

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده : برق و رباتیک

گرایش : کنترل

طراحی و شبیه سازی کنترل کننده های مقاوم

QFT دیجیتال روی سیستم کشتی

استاد راهنما : دکتر محمد علی صدرنیا

استاد مشاور : دکتر علیرضا الفی

دانشجو : رامین موحد اصل

پایان نامه کارشناسی ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

برپاس تعبیر عظیم و انسانی شان از کلمه ایشار و از خودگذشتگی  
برپاس قلب های بزرگشان که فریادرس است و سرکردانی و ترس در پناہشان به شجاعت می گراید  
برپاس حافظه سرشار و گرمای امید بخش وجودشان که در این سردترین روزگار ان بهترین پشتیبان است  
و برپاس محبت های بی دریغشان که هرگز فروکش نمی کند

این مجموعه را به خانواده عزیزم تقدیم می کنم

درود فراوان خدمت خانواده بسیار عزیز، دلسوز و فداکارم که پیوسته جرعه نوش جام تعلیم و تربیت، فضیلت و انسانیت آنها بوده‌ام و همواره چراغ وجودشان روشنگر راه من در سختی‌ها و مشکلات بوده است، از ایشان تقدیر و تشکر فراوان دارم..

از زحمات بی‌دریغ استاد فرهیخته و بزرگوام ، جناب آقای دکتر صدرنیا و دیگر اساتید توانمند و با دانش و فضیلت دانشکده برق دانشگاه صنعتی شاهرود، که با راهنمایی‌های دلسوزانه خود در پیشبرد این پروژه راهگشای اینجانب بودند، کمال تشکر و سپاسگزاری را دارم.

همچنین از تمامی دوستان که لحظاتی سرشار از صفا و صمیمیت را در کنار خود برایم به یادگار گذاشتند و همیشه اینجانب را مورد لطف و محبت خود قرار داده و به من درس صداقت و مهرورزی آموختند، بسیار سپاسگزارم.

## تعهدنامه

اینجانب رامین موحد اصل دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق-کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه تحت عنوان : طراحی و شبیه سازی کنترل کننده مقاوم کشتی به روش QFT دیجیتال، تحت راهنمایی های دکتر محمد علی صدرنیا متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تا کنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا « **Shahrood University of Technology** » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تاثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجودات زنده (یا بافت های آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.

## تاریخ

### امضای دانشجو

#### مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن ( مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده ) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

## چکیده :

هر سیستم فیزیکی نیاز به یک کنترل کننده دارد، زیرا سیستم های فیزیکی در بیشتر موارد خاصیت پایداری و ردیابی خوبی از خود نشان نمی دهد. به همین دلیل باید یک کنترل کننده یا یک جبران ساز مناسب برای سیستم فیزیکی طراحی شود تا سیستم پایدار باشد و در عین حال ورودی را ردیابی نماید. پرفسور هورویتز در اوایل دهه ۱۹۶۰، تئوری بازخورد کمی را جهت کنترل سیستم ها، توسعه داد. از آن زمان تلاشهای بسیاری برای گسترش قابلیت های روش QFT انجام گردیده است. این روش بر پایه حوزه فرکانس برای طراحی یک سیستم کنترل برای دستگاه های خطی و غیر خطی بنا گردیده است. سیستم کشتی نیز به نوبه خود می تواند دارای یک کنترل کننده برای پایداری و ردیابی باشد. هدف اصلی، هدایت و کنترل سکان کشتی در مانورهایی است که منجر به تغییر مسیر حرکت کشتی یا حفظ مسیر حرکت کشتی و در نهایت، می تواند منجر به بهبود عملکرد و صرفه جویی در مصرف سوخت گردد. مدل در نظر گرفته شده در این پایان نامه مدل خطی Nomoto می باشد. برای این منظور ، ابتدا یک مدل قراردادی، برای هدایتگر ، فرض گردیده است . برای این سیستم، ابتدا، ناحیه عدم قطعیت کشتی، ویژگیها و مشخصات در ایجاد پایداری و ردیابی مقاوم، حذف اغتشاش مورد بحث قرار گرفته است. در ادامه نتایج هدایتگر تغییر مسیر، طراحی پیش فیلتر و همچنین هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی ارائه گردیده است. در انتها، این کنترل کننده ها در حوزه Z طراحی شده و با PID دیجیتال نیز مقایسه گردیده است.

**کلمات کلیدی:** کنترل کشتی ، تئوری بازخورد کمی ، کنترل کننده در حوزه z، مدل خطی

Nomoto ، PID دیجیتال

## فهرست مطالب

### فصل اول : مقدمه

۱-۱- مقدمه ..... ۲

### فصل دوم : مدل سازی دینامیک کشتی و موج

۱-۲- مقدمه ..... ۷

۲-۲- سینماتیک متحرک ..... ۸

۳-۲- پایداری دینامیکی کشتی ..... ۹

۴-۲- کلیات مدل کشتی ..... ۱۱

۵-۲- مدل ریاضی کشتی ..... ۱۴

۱-۵-۲- دینامیک کشتی ..... ۱۴

۲-۵-۲- مدل موج ..... ۱۶

### فصل سوم : کنترل کننده آنالوگ به روش QFT

۱-۳- مقدمه ..... ۱۲

۲-۳- روش QFT سیستم حلقه ساده با چند ورودی و یک خروجی ..... ۱۹

۳-۳- مراحل کلی روش طراحی ..... ۲۱

۴-۳- مشخصات عملکردی سیستم مینیمم فاز ..... ۲۲

۱-۴-۳- مدل ردیابی ..... ۲۲

۲-۴-۳- مدل های عدم پذیرش اغتشاش ..... ۲۸

۵-۳- مدل دستگاه J LTI ..... ۲۹

۶-۳- الگوهای دستگاه  $P_L(s)$  و  $J_P(jw)$  ..... ۲۹

۷-۳- باند پایداری (u-contour) ..... ۳۲

۸-۳- باندهای ردیابی  $B_R(jw_i)$  روی نمودار نیکولز ..... ۳۵

۹-۳- باندهای آشفتگی  $B_D(jw_i)$  - حالت اول ..... ۴۰

۱-۹-۳- ویژگیهای پاسخ آشفتگی ..... ۴۱

۱۰-۳- باندهای آشفتگی  $B_D(jw_i)$  - حالت دوم ..... ۴۱

۱۱-۳- باند مرکب  $B_0(jw_i)$  ..... ۴۶

۱۲-۳- طراحی پیش فیلتر  $F(s)$  ..... ۴۷

۱۳-۳- فرآیند ابتدایی طراحی برای یک سیستم MISO ..... ۵۰

### فصل چهارم : روش بازخورد کمی گسسته

۱-۴- مقدمه ..... ۵۴

۲-۴- انتقال دهنده های دوسویه ..... ۵۵

۱-۲-۴- انتقال در حوزه  $W$  و  $W'$  ..... ۵۵

۳-۴- مدل های MISO گسسته با دستگاه عدم قطعیت ..... ۵۷

۴-۴- طراحی دیجیتال QFT در حوزه  $W$  ..... ۵۹

۵-۴- ویژگیهای سیستم های با حلقه بسته ..... ۶۰

۶-۴- الگوهای دستگاهی ..... ۶۴

۷-۴- باندهای  $B(jv)$  بر روی  $L_o(jv)$  ..... ۶۴

۶۵.....	۸-۴- قابلیت استفاده این روش طراحی در دستگاه های دیگر.....
<b>فصل پنجم : طراحی کنترل کننده مقاوم دیجیتال کشتی با استفاده از روش QFT</b>	
۶۸.....	۱-۵- مقدمه.....
۶۸.....	۲-۵- تکنیک بکار رفته و مشخصات و فرضیات طراحی.....
۷۱.....	۱-۲-۵- ناحیه عدم قطعیت کشتی مدل.....
۷۳.....	۲-۲-۵- ویژگیها و مشخصات بکار رفته در ایجاد پایداری.....
۷۴.....	۳-۲-۵- ویژگیها و مشخصات بکار رفته در ردیابی مقاوم.....
۷۶.....	۴-۲-۵- ویژگیهای و مشخصات بکار رفته در حذف اغتشاش.....
۷۷.....	۵-۲-۵- الگوهای مدل کشتی.....
۷۸.....	۳-۵- طراحی و نتایج شبیه سازی.....
۷۹.....	۱-۳-۵- طراحی هدایتگر تغییر مسیر.....
۹۰.....	۲-۳-۵- طراحی هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی.....
۹۵.....	۳-۳-۵- دیجیتال سازی.....
۹۶.....	۱-۳-۳-۵- انتخاب زمان نمونه برداری.....
۹۷.....	۴-۳-۵- پاسخ سیستم به کنترل کننده PID.....

مراجع



## فهرست تصاویر

- شکل ۱-۲- نمونه ای از مدار کنترلی..... ۱۰
- شکل ۲-۲- مدل حلقه بسته هدایتگر کشتی برای کنترل سکان..... ۱۳
- شکل ۱-۳- یک ساختار بازخوردی ..... ۲۰
- شکل ۲-۳- ویژگیهای عملکردی ردیابی سیستم در حوزه زمان ..... ۲۳
- شکل ۳-۳-الف- گراف Bode از  $T_R$ - مدل ایده آل درجه دو ساده..... ۲۳
- شکل ۳-۳-ب- مدل های تقویت شده..... ۲۴
- شکل ۴-۳- گراف Bode از مدل های آشفتگی برای  $T_D(j\omega)$  ..... ۲۸
- شکل ۵-۳- ناحیه عدم قطعیت پارامتر دستگاه..... ۲۹
- شکل ۶-۳- خواص  $N_c$  رابطه (۷-۱) در ناحیه عدم قطعیت ..... ۳۱
- شکل ۷-۳- ساختار باند  $U$  (کانتور پایداری) ..... ۳۲
- شکل ۸-۳- نمودار لگاریتم مقدار در برابر زاویه..... ۳۵
- شکل ۹-۳- استخراج باندهای  $B_R(j\omega_i)$  بر روی  $L_o(j\omega)$  برای  $w=2$  ..... ۳۷
- شکل ۱۰-۳- تعیین گرافیکی  $B_R(j\omega_i)$  ..... ۳۸
- شکل ۱۱-۳- رابطه فازی معادله (۳-۳۴) با  $L_0 = B_0$  ..... ۴۳
- شکل ۱۲-۳- الگوها در دستگاه قطبی..... ۴۴
- شکل ۱۳-۳- ارزیابی گرافیکی  $B_d(j\omega_i)$  ..... ۴۵
- شکل ۱۴-۳-  $B_0(j\omega_i)$  مرکب ..... ۴۷
- شکل ۱۵-۳- نیازمندیهای به روی  $F(s)$  ..... ۴۸
- شکل ۱۶-۳- تعریف پیش فیلتر ..... ۴۸
- شکل ۱۷-۳- باندهای فرکانسی بر روی پیش فیلتر  $F(s)$  ..... ۴۹
- شکل ۱-۴- تبدیل صفحه  $S$  به صفحه  $Z$  با استفاده از  $Z = e^{ST}$  ..... ۵۷
- شکل ۲-۴- یک سیستم کنترل داده نموده MISO ..... ۵۸
- شکل ۳-۴- باندهای برای تا نقطه  $-24dB$  ..... ۶۱
- شکل ۴-۴- الگوی دستگاهی در  $w_i = 0.5 - 1 - 2 - 5, 10 \text{ rad/s}$  برای  $w_s = 60 \text{ rad/s}$  ..... ۶۳
- شکل ۵-۴- دیاگرام PCT معادل ..... ۶۶
- شکل ۱-۵- مشخصات فیزیکی و کنترلی کشتی..... ۶۸
- شکل ۲-۵- تعریف دستگاه مختصات و جهت اعمال نیروی موج بر کشتی..... ۶۹
- شکل ۳-۵- متغیرهای حرکت کشتی در صفحه افقی ..... ۶۹
- شکل ۴-۵- ساختار هدایتگر کشتی در روش QFT ..... ۷۰
- شکل ۵-۵- ویژگیهای فرکانس کشتی مدل ..... ۷۱
- شکل ۶-۵- ناحیه عدم قطعیت مدل کشتی ایجاد شده توسط پارامترهای کشتی ..... ۷۲
- شکل ۷-۵- الگوی کشتی مدل در چارت Nichols ..... ۷۳
- شکل ۸-۵- دامنه و حدود ویژگی های مدل مرجع و مدل باند ردیابی..... ۷۵
- شکل ۹-۵- پاسخ های مدل مبنا و مدل باند ردیابی..... ۷۶
- شکل ۱۰-۵- الگوهای مدل کشتی برای شش فرکانس مختلف در پهنای باند سیستم..... ۷۸
- شکل ۱۱-۵- مرزها و باند پایداری مقاوم، ردیابی مقاوم و حذف آشفتگی..... ۸۰

