله بالا داریم:

$$T_e = i_q e'_q + (X_q - X'_d) i_d i_q \quad (13-5)$$

معادله قبل را خطی می کنیم:

$$\Delta T_e = \Delta i_q e'_{q0} + i_{q0} \Delta e'_q + (X_q - X'_d) \left(\Delta i_{q0} i_d + \Delta i_d i_{q0} \right) \quad (14-5)$$

با جایگذاری مقادیر i_d و i_q در معادله خطی شده بالا داریم:

$$(15-5)$$

$$\Delta T_e = i_{q0} \Delta e'_q + e'_{q0} (Y_q \Delta e'_q + F_q \Delta \delta) + (X_q - X'_d) i_{d0} (Y_q \Delta e'_q + F_q \Delta \delta) + i_{q0} (Y_d \Delta e'_q + F_d \Delta \delta)$$

برای K_1 و K_2 داریم:

$$(\phi_d = \text{cte}) \Rightarrow K_1 = \frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} \quad (16-5)$$

$$(\delta = \text{cte}) \Rightarrow K_2 = \frac{\Delta T_e}{\Delta e'_q} \quad (17-5)$$

برای بدست آوردن K_3 و K_4 از روابط زیر استفاده می کنیم:

$$(18-5)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{M} (T_m - T_e - T_D)$$

$$\dot{\delta} = \omega_b (\omega - 1)$$

$$e'_q = \frac{1}{T'_{do}} [E_{FD} - e'_q - (X_d - X'_d) i_d]$$

معادلات بالا را خطی می‌کنیم:

$$\begin{aligned}(1+sT'_{do})\Delta e'_q &= \Delta E_{FD} - (X_d - X'_d)\Delta i_d \\ (1+sT'_{do})\Delta e'_q &= \Delta E_{FD} - (X_d - X'_d)(Y_d\Delta e'_q + F_d\Delta\delta) \\ (1+(X_d - X'_d)Y_d)(1+sK_3T'_{do})\Delta e'_q &= \Delta E_{FD} - (X_d - X'_d)F_d\Delta\delta \\ (1+sK_3T'_{do}) &= K_3(\Delta E_{FD} - K_4\Delta\delta)\end{aligned}\quad (19-5)$$

در نتیجه داریم:

$$\begin{aligned}K_3 &= \frac{1}{1+(X_d - X'_d)Y_d} \\ K_4 &= (X_d - X'_d)F_d\end{aligned}\quad (20-5)$$

برای محاسبه K_5 و K_6 به طریق زیر عمل خواهیم کرد:

با استفاده از معادله ولتاژ ترمینال ماشین داریم:

$$v^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (21-5)$$

این معادله را نیز به صورت زیر خطی می‌کنیم:

$$\Delta V = \left(\frac{v_{d0}}{v_0} \right) \Delta v_d + \left(\frac{v_{q0}}{v_0} \right) \Delta v_q \quad (22-5)$$

که فرم ماتریسی آن در زیر آورده شده است:

$$\Delta V = \begin{bmatrix} \frac{v_{d0}}{v_0} & \frac{v_{q0}}{v_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (23-5)$$

از قبل داشتیم:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} \Delta e'_q + \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \Delta \delta$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Delta e'_q - \begin{bmatrix} 0 & -X_q \\ X'_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix}$$

(24-5)

با جایگذاری جریان در معادله ولتاژ خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Delta e'_q + \begin{bmatrix} 0 & -X_q \\ X'_d & 0 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} \Delta e'_q + \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \Delta \delta \right\}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -X_q \cdot Y_q \\ 1 - X'_d \cdot Y_d \end{bmatrix} \Delta e'_q - \begin{bmatrix} -X_q \cdot F_q \\ X'_d \cdot F_d \end{bmatrix} \Delta \delta$$

(25-5)

نهایتاً با جایگذاری مولفه های ولتاژ در معادله ولتاژ خطی شده داریم:

(26-5)

$$\Delta v = \left(-X_q \cdot Y_q \cdot \frac{v_{d0}}{v_0} + (1 - X'_d \cdot Y_d) \frac{v_{q0}}{v_0} \right) \Delta e'_q - \left(\frac{-v_{d0}}{v_0} \cdot X_q \cdot F_q - X'_d \cdot F_d \cdot \frac{v_{q0}}{v_0} \right) \Delta \delta$$

$$\begin{bmatrix} K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ v_{q0} / v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_d & F_q \\ Y_d & Y_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -X'_d v_{q0} / v_0 \\ X_q v_{d0} / v_0 \end{bmatrix}$$

3-5 طراحی PSS برای مدل تک ماشین به شین بی نهایت

ابتدا ضرائب را برای یکی از ماشین های شبکه مورد نظر بدست می آوریم و سپس به طراحی پایدار ساز می پردازیم

جدول 1 5

$K_1 = 1.0657$	$f = 60$
$K_2 = 0.7570$	$K_d = 324$
$K_3 = 0.6222$	$T_d = 0.02$
$K_4 = 0.3217$	$X_d = 0.625$
$K_5 = -0.0056$	$X'_d = 0.2$
$K_6 = 0.6856$	$X_q = 0.625$
$D = 10$	
$M = 20.7$	

1-3-5 معادلات حالت

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

(27-5)

معادلات سیستم پس از خطی سازی به شکل معادلات حالت زیر درمی آید. ماتریس زیر براساس مدل کامل تحریک درمدل تعمیم یافته هفرون-فیلیپس است و به همین علت پارامترهای تحریک را به صورت کامل در نظر گرفته است که ما هم براساس آن معادلات ماتریس A را در فایل MATLAB ضمیمه بدست آورده ایم.

$$(28 \ 5)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{e}'_q \\ \Delta \dot{E}_{FD} \\ \Delta \dot{x}_1 \\ \Delta \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & 0 & 0 \\ \omega_b & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_4}{T'_{d0}} & -\frac{1}{T'_{d0} K_3} & \frac{1}{T'_{d0}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{S_E + K_E}{T_E} & \frac{1}{T_E} & 0 \\ 0 & -\frac{K_A K_5}{T_A} & -\frac{K_A K_6}{T_A} & 0 & -\frac{1}{T_A} & -\frac{K_A}{T_A} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{(S_E + K_E) K_F}{T_E T_F} & \frac{K_F}{T_E T_F} & -\frac{1}{T_F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta \delta \\ \Delta e'_q \\ \Delta E_{FD} \\ \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \end{bmatrix}$$

حال با توجه به ضرائب بدست آمده از مدل به محاسبه ماتریس A می پردازیم :

$$A = \begin{bmatrix} -0.48 & -0.0515 & -0.0366 & 0 & 0 & 0 \\ 376.9911 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0469 & -0.2343 & 0.1458 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.4340 & 2 & 0 \\ 0 & 90.72 & -1110 & 0 & -50 & -16200 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0334 & 0.1538 & -1.5385 \end{bmatrix} \quad (29 \ 5)$$

حال از روی ماتریس A ، مقادیر ویژه سیستم را بدست می آوریم :

جدول 2 5

$\lambda_1 = -25.3554 + 43.3941i$
$\lambda_2 = -25.3554 - 43.3941i$
$\lambda_3 = -0.2549 + 4.3930i$
$\lambda_4 = -0.2549 - 4.3930i$
$\lambda_5 = -0.7346 + 1.2047i$
$\lambda_6 = -0.7346 - 1.2047i$

همانگونه که مشاهده می شود ، تمام قطب های سیستم سمت چپ محور هستند ، اما قطب های 3 و 4 بسیار نزدیک محور هستند و اگر تغییری در نقطه کار بوجود آید به راحتی ممکن است که حرکت کرده و به سمت راست محور موهومی حرکت کنند و سیستم را ناپایدار کنند ، بدین جهت پایدارسازی طراحی میکنیم تا این قطب ها را به اندازه کافی از محور موهومی دور کند ، از روی فرکانس قطب های غالب می توان به راحتی فهمید که متعلق به مود مکانیکی هستند چون فرکانس های مود مکانیکی در حدود یک الی یک و نیم هرتز هستند.

برای طراحی پایدارساز جبرانگر ، ابتدا لازم است تا زاویه پس فاز ی ناشی از بخش الکتریکی محاسبه شود. تابع تبدیل این بخش در معادله زیر آورده شده است.