- شکل ۵-۱۲ - مرزهای بهینه و حلقه ظاهری انتقال برای هدایتگر تغییر مسیر..... ۸۱
- شکل ۵-۱۳ - ویژگیهای فرکانسی جبران ساز..... ۸۲
- شکل ۵-۱۴ - حدود بالایی و پایینی اندازه بزرگی سیستم حلقه بسته بدون پیش فیلتر ..... ۸۳
- شکل ۵-۱۵ - حدود و پوش بالایی و پایینی اندازه بزرگی سیستم حلقه ..... ۸۴
- شکل ۵-۱۶ - اثبات پایداری مقاوم هدایتگر تعویض مسیر کشتی..... ۸۵
- شکل ۵-۱۷ - اثبات حذف اغتشاش..... ۸۶
- شکل ۵-۱۸ - ویژگی های فرکانسی سیستم حلقه بسته ..... ۸۷
- شکل ۵-۱۹ - پاسخ های سیستم حلقه بسته مبنا کشتی برای تمامی  $N$  مدل کشتی ..... ۸۷
- شکل ۵-۲۰ - پاسخ های اغتشاش سیستم حلقه بسته کشتی برای تمامی  $N$  مدل کشتی ..... ۸۸
- شکل ۵-۲۱ - پاسخ تغییرمسیر کشتی در حضور اغتشاش..... ۸۹
- شکل ۵-۲۲ - مرزهای بهینه و حلقه ظاهری انتقال برای هدایتگر حفظ مسیر ..... ۹۰
- شکل ۵-۲۳ - ویژگیهای فرکانسی هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی..... ۹۱
- شکل ۵-۲۴ - اثبات پایداری مقاوم هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی..... ۹۲
- شکل ۵-۲۵ - اثبات حذف اغتشاش هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشت..... ۹۳
- شکل ۵-۲۶ - پاسخ های سیستم حلقه بسته مبنا کشتی برای هدایتگر حفظ مسیر کشتی..... ۹۳
- شکل ۵-۲۷ - حفظ مسیر کشتی با هدایتگر به روش QFT ..... ۹۴
- شکل ۵-۲۸ - پاسخ پله سیستم گسسته به ازای زمانهای نمونه برداری در ۲، ۱۰، ۲۰ و ۳۰ ثانیه..... ۹۵
- شکل ۵-۲۹ - پاسخ سیستم به کنترل کننده PID ..... ۹۷
- شکل ۵-۳۰ - پاسخ کنترل کننده دیجیتال PID ..... ۹۷
- شکل ۵-۳۱ - مقایسه پاسخ کنترل کننده PID پیوسته و گسسته..... ۹۸

## فهرست جداول

- جدول ۱-۲- انواع حرکت کشتی و نحوه معرفی موقعیت و سرعت آن..... ۷
- جدول ۱-۳- اطلاعات نقاط برای مرز  $B_d(j\omega_i)$ ..... ۴۶

# فصل اول

مقدمه

هر سیستم فیزیکی نیاز به یک کنترل کننده دارد، زیرا سیستم های فیزیکی در بیشتر موارد خاصیت پایداری و ردیابی خوبی از خود نشان نمی دهد. به همین دلیلی باید یک کنترل کننده یا یک جبران ساز برای سیستم فیزیکی طراحی شود تا سیستم پایدار باشد و در عین حال ورودی را ردیابی نماید.

در کنترل کلاسیک ( از سال ۱۹۳۰ تا سال ۱۹۶۰)، که در حوزه فرکانس عمل می کرد، کنترل کننده ها بر پایه منحنی بود، تست پایداری نایکوئیست، تست پایداری روس و حاشیه های بهره و فاز طراحی می شدند. این کنترل کننده ها شامل کنترل کننده های تناسبی - انتگرالی - مشتقی PID (Proportional Integrative Derivative) و جبران سازهای LEAD-LAG بودند. از سال ۱۹۶۰ طراحی بر پایه مدل های فضای حالت، کنترل پذیری، رویت پذیری و فرآیندهای تصادفی انجام می شد که در حوزه زمان عمل می کرد. این دوره به دوره کنترل مدرن شهرت دارد. کنترل کننده ها نیز شامل فیلتر کالمن، LQR و  $H_2$  بودند، اما باید گفته شود که در این زمان هنوز کنترل کننده ها در صنعت، همان کنترل کننده های کلاسیک بود، زیرا کنترل کننده های مدرن مقاومتی خوبی در مقابل نامعینی نداشتند. به همین خاطر از سال ۱۹۸۰ به فکر کنترل کننده هایی افتادند که مقاومت آن در مقابل نامعینی زیاد باشد. در این دوره که به دوره کنترل مقاوم شهرت دارد، طراحی در حوزه فرکانس و حوزه زمان با هم صورت می گرفت که کنترل کننده های این دوره کنترل کننده QFT، کنترل کننده  $H_\infty$ ، کنترل کننده  $\mu$  و کنترل کننده LQG/LTR می باشد.

طی سالهایی که از دوره کنترل مقاوم می گذرد، سعی بر طراحی (و یا استفاده از) این کنترل کننده ها نیز افزایش می یابد. برای مثال می توان از کنترل کننده های QFT در سیستم های مختلفی از جمله در کشتی، هواپیما، کنترل سوخت خودرو، روبات و غیره نام برد.

پرفسور هورویتز در اوایل دهه ۱۹۶۰، تئوری بازحورد کمی را توسعه داد. از آن زمان تلاشهای بسیاری برای گسترش قابلیت های روش QFT انجام گردیده است. این روش بر پایه حوزه فرکانس برای طراحی یک سیستم کنترل برای دستگاه های خطی و غیر خطی بنا گردیده است. در طی همکاری نزدیک پرفسور هورویتز با پرفسور هاپیس و دانشجویانشان، در دهه ۱۹۸۰ و اوایل دهه ۹۰ طراحی های موفق به روش QTF شامل عدم قطعیت پارامتریک ساختاری کامل شده است و توسط موسسه تکنولوژی نیروی هوایی منتشر گردیده است. یک دستیابی اصلی دیگر در کاربرد روش QFT، اجرای موفق تست پرواز برای دو سیستم کنترل پرواز به روش QFT می باشد. همچنین در آپریل ۱۹۹۵، پرفسور هال اعلام نمود که چهار تست موفق پرواز، بر روی کنترل سیستم پرواز با استفاده از این روش اجرا شده است. بر اساس این دست یابی موفقیت آمیز، مهندسی هوا فضا آغاز به اجرایی نمودن این روش طراحی بر روی هواپیما ها و شاتل های فضایی برای طراحی سیستم های مقاوم نمود. اکنون این سیستم ها به طور موفقیت آمیز در صنایع مختلف مورد استفاده قرار می گیرد. در سال ۱۹۸۶، پرفسور هاپیس یک گزارش فنی و تخصصی منتشر نمود، که اولین تلاش در بیان اصول بنیادی روش QFT و کاربردهای آن می باشد.

سیستم کشتی نیز به نوبه خود باید دارای یک کنترل کننده برای پایداری و ردیابی باشد، حال این کنترل کننده می تواند یک کنترل کننده کلاسیک مانند کنترل کننده PID و یا یک کنترل کننده مدرن مانند فیلتر کالمن باشد. در دهه های اخیر طراحان کنترل کننده به دنبال کنترل کننده هایی با مقاومت بالا در برابر نامعینی ها هستند، که این نامعینی ها شامل نویز، اغتشاش، غیر خطی بودن سیستم و تغییر در پارامترهای سیستم باشد، به همین خاطر طراحان کنترل در این دوره به دنبال طراحی کنترل کننده های مقاوم می باشند.

برای مثال سیستم کشتی را در نظر بگیرید. اغتشاشات برای این سیستم برابر با امواج دریا، باد و باران، وجود صخره ها، وجود مرجان های دریا و عمق کم دریا می باشند. این عوامل باعث می شوند که کشتی از مسیر خود منحرف شود یا اینکه مانع کشتی می شوند و کشتی از حرکت باز می ماند

و ممکن است که سیستم کشتی بعلت داشتن بار، استفاده زیاد و تعویض قطعات در پارامترهای آن تغییر ایجاد شود. در آخر نیز وجود قطعات الکترونیکی باعث بوجود آمدن نویز در اندازه گیری حسگرها می شود. همه این عوامل وجود نامعینی سیستم ها را می رساند.

برای سیستم کشتی نیز کنترل کننده های مختلفی بکار رفته است، کنترل کننده هایی که شامل کنترل کننده های دوره کلاسیک یا دوره کنترل مدرن و حتی دوره های کنترل مقاوم می باشد. این پایان نامه شامل طراحی کنترل کننده هایی برای یک مدل کشتی می باشد. مدل در نظر گرفته شده در این پایان نامه مدل خطی Nomoto می باشد. برای این سیستم کنترل کننده هدایتگر مقاوم QFT طراحی شده است.

پس از طراحی، این کنترل کننده با کنترل کننده PID دیجیتال مقایسه شده است.

این پایان نامه طی شش فصل ارائه می گردد. ساختار فصل های این پایان نامه بصورت ذیل می باشد:

- فصل اول شامل معرفی پایان نامه و معرفی تاریخچه مختصری از روشهای کنترل و کنترل کننده QFT میباشد.
- در فصل دوم، مدل ریاضی کشتی و روابط موجود ، سینماتیک متحرک، پایداری دینامیکی و مدل موج، مورد بررسی قرار خواهد گرفت. طراحی کنترل کننده بر روی مدل کشتی معرفی شده، انجام خواهد گردید.
- فصل سوم، اختصاص به کنترل کننده آنالوگ روش QFT دارد. در این فصل مراحل مختلف طراحی کنترل کننده QFT ، برای ردیابی مطلوب و حذف و عدم پذیرش اغتشاش مورد بررسی قرار می گیرد.
- فصل چهارم اختصاص به روش باز خورد کمی گسسته دارد. در این فصل انتقال در حوزه W ، مدل های MISO (چند ورودی یک خروجی) گسسته با دستگاه شامل عدم قطعیت و طراحی دیجیتال QFT در حوزه W مورد بررسی قرار می گیرد.

- در فصل پنجم ابتدا، ناحیه عدم قطعیت کشتی، ویژگیها و مشخصات در ایجاد پایداری و ردیابی مقاوم، حذف اغتشاش مورد بحث قرار گرفته است. در ادامه نتایج هدایتگر تغییر مسیر، طراحی پیش فیلتر و همچنین هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی ارائه گردیده است. در انتها، این کنترل کننده ها در حوزه  $Z$  طراحی شده و با PID دیجیتال نیز مقایسه گردیده است.



# فصل دوم

مدل سازی دینامیک کشتی و موج

برای مدل کردن شناورها علم استاتیک و دینامیک مورد مطالعه قرار می گیرند. مطالعات دینامیکی اجسام به دو بخش سینماتیک و سینتیک تقسیم می شود. مطالعات استاتیکی به بررسی پایداری شناور در حالت سکون یا حرکت با سرعت ثابت می پردازد. در حالیکه مطالعات دینامیکی شامل دو بخش است: سینماتیک که فقط جنبه هندسی حرکت شناور را بررسی می کند و سینتیک، به تحلیل نیرو هایی که عامل حرکت شناور هستند می پردازد.

دینامیک مربوط به حرکت شتابدار است. شش مولفه مستقل را برای بیان موقعیت و جهت گیری یک جسم در نظر می گیرند. سه مولفه اول و مشتق های آن ها مربوط به موقعیت و حرکت انتقالی در جهات  $x, y, z$  و سه مولفه دیگر مربوط به جهت گیری و حرکت چرخشی جسم می باشد. حرکت در جهت  $x$  (Surge)، حرکت در جهت  $y$  (Sway)، حرکت در جهت  $z$  (Heave)، دوران حول محور  $x$  (Roll)، دوران حول محور  $y$  (Pitch) و دوران حول محور  $z$  (Yaw) تعریف می شوند.

جدول ۱-۲- انواع حرکت کشتی و نحوه معرفی موقعیت و سرعت آن

درجه آزادی	انواع حرکت کشتی	نیرو و لنگر	سرعت خطی و زاویه ای	موقعیت و زوایای اولر
۱	Surge	X	u	x
۲	Sway	Y	v	y
۳	Heave	Z	w	z
۴	Roll	K	p	$\phi$
۵	Pitch	M	q	$\theta$
۶	Yaw	N	r	$\varphi$

## ۲-۲- سینماتیک متحرک

در چارچوب بدنی کشتی، محور X به سمت دماغه، محور Y به سمت راست متحرک و محور Z به سمت پایین است. در حالی که جهات در چارچوب اینرسی یا زمین به سمت شمال، شرق و پایین می باشد.

مکان و جهت متحرک در دستگاه اینرسی بیان می شوند در حالی که سرعت های زاویه ای و خطی و ممان ها و نیرو هایی که به بدنه وارد می شوند در دستگاه بدنی بیان می گردند. بنابراین ماتریس های انتقالی برای تبدیل متغیر ها بین دستگاه بدنی و اینرسی لازم است. بردارهای زیر برای بیان حرکت ۶ درجه آزادی یک متحرک مورد استفاده قرار می گیرند.

$$\begin{aligned} \eta_1 &= [x \ y \ z] & \eta_2 &= [\phi \ \theta \ \varphi] \\ v_1 &= [u \ v \ w]^T & v_2 &= [p \ q \ r]^T \\ \tau_1 &= [X \ Y \ Z]^T & \tau_2 &= [K \ M \ N]^T \end{aligned} \quad (1-2)$$

$\eta_1$  و  $\eta_2$  به ترتیب موقعیت و جهت متحرک در دستگاه اینرسی

$v_1$  و  $v_2$  سرعت های خطی و زاویه ای در دستگاه بدنی

$\tau_1$  و  $\tau_2$  نیروها و ممان های وارده به بدنه در دستگاه بدنی

رابطه بین سرعت های خطی در دستگاه اینرسی و بدنی به شکل زیر است:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

همچنین

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = T_1^{-1} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

به طوری که

$$T_1 = \begin{bmatrix} c\varphi c\theta & -s\varphi c\theta + c\varphi s\theta s\phi & s\varphi s\theta + c\varphi s\theta c\phi \\ s\varphi c\theta & c\varphi c\theta + s\varphi s\theta s\phi & -c\varphi s\theta + s\varphi s\theta c\phi \\ -s\theta & c\theta c\phi & c\theta s\phi \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

که C و S به ترتیب بیان کننده COS و SIN هستند.

با توجه به اینکه  $T_1$  متعامد است داریم:

$$[T_1]^{-1} = [T_1] \quad (5-2)$$

$T_1$  تابعی از زوایای اوایلر است. این زوایا  $\phi, \varphi, \theta$  بیان کننده چرخش متحرک در دستگاه اینرسی نسبت به محورهای شمال-جنوب، شرق-غرب و محور عمودی است. رابطه زیر نرخ تغییرات زوایای اوایلر بر حسب سرعت های زاویه ای در دستگاه بدنی را بیان می کند.

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = T_2 \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

ماتریس  $T_2$  به فرم زیر است:

$$T_2 = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\theta \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi / \cos\theta & \cos\phi / \cos\theta \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

این تبدیل برای زوایای پیچ (Pitch angle)  $\theta = \pm 90$  تعریف نشده است.

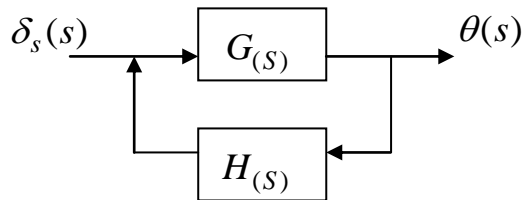
### ۳-۲- پایداری دینامیکی کشتی

پایداری دینامیکی بحث درباره چگونگی رفتار یک جسم در حالت گذاری پس از انحراف است. لازم است توجه شود که این تعریف از پایداری دینامیکی بیان کامل تری از تعریف متداول پایداری دینامیکی در بحث هیدرواستاتیک است. در آنجا پایداری دینامیکی به صورت سطح زیر نمودار گشتاور برگرداننده تعریف می شود:

$$\text{پایداری دینامیکی} = \int_0^\theta \Delta GZ d\theta$$

یعنی مقدار انرژی ای که می خواهد جسم را تا زاویه  $\theta$  از حالت اولیه منحرف کند.

انحراف در اثر نیروی خارجی ایجاد می شود. اگر بر فرض عامل انحراف تغییر زاویه سطح افقی پاشنه باشد، می توان تغییر زاویه pitch و یا سرعت زاویه ای pitch را به عنوان معیار سنجش انحراف، در نظر گرفت. یعنی ورودی و  $\theta$  یا  $q$  خروجی شکل (۱-۲).



شکل (۱-۲) - نمونه ای از مدار کنترلی

با تحلیل دینامیکی کشتی می توان تابع تبدیل را پیدا کرد. تبدیل لاپلاس تابع تبدیل، اگر معادلات حرکت خطی سازی شوند، مثلاً به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{\theta(s)}{\delta_s(s)} = \frac{a_1s + a_2}{s^2 + b_1s + b_2} \quad (۸-۲)$$

معیار پایداری دینامیکی کشتی آن است که ریشه های مخرج (معادله مشخصه) سمت چپ محور موهومی باشد.

اگر ریشه های مخرج موهومی باشند پاسخ گذاری سیستم، نوسانی با دامنه افزاینده خواهد شد یعنی سیستم از نظر دینامیکی ناپایدار خواهد بود. همانطور که مشخص است پایداری فقط وابسته به ماهیت سیستم است و به ورودی بستگی ندارد یعنی مثلاً در این مورد با تغییر زاویه سطح کنترلی ( $\delta_s$ ) نمی توان یک سیستم ناپایدار را متعادل کرد.

مرز پایداری دینامیکی، حالتی است که قطب های مدار بسته سیستم روی محور موهومی باشند. از نظر ریاضی چنین قطب هایی باعث نوساناتی می شوند که دامنه شان نه زیاد می شود و نه کم. یعنی تعادل خنثی. اما در عمل دامنه پاسخ گذرا در این حالت بر اثر وجود آشفتگی (noise) در

محیط می تواند زیاد شود، بنابراین سیستم باید طوری طراحی شود که قطب های مدار بسته روی محور موهومی هم نباشد. معمولاً علاوه بر پایداری، چگونگی پاسخ هم برای ما مهم است. این چگونگی با کمیت هایی مانند ضریب میرایی  $\zeta$ ، مقدار فرا جهش  $M_p$  (overshoot)، زمان استقرار  $t_s$  (settling time)، زمان خیز  $t_r$  (Rise time) و... تعریف می شود. یعنی با اندازه گیری این کمیت ها می توان فهمید که آیا رفتار دینامیکی سیستم مناسب است یا نه. مناسب بودن رفتار با تعیین محل قطب ها و ریشه های مدار بسته، قابل پیش بینی است.

## ۲-۴- کلیات مدل کشتی

به طور کلی مدل کشتی دارای عدم قطعیت های پارامتری می باشد، یعنی بعلت تغییرات ضریب هیدرو دینامیک کشتی با مقدار سرعت کشتی، عدم قطعیت های پارامتری، ایجاد می گردند. با دانستن و تعیین دامنه تغییرات پارامترهای مدل کشتی، روش QFT (تئوری بازخورد کمی)، برای طراحی کنترل مقاوم هدایتگر کشتی با عملکرد معین، می تواند مورد استفاده قرار گیرد. برای این منظور، هدایتگر، بایستی، پایداری مقاوم، عملکرد ردیابی و شرایط حذف اغتشاش را برای تمامی مدل های کشتی، با استفاده از تغییرات پارامتری درون ناحیه عدم قطعیت، ارضا نماید. بطور کلی استراتژی کنترل کشتی، عموماً جهت بهبود عملکرد آن، با توجه به اقتصاد طرح و قابلیت اطمینان آن، انجام می گردد. هدف اصلی، هدایت و کنترل سکان کشتی در مانورهایی است که منجر به تغییر مسیر حرکت کشتی یا حفظ مسیر حرکت کشتی و در نهایت، می تواند منجر به بهبود عملکرد و صرفه جویی در مصرف سوخت گردد.

یک کشتی بر روی امواج آب، معمولاً بصورت یک جسم صلب در نظر گرفته می شود، که دارای ۶ درجه آزادی در حرکت می باشد. این ۶ درجه آزادی حرکت، شامل ۳ درجه آزادی حرکت انتقالی و ۳ درجه آزادی حرکت دورانی می باشد. ساختار مدل کشتی و پارامترهای مربوط به آن، در آزمایش حوضچه تعیین می گردند. در این آزمایش، کشتی به ابعاد بسیار کوچک تر از ابعاد اصلی،

در حوضچه مصنوعی تحت اثر عوامل موثر بر حرکت آن، مانند سرعت کشتی، سرعت و ارتفاع موج، سرعت باد، مقدار و سرعت جریانات دریایی، عمق دریا، زاویه برخورد موج و غیره قرار می‌گیرد و بدین ترتیب پارامترهای مربوط به ساختار کشتی تعیین می‌گردند. هر چند تحقیق در مورد صحت، بایستی از طریق آزمایش با ابعاد دقیق ثابت گردد.