(31-5)

$$G_E(s) = \frac{K_A K_3 (1 + sT_F)}{D(s)}$$

$$D(s) = (1 + sT_A)(K_E + sT_E)(1 + sT_F)(1 + sT'_{d0}K_3) + S_E(1 + sT_A)(1 + sT_F)(1 + sT'_{d0}K_3) + K_F K_A s(1 + sT'_{d0}K_3) + K_3 K_A K_6 (1 + sT_F)$$

با جایگذاری مقادیر مربوطه، زاویه پس فاز ی برابر با 93.6° - به دست می آید که جبران ساز باید این پس فاز ی را جبران کند.

2-3-5 جبران ساز

تابع تبدیل جبران ساز یک جبران کننده پیش فاز است که تابع تبدیل آن در معادله (4) آمده است.

$$G_C(s) = K_C \left(\frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \right)^n \quad (32-5)$$

با اجرای برنامه ، مقدار T_1, T_2, n و K_C به دست می‌آید که مقادیر آنها در زیر آورده شده است:

$$T_1 = 0.2 \quad T_2 = 0.02 \quad n = 3 \quad K_C = 65.56 \quad (33-5)$$

با افزودن سه طبقه PSS ماتریس A_C و برداری X به صورتی که در معادلات زیر نشان داده شده است، در خواهد آمد.

$$\dot{X} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}}_{A_C} X \quad (34-5)$$

$$X = [\Delta\omega \quad \Delta\delta \quad \Delta e'_q \quad \Delta E_{FD} \quad \Delta x_1 \quad \Delta x_2 \quad \Delta x_3 \quad \Delta x_4 \quad \Delta x_5]$$

که ماتریس‌های B, C و D به ترتیب در معادلات زیر چگونگی بدست آوردنشان آورده شده است و ماتریس A نیز در معادله بالا مربوط به A توضیح داده شد

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_A}{T_A} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (35-5)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{M - T_1 D}{T_2 M} & -\frac{T_1 K_1}{T_2 M} & -\frac{T_1 K_2}{T_2 M} \\ \frac{T_1 (M - T_1 D)}{T_2^2 M} & -\left(\frac{T_1}{T_2}\right)^2 \frac{K_1}{M} & -\left(\frac{T_1}{T_2}\right)^2 \frac{K_2}{M} \\ \frac{K_C T_1^2 (M - T_1 D)}{T_2^3 M} & -\left(\frac{T_1}{T_2}\right)^3 \frac{K_1 K_C}{M} & -\left(\frac{T_1}{T_2}\right)^3 \frac{K_2 K_C}{M} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_2} & 0 & 0 \\ \frac{T_1 (M - T_1 D)}{T_2^2 M} & -\frac{1}{T_2} & 0 \\ \frac{K_C T_1 (T_2 - T_1)}{T_2^3} & \frac{K_C (T_2 - T_1)}{T_2^2} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix}$$

با استفاده از روابط و ماتریس های بالا ماتریس A جدید که ناشی از اضافه شدن پایدارساز است را بدست

می آوریم

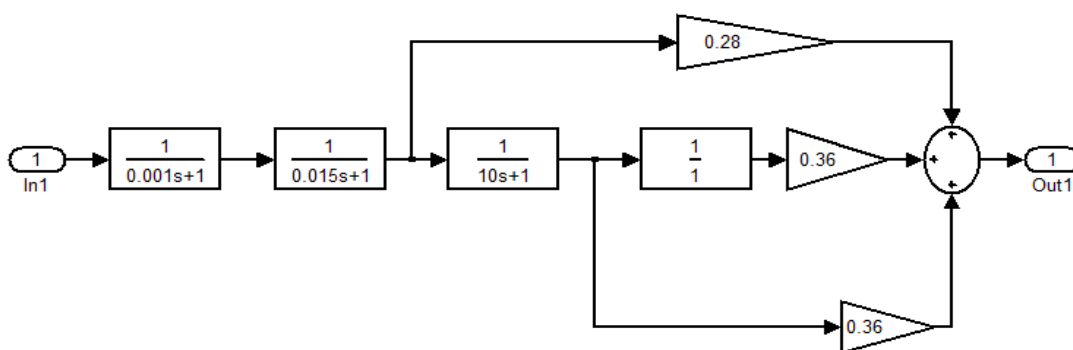
(36-5)

$$A_C = \begin{bmatrix} -0.48 & -0.05 & -0.03 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 376.99 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.04 & -0.23 & 0.14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.43 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 90.72 & -1110 & 0 & -50 & -16200 & 0 & 0 & 16200 \\ 0 & 0 & 0 & -0.03 & 0.15 & -1.53 & 0 & 0 & 0 \\ 45.16 & -0.51 & -0.36 & 0 & 0 & 0 & -50 & 0 & 0 \\ 451.69 & -5.14 & -3.65 & 0 & 0 & 0 & -450 & -50 & 0 \\ 296130 & -3375 & -2397 & 0 & 0 & 0 & -295020 & -29502 & -50 \end{bmatrix}$$

جدول 3-5

$\lambda_1 = -82.8813 + 42.2922i$
$\lambda_2 = -82.8813 - 42.2922i$
$\lambda_3 = -8.0207 + 52.8202i$
$\lambda_4 = -8.0207 - 52.8202i$
$\lambda_5 = -1.1101 + 4.0536i$
$\lambda_6 = -1.1101 - 4.0536i$
$\lambda_7 = -0.6549 + 1.0853i$
$\lambda_8 = -0.6549 - 1.0853i$
$\lambda_9 = -17.3558$

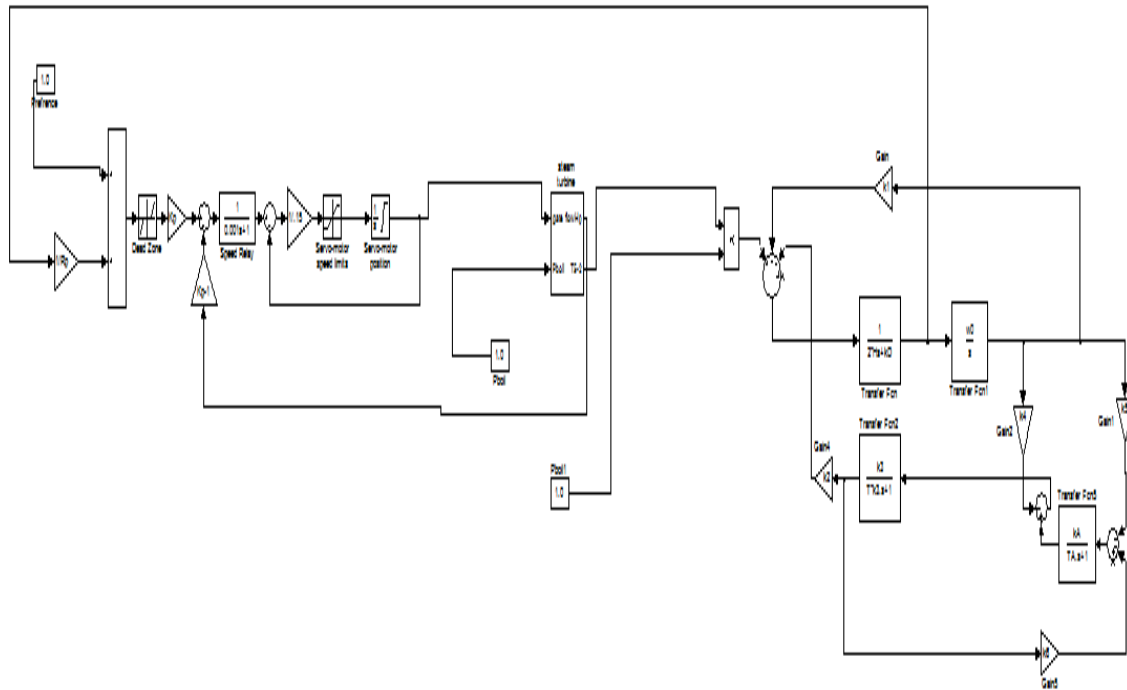
مدل توربین و گاورنر نیز بصورت خطی شده می توان بصورت زیر ذکر کرد:



شکل 5-5

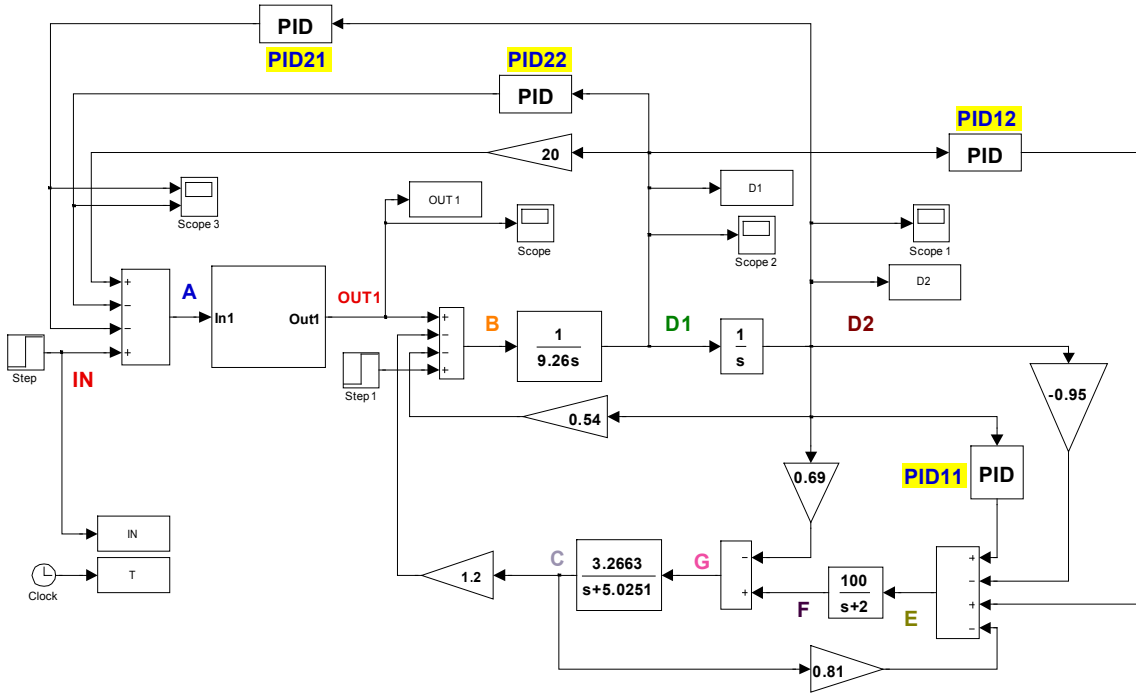
که خروجی این سیستم به به عنوان مرجع بار به ژنراتور وارد می شود(این مدل مدل توربین گاورنر ساده شده خطی مربوط به نیروگاه گازی می باشد)

در کل مدل کامل سیستم بصورت زیر است:



شکل 5-6

4-5 طراحی کنترل کننده پایدار ساز برای سیستم



شکل 7-5

$$OUT1 = 40000 \frac{14s + 5}{(s + 1000)(3s + 200)(10s + 1)} A \quad (37-5)$$

$$A = IN - \left((K_{P22} - 20) + \frac{K_{I22}}{s} + K_{D22}s \right) D_1 - \left(K_{P21} + \frac{K_{I21}}{s} + K_{D21}s \right) D_2$$

$$D_1 = sD_2$$

$$\Rightarrow A = IN - \left((K_{P22} - 20)s + K_{I22} + K_{D22}s^2 \right) D_2 - \left(K_{P21} + \frac{K_{I21}}{s} + K_{D21}s \right) D_2$$

$$\Rightarrow A = IN - \left(\frac{K_{I21}}{s} + (K_{I22} + K_{P21}) + (K_{P22} - 20 + K_{D21})s + K_{D22}s^2 \right) D_2$$

$$OUT1 = \frac{40000(14s + 5)}{(s + 1000)(3s + 200)(10s + 1)} \left(IN - \left(\frac{K_{I21}}{s} + (K_{I22} + K_{P21}) + (K_{P22} - 20 + K_{D21})s + K_{D22}s^2 \right) D_2 \right) (*)$$

$$B = OUT1 - 0.54D_2 - 1.2C$$

$$D_1 = \frac{1}{9.26s} B, D_2 = \frac{1}{9.26s^2} B$$

$$\Rightarrow \boxed{D_2 = \frac{1}{9.26s^2} (OUT1 - 0.54D_2 - 1.2C)} \quad (**)$$

(38-5)

$$C = \frac{3.2663}{s + 5.0251} G$$

$$G = F - 0.69D_2 = \frac{100}{s + 2} E - 0.69D_2$$

$$\boxed{C = \frac{3.2663}{s + 5.0251} \left(\frac{100}{s + 2} E - 0.69D_2 \right)} \quad (***)$$

$$E = \left((K_{P11} + 0.95) + \frac{K_{I11}}{s} + K_{D11}s \right) D_2 - 0.81C + \left(K_{P12} + \frac{K_{I12}}{s} + K_{D12}s \right) D_1$$

$$E = \left((K_{P11} + 0.95) + \frac{K_{I11}}{s} + K_{D11}s \right) D_2 - 0.81C + (K_{P12}s + K_{I12} + K_{D12}s^2) D_2 \quad (39-5)$$

$$\boxed{E = \left(\frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \right) D_2 - 0.81C} \quad (****)$$

(40-5)

$$C \left(\frac{s + 5.0251}{3.2663} + 0.81 \frac{100}{s + 2} \right) = \left(\frac{100}{s + 2} \left(\frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \right) - 0.69 \right) D_2$$

$$\boxed{C = \frac{\frac{100}{s + 2} \left(\frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \right) - 0.69}{\frac{s + 5.0251}{3.2663} + 0.81 \frac{100}{s + 2}} D_2} \quad (*****)$$

(41-5)

$$(**) \Rightarrow 9.26s^2 D_2 = OUT1 + \left(\frac{0.828 - \frac{120}{s+2} \left(\frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \right)}{\frac{s + 5.0251}{3.2663} + 0.81 \frac{100}{s+2}} - 0.54 \right) D_2$$

$$OUT1 = \left[9.26s^2 + 0.54 + \frac{-0.828 + \frac{120}{s+2} \left(\frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \right)}{\frac{s + 5.0251}{3.2663} + 0.81 \frac{100}{s+2}} \right] D_2 \quad (*****)$$

(42-5)

$$OUT1 = \frac{40000(14s + 5)}{(s + 1000)(3s + 200)(10s + 1)} \times$$

$$\left(IN - \frac{OUT1 \left(\frac{K_{I21}}{s} + (K_{I22} + K_{P21}) + (K_{P22} - 20 + K_{D21})s + K_{D22}s^2 \right)}{9.26s^2 + 0.54 + \frac{-0.828 + \frac{120}{s+2} \left(\frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \right)}{\frac{s + 5.0251}{3.2663} + 0.81 \frac{100}{s+2}}} \right)$$

(43-5)

$$\begin{aligned}
 X_1 &= \frac{40000(14s+5)}{(s+1000)(3s+200)(10s+1)} \\
 X_2 &= 9.26s^2 + 0.54 \\
 X_3 &= \frac{s+5.0251}{3.2663} + 0.81 \frac{100}{s+2} \\
 X_4 &= \frac{K_{I11}}{s} + (K_{P11} + 0.95 + K_{I12}) + (K_{D11} + K_{P12})s + K_{D12}s^2 \\
 X_5 &= \frac{K_{I21}}{s} + (K_{I22} + K_{P21}) + (K_{P22} - 20 + K_{D21})s + K_{D22}s^2 \\
 \frac{OUT1}{IN} &= \frac{X_1 \left(X_3 X_2 - 0.828 + \frac{120}{s+2} X_4 \right)}{X_3 X_2 - 0.828 + \frac{120}{s+2} X_4 + X_1 X_3 X_5}
 \end{aligned}$$

-5

(44)

$$X_1 IN = \left(X_2 + \frac{-0.828 + \frac{120}{s+2} X_4}{X_3} + X_1 X_5 \right) D_2 \Rightarrow \frac{D_2}{IN} = \frac{X_1}{\left(X_2 + \frac{-0.828 + \frac{120}{s+2} X_4}{X_3} + X_1 X_5 \right)}, \frac{D_1}{D_2} = s$$

برای تحلیل، پایداری (بررسی قطب‌های توابع تبدیل) و بهره‌ی استاتیکی را در نظر می‌-

گیریم. هدف ردیابی در خروجی $OUT1$ است به همراه صفر شدن D_1, D_2 .