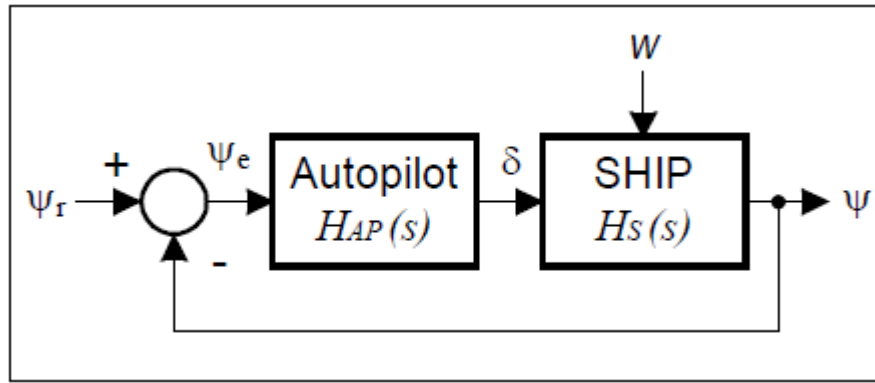
با در نظر گرفتن حرکت انحرافی کشتی از مسیر، دینامیک هدایت را می‌توان بصورت توابع انتقال خطی و یا غیر خطی تشریح نمود. در این مورد، سیستم کنترل کشتی (هدایتگر)، یک سیستم تک متغیره می‌باشد. هدف از فرمان به ماشین هدایتگر، حرکت نمودن سر کشتی و به تبع خود کشتی، به نحوی است که کشتی یک مسیر مطلوب را میان دو نقطه معین، ردگیری و طی نماید. بدین ترتیب می‌توان سیستم کنترلی طراحی نمود که دو وظیفه اصلی را به انجام برساند:

الف- مانورهای لازم جهت تغییر مسیر را ایجاد و مسیر کشتی تغییر نماید.

ب- مسیر کشتی را در مسیر مطلوب حفظ نماید.

در حالت اول هدایتگر، باعث ایجاد قدرت مانور مطلوب، به نحوی می‌گردد که مسیر کشتی به یک مسیر جدید تغییر نماید. این تغییر می‌تواند بر اساس سطح فرمان مافوق و یا ناخدا/سکان دار باشد. بطور کلی تغییر زاویه انحراف کشتی، به آن میزان کوچک است که می‌توان از مدل خطی کشتی استفاده نمود. در مانورهای بزرگ که به ندرت پیش می‌آیند، بایستی از مدل‌های غیر خطی کشتی استفاده نمود. در این تحقیق، از مدل خطی استفاده شده و فرض گردیده است که تغییرات زاویه انحراف کشتی کوچک است.

در حالت دوم، هدایتگر باعث باقی ماندن و حفظ حرکت کشتی در یک مسیر معین می‌گردد. برای این منظور لازم است، ابتدا یک مدل قراردادی، برای هدایتگر، جهت هدایت کشتی در مسیر و یا ایجاد مانور و تغییر مسیر کشتی، فرض گردد. این مدل هدایتگر در شکل ۲-۲ نشان داده شده است.



شکل ۲-۲- مدل حلقه بسته هدایتگر کشتی برای کنترل سکان

بطور کلی انحراف کشتی را می توان، بوسیله تابع انتقال  $H(S)$  و با استفاده از زاویه سکان  $(\delta)$  و زاویه مسیر  $(\Psi)$  تعریف نمود. بدین ترتیب هدایتگر بایستی قادر باشد، فرمانهایی صادر نماید که خطاهای ایجاد شده در مسیر  $(\Psi_e)$  در اثر اغتشاش خارجی را اصلاح نماید.

اغتشاش خارجی میتواند توسط شرایط محیطی یعنی، امواج دریا، باد، جریانات دریایی موجود و یا سیستم کنترل یعنی سیستم فرمان و هدایت و نیروی محرکه کشتی ایجاد گردد. امواج دریا، مهمترین علت ایجاد اغتشاش خارجی بوده و بنابراین به عنوان ایجاد کننده اصلی اغتشاش در این تحقیق در نظر گرفته شده است.

از آنجا که شرایط عملکردی کشتی مانند نحوه تعادل، تغییرات سرعت، عمق آب و غیره، دینامیک کشتی را تحت تاثیر قرار می دهند، ضرایب هیدرودینامیک کشتی تغییر می نماید و بنابراین پارامترهای متناظر مدل کشتی تغییر مینماید و بنابراین عدم قطعیت پارامتری حاصل می گردد. همچنان که مطرح است، اگر مدل ریاضی فرآیند فیزیکی کنترل شده، عدم قطعیت پارامتری ایجاد نماید، در این صورت لازم است که روش کنترل مقاوم برای طراحی کنترل کننده استفاده شود.

بنابراین، هدایتگر طراحی شده، بایستی قادر باشد سرعت کشتی و اثر موج به انحراف مسیر کشتی و همچنین زاویه برخورد موج را مد نظر قرار دهد و مسیر حرکت کشتی را به نحوی اصلاح نماید تا



مسیر حرکت کشتی در حضور اغتشاش ایجاد شده توسط موج ثابت باشد و یا بتواند به مسیر معینی تغییر مسیر دهد. برای این منظور بایستی مقدار پایداری مقاوم و شرایط حذف اغتشاش معلوم و تعیین گردد.

## ۲-۵- مدل ریاضی کشتی

شرط لازم برای نتیجه گیری از شبیه سازی، ایجاد مدل های دینامیکی کشتی و آشفتگی های ناشی از موج می باشد. بنابراین ابتدا دینامیک کشتی مورد بحث قرار می گیرد و سپس معادله موج تشریح خواهد گردید.

### ۲-۵-۱- دینامیک کشتی

معادله ای که حرکت افقی کشتی از آن حاصل می گردد، بر اساس استفاده از قوانین نیوتن و با در نظر گرفتن نیروها و لنگرهای هیدرودینامیک ایجاد می گردد. مدل به دست آمده را می توان با استفاده از سریهای تیلور و اعمال آن بر نیروها و لنگرهای هیدرودینامیک ساده سازی نمود. بدین ترتیب یک مدل خطی با سه درجه آزادی برای یک کشتی متقارن به دست می آید. با استفاده از توابع لاپلاس و حذف سرعت نوسان، دو تابع تبدیل  $H_{\delta\psi}$  و  $H_{\delta\phi}$  به دست می آید که بیانگر انتقال از زاویه سکان  $\delta$  به زاویه انحراف کشتی  $\psi$  و زاویه غلتش کشتی  $\phi$  می باشد. پاسخ کشتی به آشفتگی های خارجی معمولاً با استفاده از جمع آثار قوا حاصل می گردد. با در نظر گرفتن موج و آشفتگی به وجود آمده توسط آن، معادلات لاپلاس برای مدل خطی کشتی عبارتند از:

$$\begin{cases} \psi_s = H_{\delta\psi} \cdot \delta(s) + H_{w\psi}(s) \cdot w(s) \\ \phi_s = H_{\delta\phi} \cdot \delta(s) + H_{w\phi}(s) \cdot w(s) \end{cases} \quad (9-2)$$

این تابع انتقال دارای پارامترهای وابسته به سرعت کشتی ( $u$ ) و زاویه برخورد موج با جهت حرکت کشتی ( $\gamma$ ) می باشد. همانطور که ذکر گردید مدل خطی برای مانورهای بزرگ معتبر نیست و برای مانورهای بزرگ بایستی از مدل های غیر خطی استفاده شود.

جمله اول معادله (۹-۲) بیانگر وابستگی زاویه انحراف مسیر کشتی به زاویه سکان و اغتشاش ایجاد شده توسط امواج است. بنابراین اغتشاش ایجاد شده توسط موج دریا را می توان به عنوان ورودی نوین دستگاه برای مدل کشتی در نظر گرفت. با توجه به این امر، معادله لاپلاس انحراف مسیر کشتی به شرح ذیل حاصل می گردد:

$$\psi(s) = H_{\delta\psi}(s) \cdot \delta(s) + H_{\delta\psi}(s) \cdot p(s) \quad (10-2)$$

تابع انتقال  $H_{\delta\psi}$  ارائه دهنده مدل کشتی در حضور عدم قطعیت و با لحاظ اغتشاش می باشد. این مدل را می توان به شکل رابطه درجه یک از مدل Nomoto به شکل معادله دیفرانسیل ذیل تعریف نمود:

$$\ddot{\psi}(t) + \frac{1}{T} \dot{\psi}(t) = \frac{k}{T} \delta(t) \quad (11-2)$$

تابع انتقال متناظر عبارت است از:

$$H_{\delta\psi}(s) = \frac{\psi(s)}{\delta(s)} = \frac{k}{s(T_s + 1)} \quad (12-2)$$

در رابطه (۱۲-۲)، پارامترهای  $K$  و  $T$  به شرایط عملکردی کشتی، مانند سرعت کشتی، شرایط توازن، عمق آب و غیره وابسته است. مدل Nomoto، مدلی کاملاً دقیق از مدل کشتی ارائه می دهد به شرطی که مانور و در نتیجه زاویه سکان کوچک باشد. اگر زاویه سکان بزرگ باشد در این صورت یک ترم غیر خطی بایستی به معادله Nomoto اضافه گردد که منجر به مدل Norrbinn می گردد.

$$T\dot{r} + H_N(r) = k \cdot \delta \quad (13-2)$$

که در این رابطه :

$$r = \psi \quad (۱۴-۲)$$

$$H_N(r) = n_3.r^3 + n_2.r^2 + n_1.r_1 + n_0$$

در این تحقیق از مدل رابطه (۱۲-۲) یعنی مدل Nomoto استفاده شده است. پارامترهای مدل به نوع و سرعت کشتی وابسته می باشد که این پارامترها در مطالعات انجام شده توسط P. G. M. Van der Klugt در دانشگاه دلف در سال ۱۹۸۷، مشخص گردیده است. در این تحقیق از پارامترهای این مطالعات استفاده شده است.