توسط Matlab می‌توان روابط بدست آمده را توسط دستورات سیمبولیک پیاده سازی کرد. بدون وجود کنترلر قطب‌های سیستم به صورت زیر می‌باشد:

$$-1000, -67.31, -3.51 + 16.2i, -3.51 - 16.2i, 0.26, -0.18, 0.42$$

ناپایداری حلقه باز از روی قطب‌های سیستم دیده می‌شود.

ابتدا تنها کنترلر PID_{11} را در نظر می‌گیریم:

- شرط لازم برای پایداری:

$$3 KP_{11} + 196 KD_{11} > 644 \quad (45-5)$$

$$3 KI_{11} + 196 KP_{11} + 19 KD_{11} > 16 \quad (46-5)$$

- بهره‌استاتیکی تابع اول همواره یک است پس فقط کافی است در مورد پایداری آن بحث گردد.

- افزایش بهره موجب کاهش بهره‌ی استاتیکی در تابع دوم می‌گردد، پس باید از K_{D11} برای پایداری استفاده گردد.

- بهره‌ی استاتیکی تابع دوم فقط به ازای $K_{I11} \neq 0$ همواره صفر است.
- افزایش K_{I11} موجب کاهش حاشیه‌ی پایداری خروجی OUT_1 می‌گردد، که با افزایش K_{P11} و یا افزایش زیاد K_{D11} متعادل جبران است ولی افزایش K_{D11} در خروجی D_2 نوسان ایجاد می‌کند.

به عنوان نتیجه:

- ✓ K_{I11} را مقداری در حدود 0/2 قرار می‌دهیم. مقادیر بیشتر از این پایداری را کاهش می‌دهد، مقادیر کوچک نیز دمپ در خروجی D_2 را بسیار کند می‌سازد.

- ✓ K_{D11} را حدود 10 قرار می‌دهیم. کمتر از این مقدار پایداری را کاهش می‌دهد، مقادیر بزرگتر نیز خروجی OUT_1 را بسیار کند می‌سازد.

✓ K_{p11} را مقداری در حدود $\frac{1}{10}$ قرار می دهیم افزایش این پارامتر سرعت پاسخ هر دو خروجی کاهش می یابد و کاهش آن پایداری را کاهش می دهد.

5-5 گسسته سازی:

سیستم داده شده پیوسته است. برای طراحی کنترلر گسسته دو راه حل وجود دارد، یک اینکه سیستم پیوسته را گسسته کرده و برای سیستم گسسته شده کنترلر گسسته طراحی کنیم. راه دوم این است که کنترلر را در حوزه s طراحی کرده و سپس گسسته سازیم. در این پروژه کنترلرهای PID طراحی شده در حوزه s است. پس باید گسسته شوند:

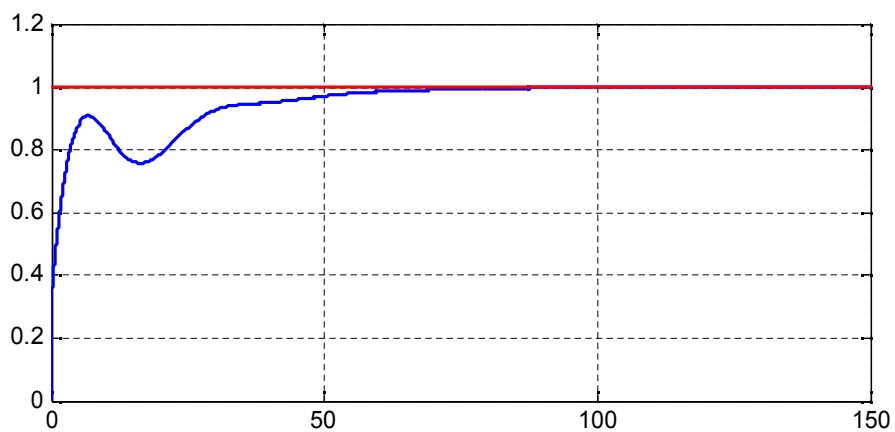
- دو بلوک در داخل زیر سیستم وجود دارد که هنگام گسسته سازی توسط سیمولینک دچار مشکل می شوند. $\frac{1}{0.015s+1} \times \frac{1}{0.001s+1}$ به جای این بلوک معادل گسسته سازی شده $G(z) = \frac{1}{z}$ را قرار می دهیم. در واقع دلیل آن است که زمان نمونه برداری به حد کافی بزرگ تر از 0.001 است.

- تمامی کنترلرها توسط برنامه ی DISC.m گسسته می شوند.
- زمان نمونه برداری با توجه به کندترین قطب سیستم انتخاب می گردد چون سیستم حلقه باز ناپایدار است از همان سیستم پیوسته ی کنترل شده توسط کنترلرهای PID استفاده می کنیم. اگر در محیط سیمولینک از قابلیت خطی سازی موجود در آن استفاده کنیم از دید ورودی خروجی سیستم مقادیر ویژه به صورت زیر بدست می آید:

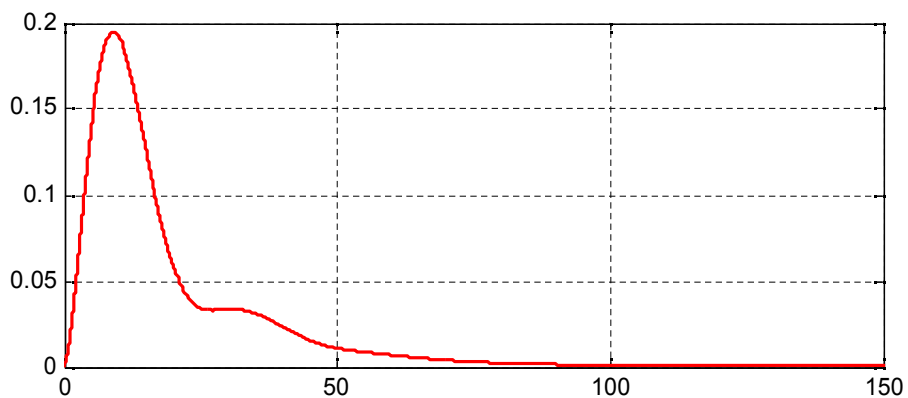
-0.1 , -0.1-0.8j , -0.1+0.8j , -3.5-16.2j , -3.5+16.2j , -66.3 , -1000 , 0.1 , 0.1

پس زمان نمونه برداری را اگر 2 مرتبه سریع تر بگیریم، داریم $T_s=0.05$. البته کمی بالاتر یا پایین تر خیلی مهم نیست.

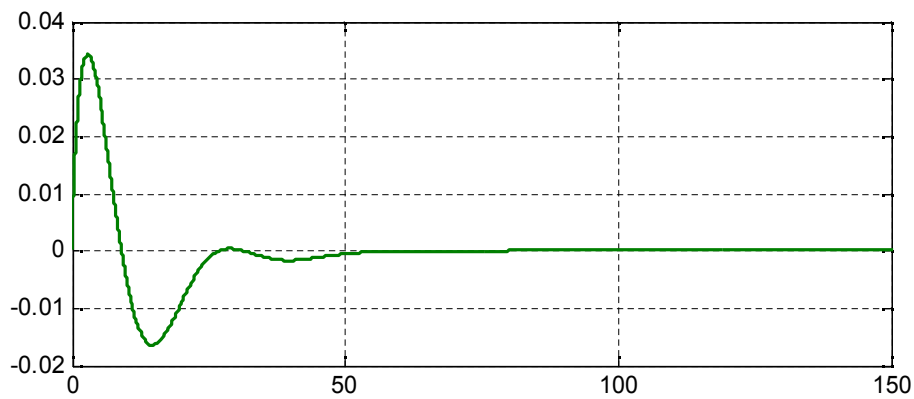
نتایج شبیه سازی در شکل های زیر دیده می شود:



شکل 5-8 خروجی OUT_1



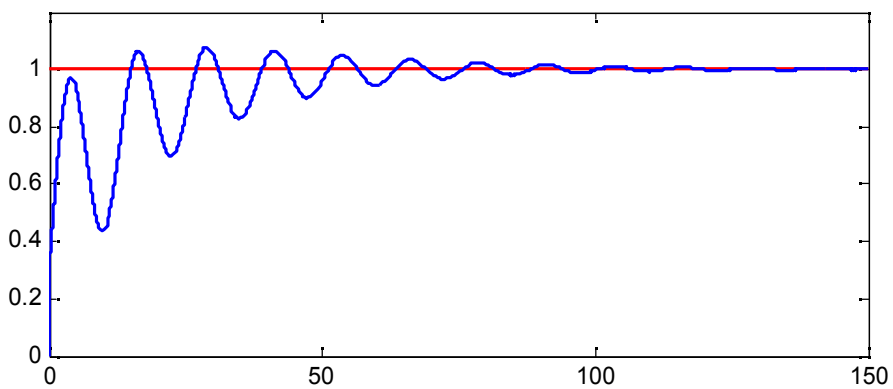
شکل 5-9 خروجی D_2



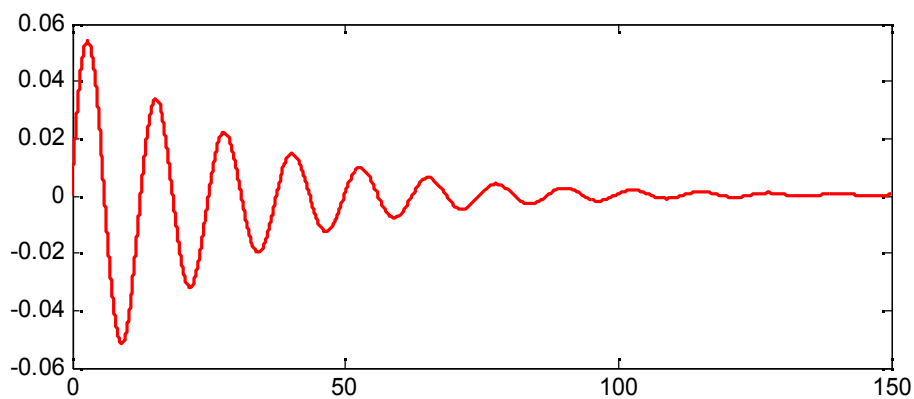
شکل 5-10 خروجی D_1

متجهان میزان مقاوم بودن این کنترلر را نسبت به نامعینی مدل بررسی کرد . از بین پارامترهای سیستم، پارامترهای K_2 , K_6 تاثیر زیادی روی سیستم دارند.

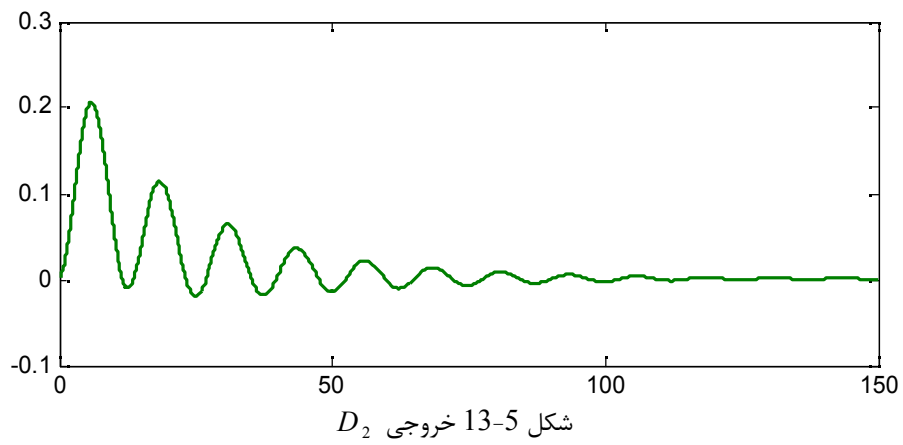
- تاثیر K_6 : اینپارامتر را به اندازه ی 70٪ تغییر داده شد. نتایج در ادامه آمده است.



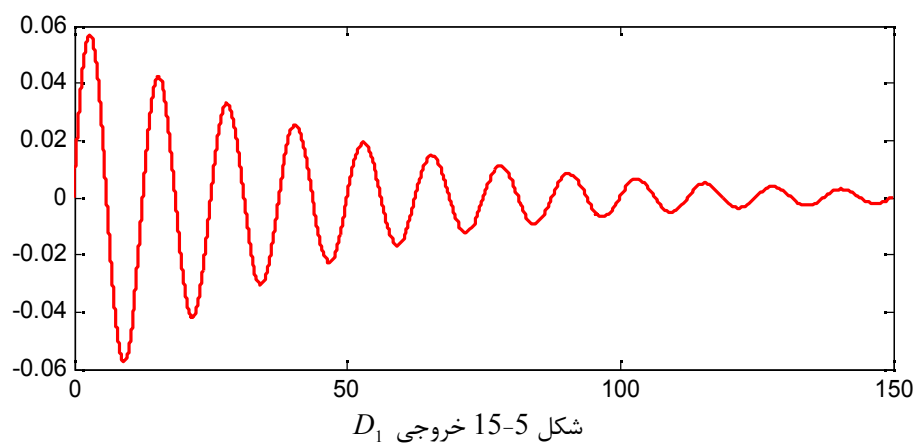
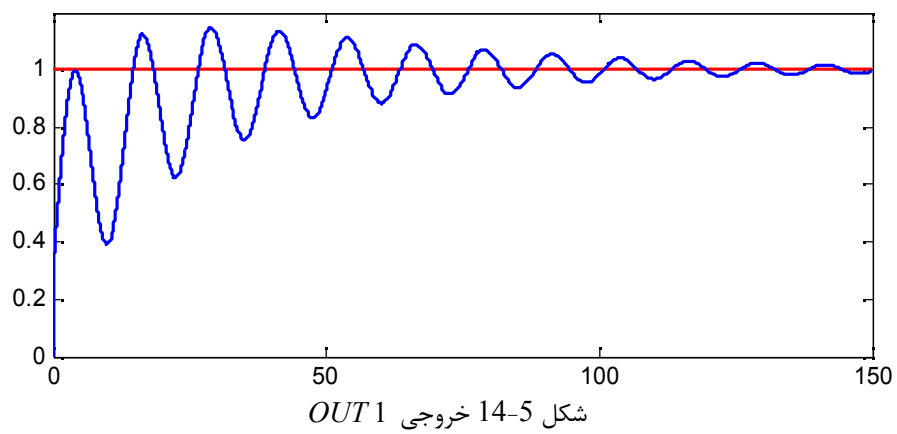
شکل 5-11 خروجی $OUT1$

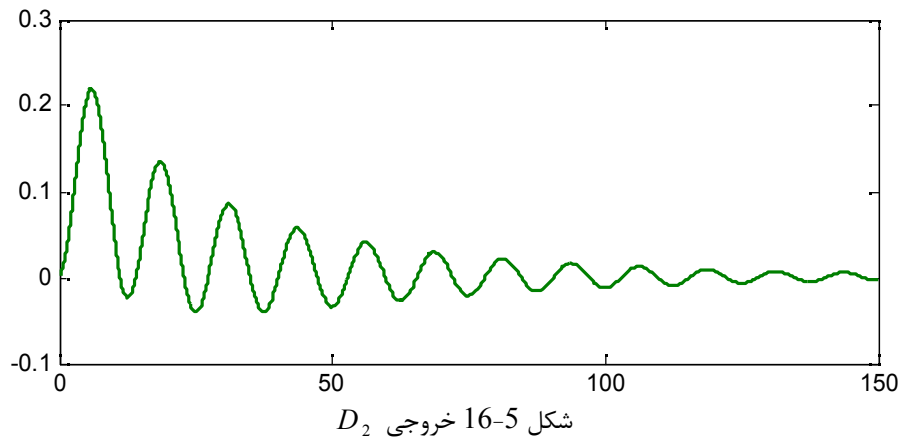


شکل 5-12 خروجی D_1



• تاثیر K_2 : این پارامتر را به اندازه‌ی 42٪ تغییر داده شد. نتایج در ادامه آمده است.





دیده می‌شود که تنها با یک کنترلر نمی‌توان به پاسخ‌های مقاومی دست یافت.