### ۲-۵-۲- مدل موج

ایجاد امواج دریا بسیار پیچیده می باشد. امواج بی قاعده را می توان با استفاده از طبیعت تصادفی آنها مدلسازی نمود. بنابراین موج را میتوان یک فرآیند تصادفی در نظر گرفت که دارای ارتفاع  $\xi(t)$  است و میانگین آن صفر است. تابع چگالی میانگین مربع را می توان با  $\phi_{\xi\xi}(t)$  با ارتفاع  $\xi(t)$  در نظر گرفت که آنرا طیف موج می نامند. بر اساس مطالعات انجام گرفته توسط V. Nicolau در سال ۲۰۰۴، با استفاده از طیف موج، اغتشاش ایجاد شده توسط موج را می توان بر اساس جمع تعدادی از امواج سینوسی با دامنه و فرکانسهای زاویه ای متفاوت (سری فوریه) مطابق رابطه ذیل در نظر گرفت:

$$w(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot \sin(w_i \cdot t + \phi_i) \quad (۱۵-۲)$$

در رابطه فوق:

$A_i$ : دامنه فرکانس زاویه ای مولفه  $i$  ام؛

$w_i$ : فرکانس زاویه ای مولفه  $i$  ام و

$\phi_i$ : زاویه فازی مولفه  $i$  ام

بنا بر تحقیقات V. Nicolau، با در نظر گرفتن طیف موج گسسته دامنه عبارت است از:

$$A_i = \sqrt{2 \cdot \phi_{\xi\xi}(w_i) \cdot \Delta w} \quad (16-2)$$

در این رابطه  $\Delta w$  بیانگر گام فرکانسی گسسته می باشد.

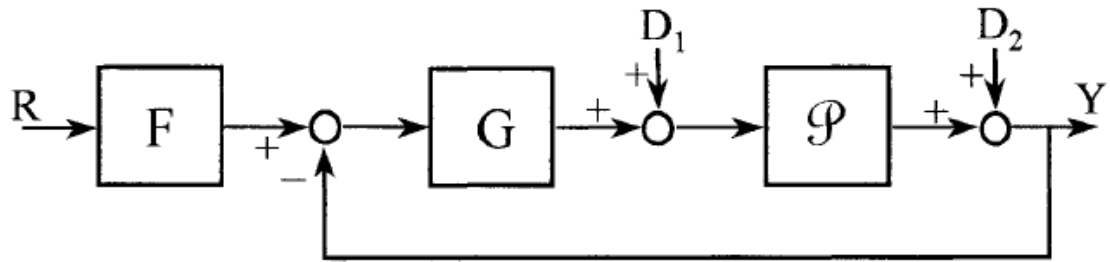
# فصل سوم

کنترل کننده آنالوگ به روش QFT

بطور کلی، مسئله ترکیب چند ورودی چند خروجی، را می توان به تعدادی مسئله تک حلقه با حضور عدم قطعیت تبدیل نمود و تأثیرات تزویج و دامنه تغییرات مشخصات را، از مسئله چند ورودی چند خروجی اصلی نتیجه گیری نمود. راه حل این مسائل تک حلقه، راه حل برای دستگاه چند ورودی چند خروجی را نشان می دهد. در نظر گرفتن معادله مشخصه کامل سیستم ضروری نیست. این طراحی برای محدوده عدم قطعیت و دامنه تغییرات عملکرد تنظیم شده است. نشان می دهیم که می توانیم یک سیستم چند ورودی چند خروجی را با  $m$  ورودی و  $m$  خروجی توسط  $m^2$  معادله  $m$  ورودی و یک خروجی بیان کنیم.

### ۳-۲- روش QFT سیستم حلقه ساده با چند ورودی و یک خروجی

سیستم کنترل حلقه بسته در هر عدم قطعیت  $P$ ، توسط توابع تبدیل در محدوده عدم قطعیت پارامتریک توصیف شده است. تابع  $G$  یک جبران ساز است و  $F$  یک تابع تبدیل پیش فیلتر ورودی است که در شکل ۳-۱ نشان داده شده است. خروجی  $y(t)$  لازم است که، ورودی  $R(t)$  را ردیابی کند و اغتشاش های خارجی  $d_1(t)$  و  $d_2(t)$  را نپذیرد. جبران ساز  $G$  در شکل ۳-۱ بطوری طراحی شده است که تابع  $y(t)$  با وجود عدم قطعیت دستگاه، در دامنه تغییرات مجاز قرار بگیرد و تأثیرات اغتشاش های  $d_1(t)$  و  $d_2(t)$  بطور قابل قبولی کوچک باشد. هم چنین پیش فیلتر  $F(s)$  بایستی برای ردیابی مطلوب خروجی  $y(t)$  از ورودی  $r(t)$  طراحی شود.



شکل ۱-۳- یک ساختار بازخوردی<sup>[۱]</sup>

سیستم کنترلی در شکل ۱-۳، دارای دو کمیت قابل اندازه گیری  $y(t)$  و  $r(t)$  است، این سیستم دارای ۲ درجه آزادی است و اگر ۲ اغتشاش ورودی نیز قابل اندازه گیری باشد، سیستم دارای ۴ درجه آزادی می شود. یک طراحی واقعی به محدوده عدم قطعیت و محدودیت دامنه تغییرات عملکرد وابسته است. عدم قطعیت تابع تبدیل دستگاه بصورت زیر مشخص می شود.

$$P = \{P_L\} \quad \text{where } L=1,2,\dots,d \quad (1-3)$$

عدم قطعیت اغتشاش نیز با یک گروه عدم قطعیت اغتشاش بصورت زیر مشخص می شود:

$$D = \{D\} \quad (2-3)$$

همچنین تابع تبدیل، حلقه بسته مورد قبول توسط رابطه ذیل بیان می گردد:

$$\tau = \{T\} \quad (3-3)$$

هدف طراحی تضمین کردن این است که  $T_R(s) = \frac{y(s)}{R(s)}$  و  $T_D(s) = \frac{y(s)}{D(s)}$  قابل قبول باشند.

در سیستم بازخورد، چالش اصلی و عمده در طراحی سیستم کنترل، وابستگی به مشخصات عملکرد سیستم می باشد که با طراحی  $L(s) = G(s)P(s)$ ، به منظور دستیابی به مزایای مطلوب همراه می باشد. برای کاهش مطلوب حساسیت به عدم قطعیت دستگاه و هم چنین کاهش مطلوب اغتشاش می توان از مزایای حوزه فرکانس استفاده نمود، که می تواند رابطه  $L(s) = G(s)P(s)$  را با ضرب ساده دو عدد مختلط مورد بررسی قرار دهد. در حوزه فرکانس این امکان وجود دارد که ما  $L(j\omega_i)$

را در تمامی فرکانس های  $w_i$  بطور جداگانه ارزیابی کنیم، پس بنابراین باندهای مطلوب را روی  $L(jw)$  می توان تعیین کرد.

### ۳-۳- مراحل کلی روش طراحی:

روش طراحی برای به انجام رساندن اهداف عملکرد از قرار زیر است:

مرحله ۱: بدست آوردن مدل ردیابی مطلوب

مرحله ۲: بدست آوردن مدل اغتشاش مطلوب

مرحله ۳: مشخص کردن مدل‌های دستگاه خطی تغییر ناپذیر با زمان که باندهای ناحیه عدم

قطعیت پارامتریک دستگاه را مشخص می کند. ( $J$  دستگاه)

مرحله ۴: بدست آوردن الگوهای دستگاه در فرکانسهای مشخص، که ناحیه عدم قطعیت

پارامتریک دستگاه را بطور تصویری روی نمودار نیکولز توصیف می کند.

مرحله ۵: مشخص کردن تابع تبدیل این دستگاه ( $P_o(s)$ )

مرحله ۶: تعیین کردن حد فاصل پایداری ( $U$ -Contour) روی نمودار نیکولز

مرحله ۷ تا ۹: تعیین کردن اغتشاش، ردیابی و باندهای بهینه روی نمودار نیکولز

مرحله ۱۰: بدست آوردن تابع تبدیل این حلقه  $L_o(s) = G(s)P_o(s)$  که تمامی باندها و

حدفاصل پایداری را ارضا می کند.

مرحله ۱۱: مطابق مرحله های ۱ تا ۱۰، بدست آوردن پیش فیلتر  $F(s)$ .

مرحله ۱۲: شبیه سازی سیستم به منظور بدست آوردن اطلاعات پاسخ زمانی برای هر  $J$

دستگاه.



### ۳-۴- مشخصات عملکردی سیستم مینیمم فاز:

برای بکار بردن تکنیک QFT لازم است که نسبت کنترل مطلوب مدل را بنابر مشخصات عملکرد مطلوب سیستم در حوزه زمان بدست بیاوریم. برای سیستم مینیمم فاز تغییرناپذیر با زمان چند ورودی یک خروجی شکل ۳-۱ نسبت های کنترلی برای ردیابی ورودی و نپذیرفتن اغتشاش به ترتیب زیر می باشد:

$$T_R = \frac{F(s)G(s)p(s)}{1+G(s)p(s)} = \frac{F(s)L(s)}{1+L(s)} = F(s)T(s) \quad d_1(t) = d_2(t) = 0 \quad (۴-۳)$$

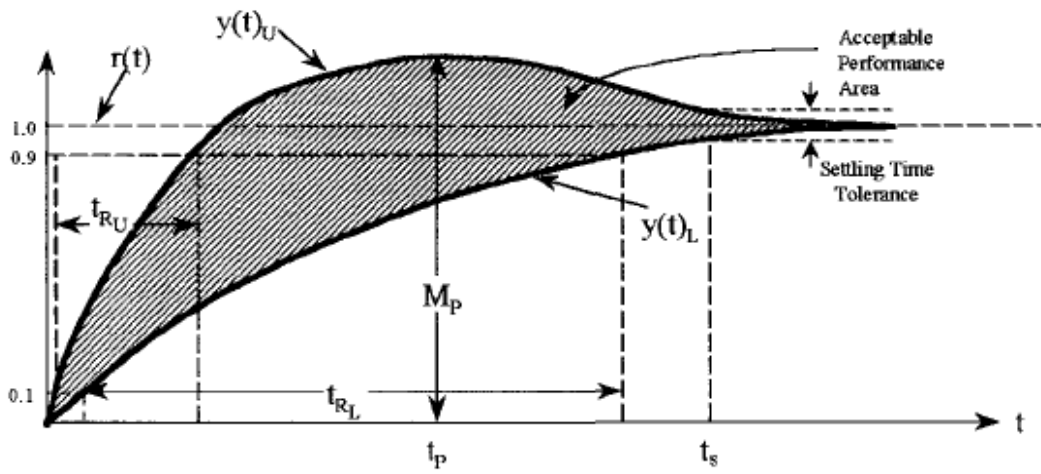
$$T_{D_1} = \frac{p(s)}{1+p(s)G(s)} = \frac{P}{1+L} \quad r(t) = d_2(t) = 0 \quad (۵-۳)$$

$$T_{D_2} = \frac{1}{1+p(s)G(s)} = \frac{1}{1+L} \quad r(t) = d_1(t) = 0 \quad (۶-۳)$$

### ۳-۴-۱- مدل ردیابی:

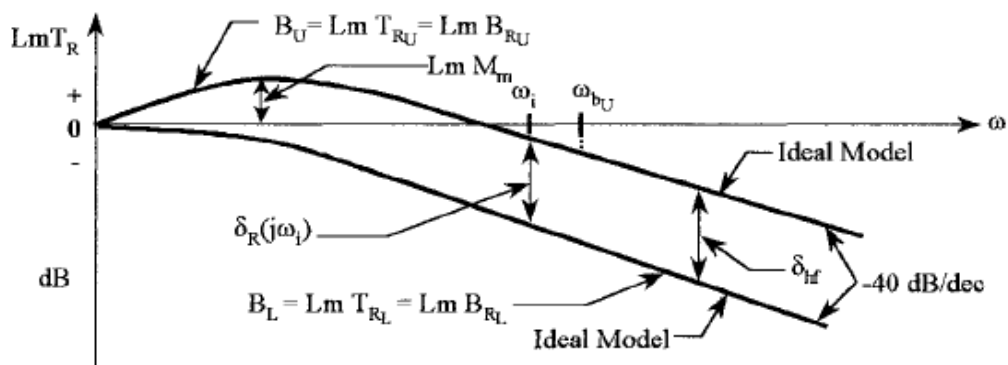
در تکنیک QFT مورد نیاز است که، نسبت های کنترل ردیابی مطلوبی در حوزه فرکانس مدل شود بطوریکه بهره  $k_m$  مورد نیاز و مشخصات عملکرد مطلوب در حوزه زمان برای ورودی پله ارضا گردد. بنابراین، مشخصات عملکرد ردیابی سیستم برای یک سیستم مرتبه دوم ساده براساس ارضا کردن تعدادی یا کل نقاط حائز اهمیت برای پاسخ تابع پله تحمیلی برای زیر میرا ( $km$  و  $t_r$  و  $t_s$  و  $t_p$  و  $mp$ ) و فوق میرا ( $km$  و  $t_D$  و  $t_s$ ) به ترتیب بایستی بنا گردد.