در مرحله‌ی بعدی کنترلر PID_{22} را به تنهایی در نظر می‌گیریم:

شرایط لازم برای پایداری:

$$13.7KP_{22} + 38.7KI_{22} > 16.5 \quad (47-5)$$

$$0.1KI_{22} + 3.8KP_{22} + 1.3KD_{22} > 64 \quad (48-5)$$

بهره‌ی استاتیکی:

$$1/(1 + 0.533 KI_{22}) \quad (49-5)$$

رابطه‌ی فوق نشان می‌دهد که بایستی حتما داشته باشیم: $K_{I22} = 0$

بهره‌ی استاتیکی خروجی D_2 :

$$1/(1.8762 + KI_{22}): (KI_{22}=0): DC=1/1.8762 \quad (50-5)$$

پس این کنترلر به تنهایی قادر نیست بهره‌ی DC را در کانال دو تنظیم کند. این کنترلر قادر است خطای D_2 را بهبود بخشد.

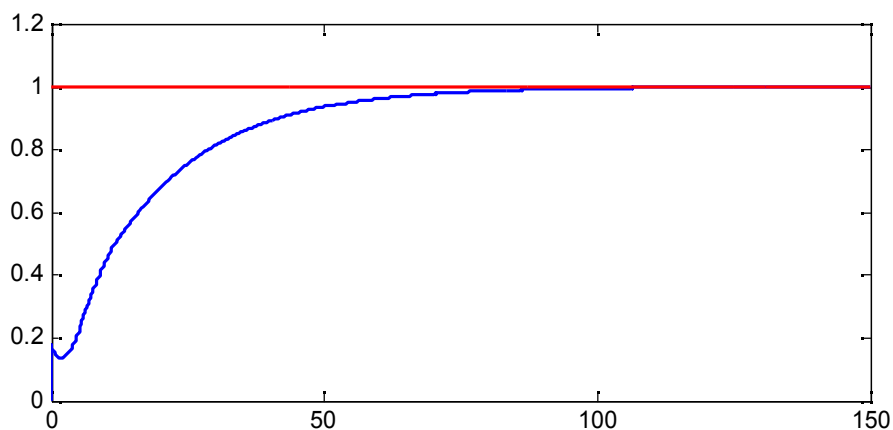
به عنوان نتیجه:

✓ K_{I22} را باید صفر گرفت.

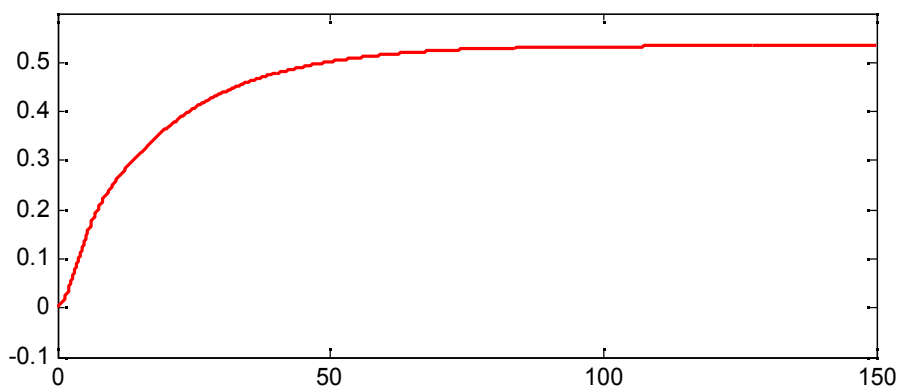
✓ K_{D22} را حدود 20 قرار می‌دهیم.

✓ K_{P22} را مقداری در حدود 40 قرار می‌دهیم.

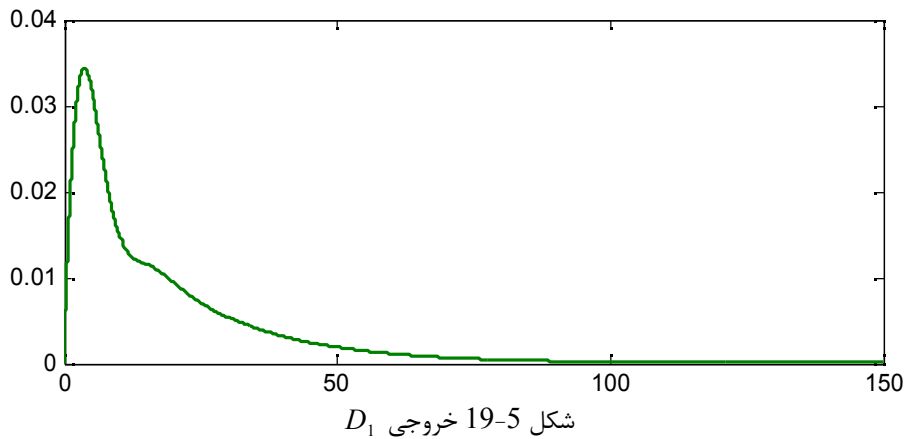
جواب‌هایی که به تنهایی با این کنترلر می‌توان بدست آورد:



شکل 5-17 خروجی OUT_1



شکل 5-18 خروجی D_2

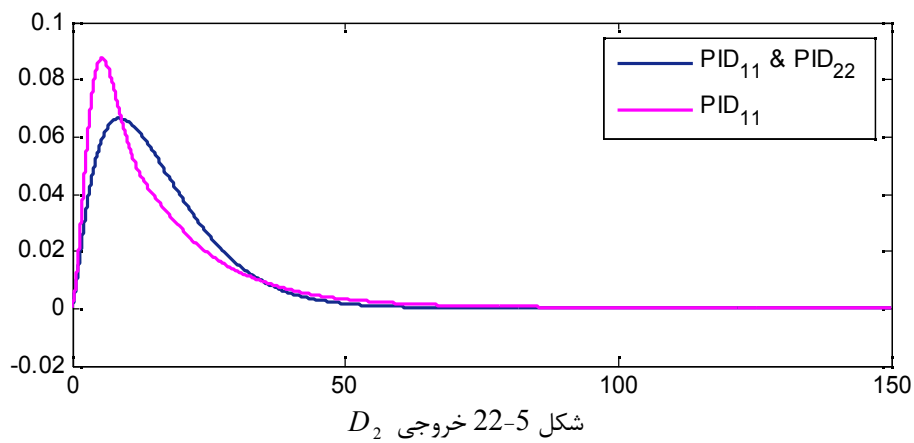
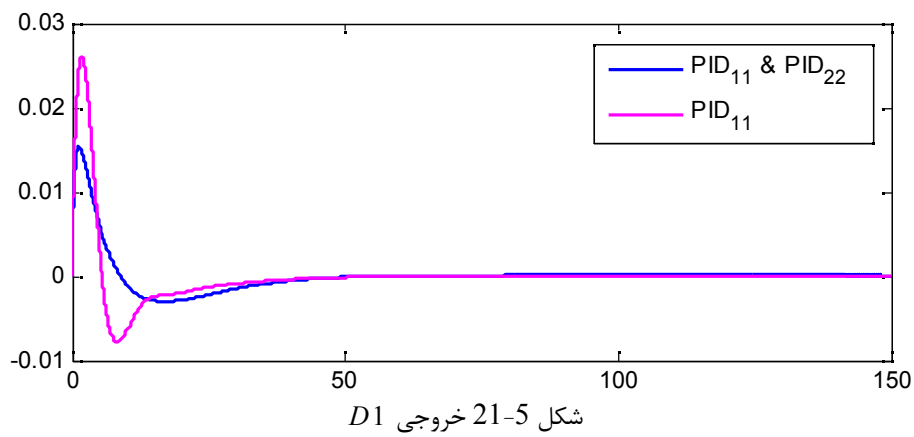
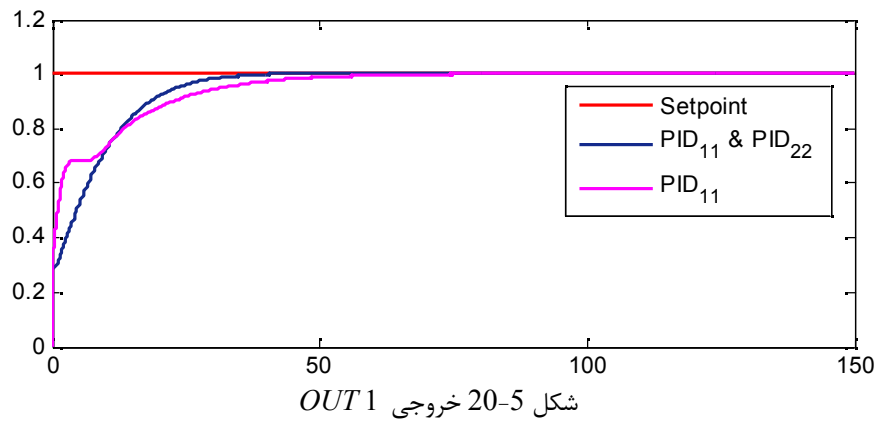