این امر بطور گرافیکی در شکل ۳-۲ نمایش داده شده است. پاسخ های زمانی  $y(t)_u$  و  $y(t)_L$  در این شکل به ترتیب باندهای بالایی و پایینی را نشان می دهند. برای مشخصات عملکرد ردیابی این قابل قبول است که پاسخ  $y(t)$  بین این باندها قرار بگیرد.

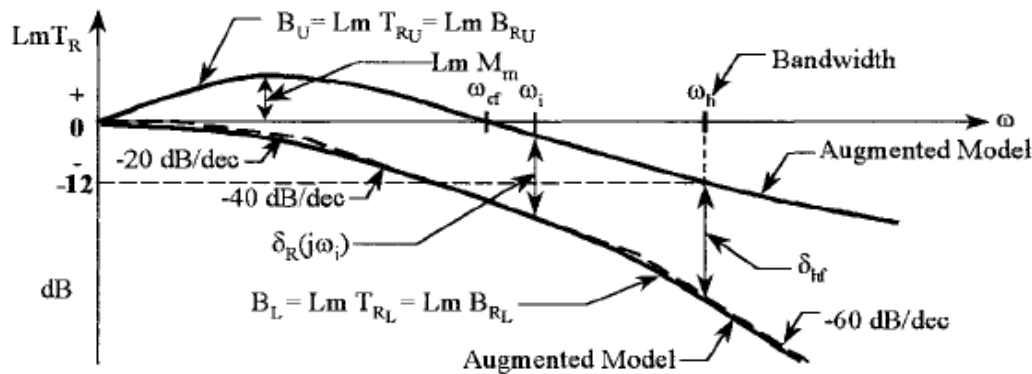


شکل ۳-۲- ویژگیهای عملکردی ردیابی سیستم در حوزه زمان [۱]

نمودارهای Bode در باند بالایی  $B_U$  و باند پایینی  $B_L$  برای  $LmT_R(j\omega)$  برحسب  $\omega$  در شکل (۳-۳)، نمایش داده شده است.



شکل ۳-۳ الف- گراف Bode از  $T_R$ - مدل ایده آل درجه دو ساده [۱]



شکل ۳-۳-ب- مدل های تقویت شده [۱]

توجه داشته باشید که برای سیستم های مینیمم فاز، دامنه تغییرات روی  $T_R(j\omega_i)$  برای ارضا شدن یک طراحی رضایتبخش مورد نیاز است. برای دستگاه های غیرمینیمم فاز، دامنه تغییرات روی  $T_R(j\omega)$  نیز هم چنین باید مشخص شده و در پروسه طراحی ارضا شود. مطلوب است که نسبت های کنترلی را مطابق با باندهای بالایی و پایینی  $T_{R_u}$  و  $T_{R_l}$  به ترتیبی بدست بیاوریم، که  $G_R(j\omega_i)$  براساس افزایش  $\omega_i$  روی فرکانس عبور صفر dB بوده و  $\omega_{cf}$  افزایش پیدا کند. این مشخصه و ویژگی  $G_R(j\omega_i)$ ، پروسه بدست آوردن تابع انتقال حلقه باز  $L_o(s) = G(s)P_o(s)$  را ساده می کند.

برای بدست آوردن  $L_o(s)$  لازم است که باند ردیابی  $B_R(j\omega_i)$  را تعیین کنیم که براساس  $G_R(j\omega_i)$  بدست آورده می شوند. این مشخصه و ویژگی  $G_R(j\omega_i)$  تضمین می کند که دامنه باند ردیابی  $B_R(j\omega_i)$  براساس افزایش  $\omega_i$  کاهش پیدا کند.

یک حرکت رو به جلو پروسه مدل کردن، شروع کردن با یک مدل مرتبه دوم ساده است که نسبت کنترلی مطلوب  $T_{R_u}$  فرم زیر را داشته باشد:

$$T_{R_u}(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} = \frac{w_n^2}{(s-p_1)(s-p_2)} \quad (7-3)$$

در رابطه فوق،  $w_n^2 = p_1 p_2$  و  $4|G_D| = \frac{4}{\zeta^2 w_n^2} \cong t_s \cong T_s$  (زمان نشست مطلوب) می باشند. نسبت

کنترلی  $T_{R_u}(s)$  می تواند توسط یک سیستم فیدبک واحد نمایش داده شود بطوریکه:

$$T_{R_u}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{Geq(s)}{1 + Geq(s)} \quad (۸-۳)$$

$$Geq(s) = \frac{w_n^2}{s(s + 2\zeta w_n)} \quad (۹-۳)$$

بهره ثابت این معادله نوع اول برای تابع تبدیل  $Geq(s)$  برابر با  $k_1 = \lim_{s \rightarrow 0} [sGeq(s)] = \frac{w_n^2}{2\zeta}$  می باشد.

برای ورودی  $r(t) = R_o u_{-1}(t)$  باید رابطه  $y(t)_s = R_o u_{-1}(t)$  ارضا شود.

فرکانس  $w_b$  برای  $|T_{RU}(jw_0)| = 0.7071$  تعریف می شود که به عنوان فرکانس پهنای باند سیستم در نظر گرفته شده است.

ساده ترین مدل فوق میرا برای  $T_{RL}(s)$  به فرم زیر است:

$$T_{RL}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k}{(s - \sigma_1)(s - \sigma_2)} = \frac{G_{eq}(s)}{1 + G_{eq}(s)} \quad (۱۰-۳)$$

$$k_1 = \frac{-\sigma_1 \sigma_2}{(\sigma_1 + \sigma_2)} \text{ و } G_{eq}(s) = \frac{\sigma_1 \sigma_2}{s(s - (\sigma_1 + \sigma_2))}$$

برای ورودی  $r(t) = R_o u_{-1}(t)$  خواهیم داشت:  $y(t)_{ss} = R_o$ .

انتخاب پارامترهای  $\sigma_1$  و  $\sigma_2$  برای مطابقت دادن مشخصات  $t_s$  و  $k_1$  استفاده می شود. امکان دستیابی به مشخصات عملکرد مطلوب بر روی پهنای باند  $BW$ ،  $0 < w < W_{hr}$  ایجاد می گردد تا با تقاطع خط  $-12dB$  و منحنی  $B_u$  قابل تعیین باشد. برای اینکه  $T_{R_u}$  و  $T_{R_L}$  هر دو مرتبه دوم می باشند، در فرکانس های بالا مجانب ها دارای شیب یکسان هستند. بعلاوه برای دستیابی به مشخصات مطلوب، یک افزایش دامنه  $G_R$  در  $B_u$  برای  $w_i > w_{cf}$  و یک افزایش پهنای بین  $B_u$  و  $B_L$  در ناحیه فرکانس بالا مورد نیاز است.

$$\delta_{hf} = B_u - B_L \quad (۱۱-۳)$$

که باید با افزایش فرکانس، افزایش پیدا کند. این افزایش مطلوب در  $\delta_R$  توسط تغییر دادن  $B_u$  و  $B_L$  بدون خدشه دار کردن مشخصات پاسخ زمانی مطلوب بدست آمده است.

این امر، با افزودن یک صفر بسیار نزدیک به مبدأ در حد امکان به  $T_{R_u}$  که تأثیری قابل توجهی در پاسخ زمانی نگذارد، انجام می‌گردد. این صفر افزوده، منحنی  $B_u$  را برای محدوده فرکانس بالای  $w_{cf}$ ، بالا می‌برد.

این محدوده و گستره آن، می‌تواند توسط افزودن یک قطب حقیقی نزدیک به مبدأ برای  $T_{R_L}$  بیشتر افزایش پیدا کند. این قطب بایستی تا حد امکان به مبدأ نزدیک و به اندازه کافی دور از مبدأ باشد که تأثیر قابل توجهی روی پاسخ زمانی نداشته باشد. توجه کنید که خط راست نمودار Bode فقط برای  $T_{R_L}$  نمایش داده شده است. این قطب افزون منحنی  $B_L$  را برای این ناحیه فرکانسی پایین می‌آورد.

$$T_{R_u}(s) = \frac{\left(\frac{w_n^2}{a}\right)(s+a)}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} = \frac{\left(\frac{w_n^2}{a}\right)(s-z_1)}{(s-\sigma_1)(s-\sigma_2)} \quad (12-3)$$

$$T_{R_L}(s) = \frac{k}{(s+a_1)(s+a_2)(s+a_3)} = \frac{k}{(s+\sigma_1)(s+\sigma_2)(s+\sigma_3)} \quad (13-3)$$

بنابراین، برای این مدل های افزوده شده، دامنه  $\delta_R(jw_i)$  به ازای  $w_i$  بیشتر از  $w_{cf}$  افزایش پیدا می‌کند. روش دستیابی به یک  $\delta_R(jw)$  که با افزایش فرکانس زیاد شود، در زیر توصیف شده است.

به منظور مینیمم کردن تکرار پروسه در دستیابی مدل های قابل قبول برای  $T_{R_u}(s)$  و  $T_{R_L}(s)$  که یک  $\delta_R(jw)$  فزاینده داشته باشد، روش زیر ممکن است طراحی پروسه را سرعت ببخشد.

الف) اول بدست آوردن مدل مرتبه دوم معادله (12-3) که شامل صفر در  $|Z_1| = a \geq w_n$  می‌باشد، که با مشخصات پاسخ زمانی همسان است.

ب) در گام دوم، برای امتحان ابتدایی، تمام سه قطب حقیقی معادله (13-3) بایستی، مقدار  $|\sigma_3| = a_3 = w_n > a_2 = a_1 > |\xi w_n|$  را داشته باشد. برای احتمال های بعدی اگر لازم بود، یک یا تعداد بیشتری از این قطب ها به سمت راست یا چپ حرکت داده شوند تا مشخصات مطلوب ارضا

شوند. همانطور که شرح داده شد، توسط شیب های خط صاف نمودار Bode در شکل (۳-۳b)، انتخاب کردن مقدار تمام سه قطب در دامنه مشخص شده بالا، افزایش  $\delta_R$  را تضمین می کند. بقیه احتمال ها به قرار زیر هستند:

ج) مقدارهای مشخص  $t_p$  و  $t_s$  برای  $T_{RL}$  ممکن است طوری باشد که یک جفت قطب مختلط و یک قطب حقیقی برای پاسخ مدل مورد نیاز باشد. در این موقعیت باید قطب حقیقی غالب تر از قطب های مختلط باشد.

د) با توجه به مشخصات عملکرد، شاید  $T_{Ru}(s)$  به دو قطب حقیقی و یک صفر نزدیک مبدأ نیازمند باشد، یعنی  $|z_1|$  خیلی کمتر از  $|p_1|$  و  $|p_2|$  انتخاب شود به منظور اینکه یک پاسخ زیر میرا داشته باشیم.

در فرکانسهای بالا در شکل ۳-۳ب،  $\delta_{hf}$  باید بزرگتر از  $\delta_p$  (تغییرات حقیقی در دستگاه) باشد. این مشخصه نتیجه تئوری بود (Bode) است که بیان می کند:

$$\int_0^{\infty} L_m S_p^T dw = 0$$

بنابراین کاهش در حساسیت  $S_p^T$  در فرکانسهای پایین تر بایستی با یک افزایش در حساسیت در فرکانس های بالاتر، بالانس شود. در برخی فرکانس های بالا  $w_i \geq w_h$  (شکل ۳-۳ب) بعلت آنکه،

$$|T_{Ru}| \approx 0 \text{ پس:}$$

$$\lim_{w \rightarrow \infty} \delta R(jw_i) \approx B_u - (-\infty) = \infty \text{dB} \quad (۳-۱۴)$$

یک overshoot (فراجهدش) قابل قبول بدون هیچ پایین جهش undershoot برای  $T_{Ru}$ ، می تواند توسط داشتن ۲ قطب غالب  $p_1 > p_2$  و یک صفر حقیقی غالب  $(z_1 > p_1)$  نزدیک به  $p_1$  و یک قطب دور افتاده  $p_3 \ll p_2$  نزدیکی صفر مقدار  $M_p$  را دیکته می کند. بنابراین، یک ترکیب صفر و قطب که یک پاسخ مطلوب در حوزه زمان را منجر می شود، انتخاب می گردد.

۲-۴-۳: مدل های عدم پذیرش اغتشاش:

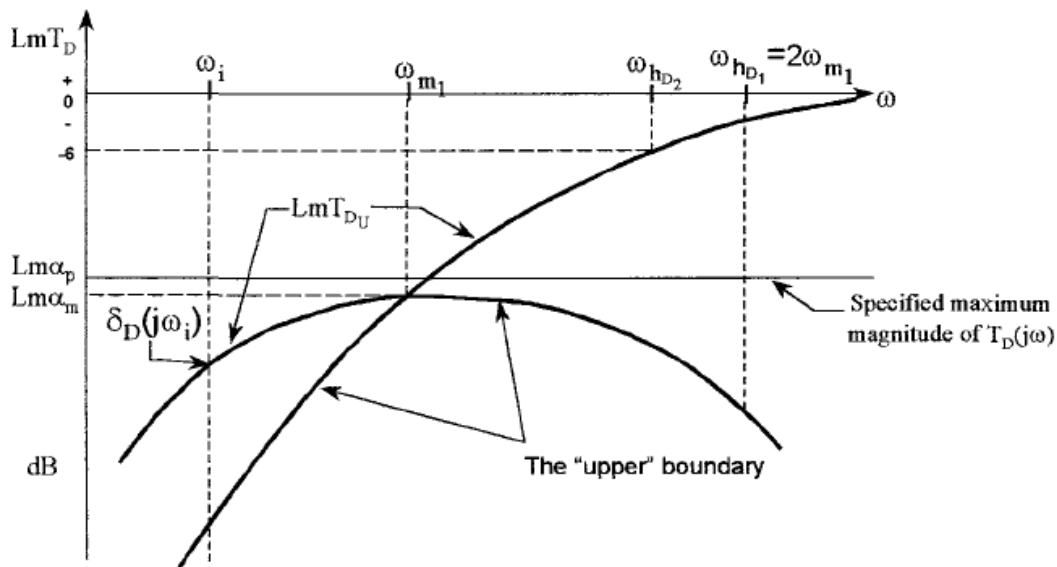
ساده ترین مشخصه مدل نسبت کنترلی اغتشاش  $\alpha_p$  ، یک ثابت

است که آن ثابت یک دامنه ماکزیمم مطلوب خروجی براساس یک ورودی اغتشاش پله واحد است.

یعنی  $d_1(t): |y(t_p)| \leq \alpha_p$  و  $d_2(t): |y(t_1)| \leq \alpha_p$  برای  $t \geq t_x$ .

بنابراین مشخصات اغتشاش حوزه فرکانس برابر با  $LmTD(j\omega) < Lm\alpha_p$  و بر روی پهنای باند مشخص مطلوب می باشد. (شکل ۴-۳)

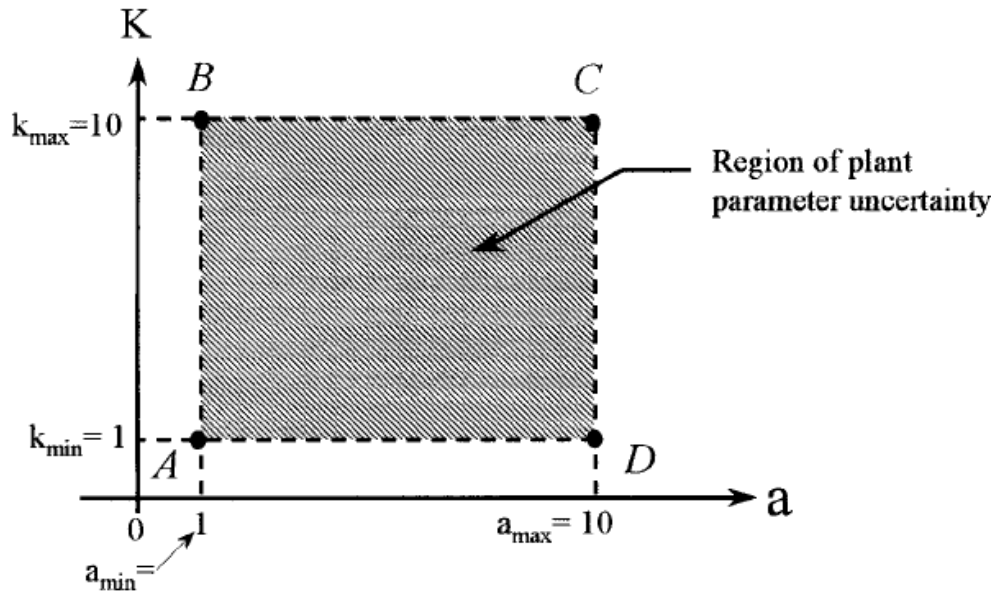
مشخصات اغتشاش فقط توسط یک باند بالایی روی نمودار نیکولز بر روی پهنای باند مشخص شده، که در شکل ، نمایش داده شده است.



شکل ۴-۳- گراف Bode از مدل های آشفتگی برای  $T_D(j\omega)$  [۱]

### ۵-۳: مدل دستگاہ J LTI:

دستگاہ ساده که در محدوده  $k \in \{1,10\}$  و  $a \in \{1,10\}$  برای شرح دادن پروسه طراحی QFT، چند ورودی یک خروجی استفاده شده است، در ناحیه عدم قطعیت پارامتریک دستگاہ، توسط شکل (۵-۳) شرح داده شده است. این ناحیه توسط J دستگاہ LTI توصیف گردیده جایی که  $L=1,2,\dots,J$  روی باند خودش قرار می گیرد.



شکل ۵-۳- ناحیه عدم قطعیت پارامتر دستگاہ<sup>[۱]</sup>

### ۶-۳: الگوهای دستگاہ $P_L(s)$ و $J_P(j\omega)$

با استفاده از  $L = GP$  و معادله (۴-۳) حاصل می شود:

$$LmT_R = LmF + Lm\left[\frac{L}{1+L}\right] = LmF + LmT \quad (۱۵-۳)$$

تغییرات در  $T_R$  بعلت عدم قطعیت در  $p$  می باشد. نظر به اینکه  $F$ ، LTI می باشد:

$$\Delta(LmT_R) = LmT_R - LmF = Lm\left[\frac{L}{1+L}\right] \quad (۱۶-۳)$$



یک طراحی مطلوب  $L = L_0$  و  $F$ ، باید این تغییر در  $T_R$  را محدود کند بطوریکه مقدار واقعی و حقیقی  $LmT_R$  همواره بین  $B_u$  و  $B_L$  شکل ۳-۳ قرار بگیرد. اولین گام در بدست آوردن یک  $L_0$ ، ساختن الگوهای نمودار نیکولز است که تنوع و گوناگونی عدم قطعیت دستگاه برای مقادیر گوناگون  $w_i$ ، بر روی محدوده فرکانسی  $w_x \leq w_i \leq wh_R$  جایی که  $w_x < w_{cf}$  قرار دارد را، مشخص می کند. بعلاوه برای یک دستگاه نوع صفر  $w_x = 0$  و برای یک دستگاه نوع اول یا بالاتر  $w_x \neq 0$  انتخاب می شود.

محدوده الگوی دستگاه روی نمودار نیکولز می تواند توسط نگاشت مرز ناحیه عدم قطعیت پارامتر دستگاه حاصل شود. تعدادی نقاط روی محیط شکل ۳-۵ انتخاب شده است و مقادیر  $LmP(jw_i)$  و  $\angle XP(jw_i)$  در هر نقطه حاصل شده اند. این اطلاعات برای هر مقدار  $w = w_i$  روی نمودار نیکولز رسم شده اند. یک منحنی بواسطه این نقاط کشیده شده است و تبدیل به الگوی  $JP(jw_i)$  در فرکانس  $w_i$  شده است. تعدادی نقاط مناسب بایستی انتخاب شود بطوریکه محیط  $JP(jw_i)$  بطور دقیق و درستی ناحیه عدم قطعیت را منعکس کند.