ترکیب این دو کنترلر:

در این حالت نتایجی که بدست می‌آید:

- بهره‌ی DC در دو کانال تنظیم شده است به شرطی که هیچ کدام از پارامترهای کنترلرها صفر نباشد البته شرط لازم و کافی نیست یعنی حتی اگر بعضی پارامترها صفر شوند نیز می‌توان به بهره‌های استاتیکی مدنظر رسید.
- راحت‌ترین روش برای تنظیم این است که همان کنترلر $PID11$ با پارامترهای بخش قبل درنظر گرفته و سپس به صورت تک تک پارامترهای $PID22$ را وارد کنیم و تاثیرشان را ببینیم.
- بهره‌ی $KP22$ کنترلر $PID22$ Robustness سیستم نسبت به نامعینی در مدل را به شدت افزایش می‌دهد.
- پارامترهای انتگرالگیر و مشتقگیر تاثیر چندانی نه روی پاسخ‌ها دارند و نه روی مقاومت، برای ساده شدن تحلیل این دو را صفر قرار می‌دهیم البته می‌توان این دو را به عنوان درجه آزادی سیستم درنظر گرفت و برای برآورده ساختن اهداف کنترلی دیگر بکار گرفت).
- بهره‌ی $KP22$ را 30 در نظر گرفتیم.

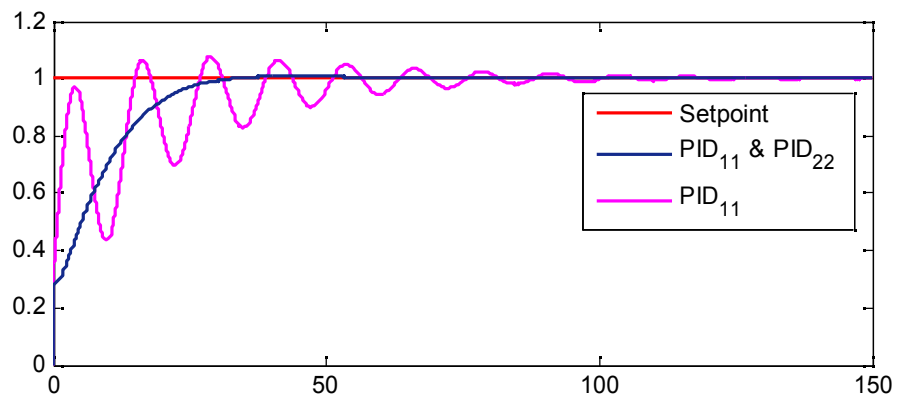
برای مقایسه با بخش اول نتایج را با هم می‌آوریم:



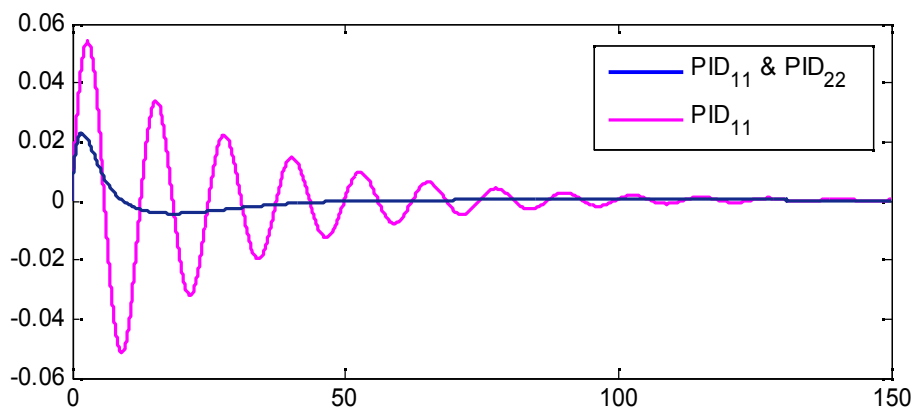
نمودارها نشان می‌دهد که ترکیب دو کنترلر پاسخ‌های بسیار بهتری داشته است.

می‌توان مقاومت را نیز بررسی کرد:

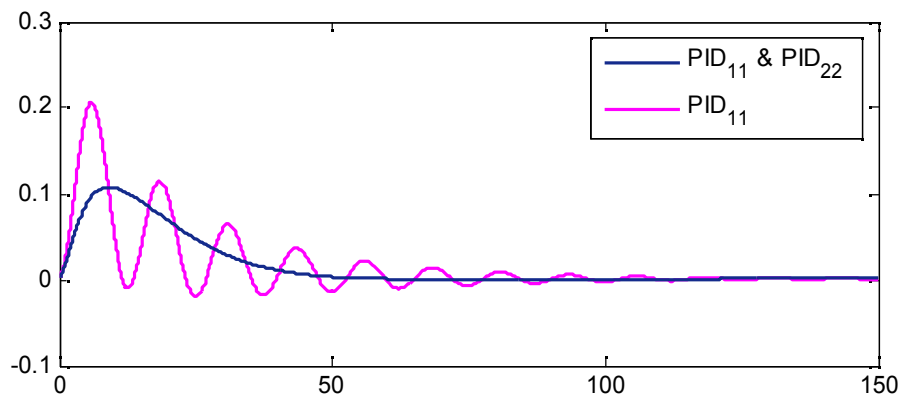
پارامتر K_6 :



شکل 5-23 خروجی OUT_1

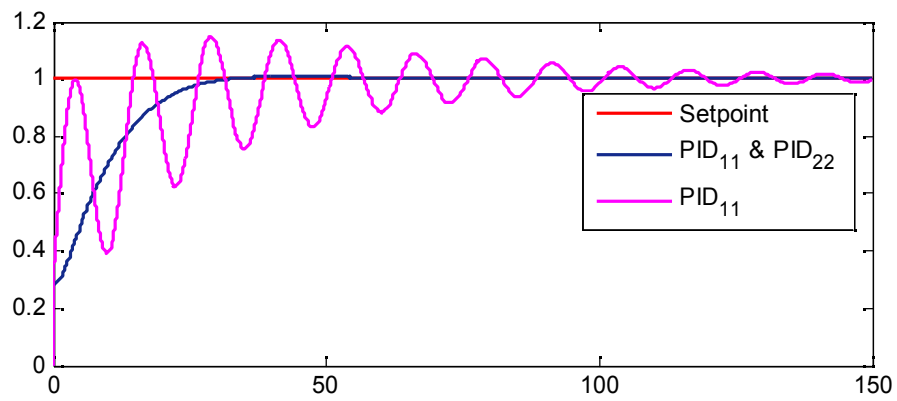


شکل 5-24 خروجی D_1

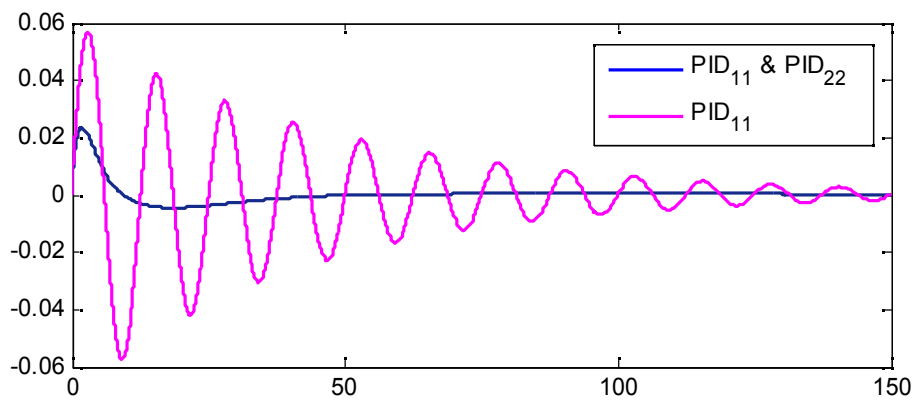


شکل 5-25 خروجی D_2

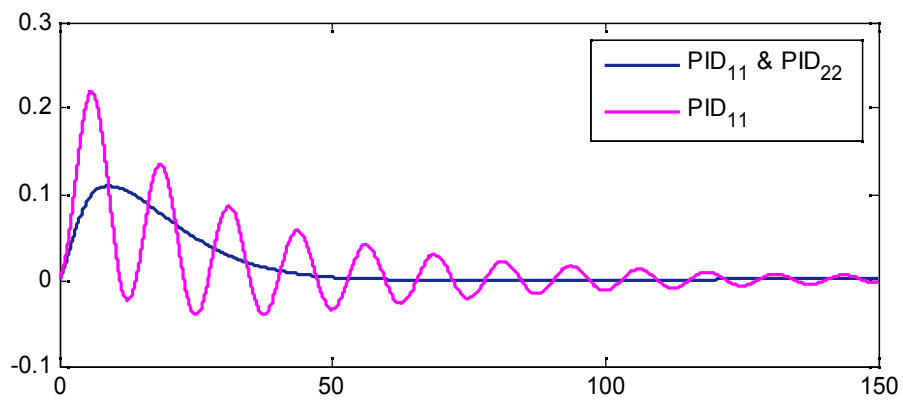
پارامتر K_2 :



شکل 5-26 خروجی OUT_1



شکل 5-27 خروجی D_1



شکل 5-28 خروجی D_2

از نمودارها مقاوم بودن استفاده از دو کنترلر واضح است.

و در نهایت تمامی کنترلرها را با هم در نظر می‌گیریم:

برای کنترلر PID_{12} :

با توجه به ساختار در نظر گرفته شده و همچنین وجود یک انتگرالگیر بین سیگنال های خروجی D_1, D_2 اتفاق جالبی می افتد:

$$D_2 = \frac{1}{s} D_1$$

$$D_2 \left(K_{P11} + \frac{K_{I11}}{s} + K_{D11}s \right) \quad (51-5)$$

$$D_1 \left(K_{P12} + \frac{K_{I12}}{s} + K_{D12}s \right) = D_2 \left(K_{I12} + K_{P12}s + K_{D12}s^2 \right)$$

پس در واقع $KI12$ و $KP12$ نقش جدیدی در حلقه بسته ایفا نمی کنند و تنها $KD12$ موثر است.

با شبیه سازی دیده میشود که این پارامتر روی پاسخ ها تاثیر زیادی ندارد از این پارامتر می توان به عنوان یک درجه ی آزادی استفاده کرد در بر آورده کردن خواسته های کنترلی دیگر.

برای کنترلر PID_{21} :

$$D_2 = \frac{1}{s} D_1$$

$$D_1 \left(K_{P22} + \frac{K_{I22}}{s} + K_{D22}s \right) \quad (52-5)$$

$$D_2 \left(K_{P21} + \frac{K_{I21}}{s} + K_{D21}s \right) = D_1 \left(K_{D21} + \frac{K_{P21}}{s} + \frac{K_{I21}}{s^2} \right)$$

پس در واقع $KD21$ و $KP21$ نقش جدیدی در حلقه بسته ایفا نمی کنند و تنها $KI21$ موثر است.

اگر بخواهیم استاتیکی هر دو کانال را بررسی کنیم می بینیم که اگر $KI21$ مخالف صفر باشد ردیابی را از دست میدهیم، پس در واقع می توان چنین نتیجه گرفت که PID_{21} نقشی در سیستمی که ما تعریف کرده ایم ندارد.

به عنوان نتیجه:

استفاده از دو کنترلر PID_{11}, PID_{22} نتایج بسیار خوبی به همراه داشت.

فهرست منابع و مآخذ

- [1] J.M Maciejowski, Multivariable feedback design, Addison-Wesley, 1989
- [2] A.G.j Mac farlane , Notes on multivariable feedback systems , Lecture notes, Imperial college, University of London, 1954
- [3] H.H Rosenbrock, Computer-Aided control system design, New York; Academic Press, 1974
- [4] A.I. Mess, Achieving diagonal dominance, System and Control Letters, Vol . 1, pp 155-8, 1981
- [5] B. Porter, "Design of error-actuated controllers for unknown multivariable plants", Electron. Lett., vol. 17, pp.106, 1981.
- [5] B.Porter & A.H.Jones, "Design of tunable digital set-Point tracking PID controllers for linear multivariable plants using step-response matrices" , in proc. 25th IEEE conf. Decision contr. Athens, 1986.
- [7] H.Kwakernaak & R.Sivan, "Linear optimal control systems" , New York, Wiley Interscience, 1972.
- [8] B. Porter & A. Khaki-Sedigh, "Robustness properties of tunable Digital set-point tracking PID controllers for linear multivariable plants" , Int. J.Contr. Vol. 49, No.3, 1989.
- [9] B.Porter & Boddy, "Design of tunable digital controllers incorporating dynamic pole-assignment for high-performance aircraft" , IEEE N. Aerospace and Electronics conf. Dayton, Ohio, USA, pp. 23, May 1988.
- [10] P. E. Wellstead & D.L.Prager, "A pole assignment self-tuning regulator" ,proc. IEE, Vol 126, pp. 781-787, 1979.
- [11] K. B. Lee, "Practical aspects of multivariable statistical modeling of a boiler system for an electric power generating unit ", IFAC Power System Modelling and contr. Appl. Brussels, Belgium, 1988.
- [12] Matlab based steady-state analysis of single phase self-excited induction generator international journal of modeling & simulation , 2006, vol. 26

- [13] Detailed modeling and simulation of adjustable speed generator in matlabpower engineering society summer meeting(IEEE) ,2000 ,vol. 4
- [14] Digital PID controller design for multivariable analogue systems with computational input delay IMA, Institute of mathematics and its applications, journal of mathematical control and information ,2004
- [15] MIMO control design for a compact disc player with multiple norm specificationsIEEE transactions on control systems technology,2002, vol. 10
- [16] Multivariable optimal control of generator excitation and speed governor system Electrical engineering in Japan, vol. 104 ,2007
- [17] Robust multivariable control of a turbo-generator by periodic output feedback IEEE, American control conference, 1997, vol. 3
- [18] State-space digital PID controller design for multivariable analog system with multiple time delays Asian Journal of Control ,vol. 8 ,No. 2 ,2008
- [19] Design of digital state H controllers of MIMO systems with prescribed precision Automation and remote Control, vol. 66 , 2005
- [20] Time variant system solutions
- [21] Multivariable feed-water control design for a steam generator IEEE ,Control system magazine, vol 8, 1988
- [22] Robust performance design of multivariable control systems Control Theory and Applications, IEE Proceedings ,vol. 142,2005
- [23] Digital control technology enhances power system reliability and performance
- [24] Digital control system design for a unique MIMO process using QFT technique IEE proceedings, Control theory and applications, 1995 , vol. 142
- [25] MIMO robustness analysis of digital control systems using genetic algorithmsIEEE , Control '98 UKACC international conference , vol. 1, 1998
- [26] Robust self-tuning regulator for a synchronous generator Control Theory and Applications, IEE Proceedings , vol.135,1998
- [27] Linear models for a time-variant permutation generator Information Theory, IEEE Transactions on,vol.45,1999
- [28] Fast fuzzy adaptive exciting control for generator Proceedings of the 41st SICE Annual Conference ,vol. 1,2002
- [29] Controllability and Observability in Multivariable Control Systems SIAM Journal on Control and Optimization, Volume 1 Issue 2

- [30] Performance Monitoring and Diagnosis of Multivariable Model Predictive Control Using Statistical Analysis Institute of Automation, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China, 2005
- [31] Time-variant control design using adaptive identifying observer Energy Conversion Engineering Conference, 1996. IECEC 96. Proceedings of the 31st Intersociety, vol. 1, 1996
- [32] Robust control of time-variant systems with time-varying delay and nonlinear perturbations Control and intelligent systems, 1998