بعلاوه برای نقاط علامت زده شده  $D$  و  $C$  و  $B$  و  $A$  در شکل ۳-۶، این شاید لازم باشد که نقاط اضافی روی محیط افزوده شود. این اطلاعات روی نمودار نیکولز رسم شده است که در شکل ۳-۶، برای  $w=1$  نشان داده شده است. منحنی بواسطه این نقاط کشیده شده است و ناحیه حاشور خورده،  $JP(j_1)$  نام گذاری شده است. الگوها برای مقادیر دیگر  $w_i$ ، بر روش مشابه ای حاصل می شوند. مشخصه این الگوها این است که از یک مقدار کم  $w_i$ ، شروع می شود. با افزایش مقادیر  $w$ ، الگوها پهن می شوند (پهنای زاویه بزرگتر می شود) سپس، زمانی که  $w_i$  به مقادیر بزرگتر می رسد و به بی نهایت نزدیک می شود، آنها باریکتر می شوند و سرانجام به یک خط راست با ارتفاع  $VdB$  نزدیک می شود. (معادله ۳-۱۹)

مقادیر  $k=a=1$  کمترین نقطه هر کدام از الگوهای  $JP(j\omega_i)$  را نمایش می دهد و ممکن است به عنوان دستگاه نامی  $P_0$  برای تمامی فرکانس ها انتخاب شود، اگرچه هر دستگاهی در  $P$  می تواند به عنوان دستگاه نامی انتخاب شود. با  $L = GP$  و  $L_0 = GP_0$  داریم:

$$\delta_p(j\omega_i) = L_m L - L_m L_0 = (LmG + LmP) - (LmG + LmP_0) = (LmP + LmP_0) \leq \delta_R(j\omega_i) \text{ dB}$$

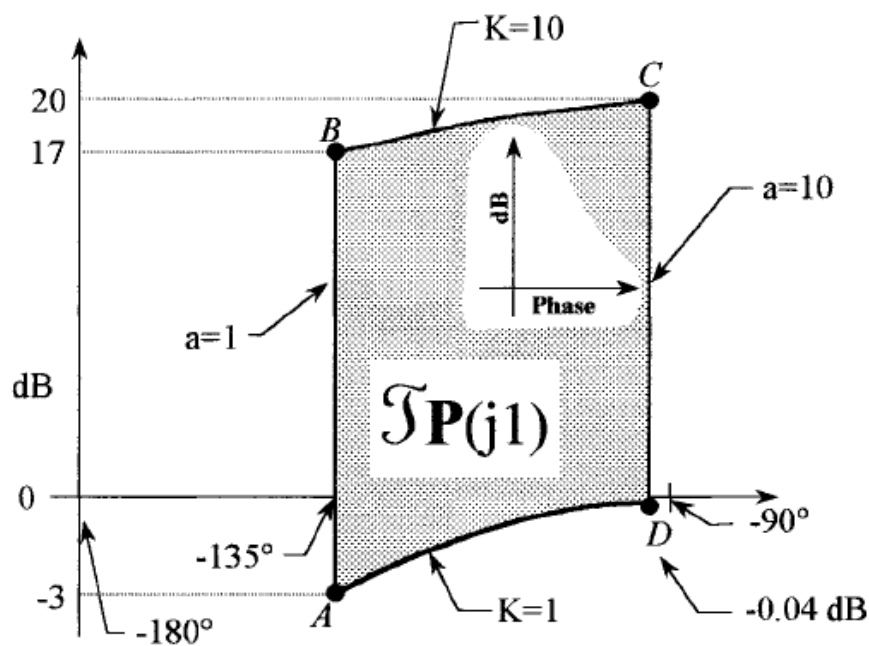
9

$$\Delta P = P - P_0$$

بنابراین، اگر نقطه  $A$  در شکل ۳-۶،  $LmP_0$  را نشان دهد، تنوع در  $P$  منجر به یک انتقال افقی در زاویه  $P$  و یک انتقال عمودی در مقدار لگاریتم اندازه  $P$  می شود. زمانیکه  $G(j\omega)$  یک تابع تبدیل مشخص را نشان می دهد، الگوی شکل ۳-۶، می تواند با انتقال عمودیش توسط  $L_m G(j\omega_i)$  و انتقال افقی خود توسط  $\angle G(j\omega_i)$  به الگوی  $L(j\omega)$  تبدیل شود. برای الگوی  $L(j\omega_i)$ ، مقادیر

$$M\text{-contours در تقاطع ها با الگو، مقادیر نسبت کنترلی } LmT(j\omega_i) = L_m \left( \frac{L(j\omega_i)}{1 + L(j\omega_i)} \right) \text{ را}$$

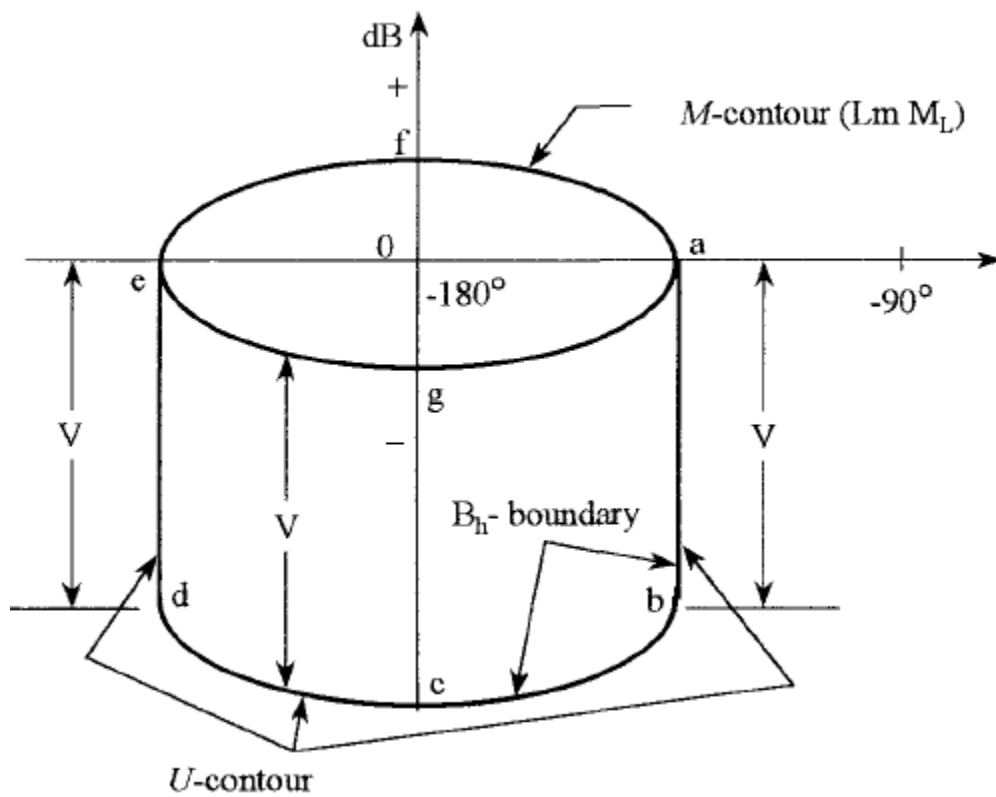
حاصل می کنند.



شکل ۳-۶- خواص NC رابطه (۷-۱) در ناحیه عدم قطعیت [۱]

### ۷-۳- باند پایداری (u-contour):

مشخصات عملکردی سیستم در حوزه زمان (شکل ۲-۳) و در حوزه فرکانس (شکل ۳-۳) یک نسبت میرایی مینیمم  $\xi$  را برای ریشه های غالب حلقه بسته سیستم که مطابق با یک باند روی مقدار  $M_p \approx M_M$  قرار دارند، مشخص می کند. در نمودار نیکولز این باند روی  $M_p = M_L$  (شکل ۷-۳) یک ناحیه را بنا می کند که نباید توسط الگوها و تابع تبدیل حلقه  $L_L(j\omega)$  برای تمام  $w_i$  ها بداخل نفوذ پیدا کند.



شکل ۷-۳- ساختار باند U (کانتور پایداری)<sup>[۱]</sup>

این ناحیه به عنوان مرز جهانی فرکانس بالا (UHFB) یا باند پایداری (u-contour) مشخص می شود، زیرا این باعث محدودیت غالب روی  $L(j\omega)$  می شود. بنابراین، بخش بالا، efa محیط  $M_L$ ، بخشی از u-contour می شود. برای دو مورد عدم پذیرش اغتشاش کشیده شده در شکل ۳-۶، نسبت کنترلی به ترتیب زیر هستند:

$$T_{D_1} = \frac{P}{1+L}, T_{D_2} = \frac{1}{1+L}$$

بنابراین، این لازم است که یک  $L_o(s)$  بطوریکه اغتشاش ها بطور شایسته ای کاهش پیدا کنند، فراهم شود. حالا، تنها یک جنبه از مسئله پاسخ اغتشاش مورد ملاحظه واقع شده است. برای مثال یک محدودیت روی نسبت میرایی  $\xi$  واقع شده است که جفت قطب های مختلط غالب  $T_D$ ، نزدیکترین به محور  $j\omega$  باشد. این نسبت میرایی متناسب با مقدار پیک به شرح ذیل می باشد:

$$|T(j\omega)| = \left| \frac{L(j\omega)}{1+L(j\omega)} \right| \quad (17-3)$$

برای مثال: در پیک  $LmT = 8dB$ ،  $\xi = 0.2$  و در  $LmT = 2.7dB$ ،  $\xi = 0.4$  می باشد. اگرچه این پیک بزرگ بعلت طراحی پیش فیلتر  $F(s)$  در  $T_R$  ظاهر نمی شود. اگر  $d(t)$  خیلی کوچک باشد، یک پیک  $T_D$ ، به سبب  $\xi = 0.2$  می تواند خیلی بزرگ باشد و این شاید سخت باشد که به محدودیت روی پیک overshoot،  $\alpha_p$  پاسخ زمانی دست پیدا کنیم.

$$|C(t)| \leq \alpha_p$$

بنابراین، این منطقی است که نیازها را جمع کنیم:

$$|T| = \left| \frac{L}{1+L} \right| \leq M_L \quad (18-3)$$

جائی که  $M_L$  برای تمام  $w$ ها و روی تمام ناحیه مقادیر پارامتر  $P$  ثابت است، این به یک محدودیت روی  $\xi$  برای جفت قطب مختلط غالب  $T_D$  منجر می شود. این محدودیت هم چنین می تواند به محدودیت روی مقدار ماکزیمم  $T_{max}$  انتقال داده شود (معادله 3-17) برای مثال برای  $LmM_m = 2dB$ ، بیضی  $agefa$ ، در شکل 3-7، متناظر با  $M$ -contour،  $2dB$ ، روی نمودار نیکولز می باشد. این منجر به محدودیت در پیک پاسخ اغتشاش می باشد. یک مقدار  $M_L$  می تواند متناظر با مقدار ماکزیمم  $T_R$  انتخاب شود. بنابراین، بخش بالایی  $efa$ ،  $M$ -contour روی نمودار نیکولز که متناظر با مقدار انتخاب شده  $M_L$  می باشد، بخشی از  $U$ -contour می شود. زمانی که  $w \rightarrow \infty$  بر روی دستگاه تابع تبدیل نزدیک می شود به:

$$\lim_{w \rightarrow \infty} P(jw) = \frac{k'}{w^\lambda}$$

که  $\lambda$  معرف قطب های اضافه بر صفرهای  $P(s)$  می باشد. الگو دستگاہ برای این نوع از مسائل، نزدیک به یک خط عمودی با طول معادل می شود:

$$\Delta = \lim_{w \rightarrow \infty} LmP_{\max} - LmP_{\min} = Lmk'_{\max} - Lmk'_{\min} = VdB \quad (19-3)$$

اگر دستگاہ های در  $k' = k'_{\min}$  انتخاب شده باشد، پس محدودیت  $M_L$  یک مرز می دهد که به U-contour abcdefa شکل ۷-۳ نزدیک می شود. توجه کنید برای یک دستگاہ MIMO ممکن است که دستگاہ  $P = \{p_{ij}\}$ ، هنگامیکه  $w \rightarrow \infty$ ، به یک خط عمودی نزدیک نشود، اگر  $\lambda_{ij}$  را برای تمام  $p_{ij}$  های عناصر ماتریس دستگاہ یکسان نباشد. زمانیکه  $\lambda_{ij}$  ها، متفاوت هستند، پس بحث های الگوها یک مضرب از  $90^\circ$  هستند.

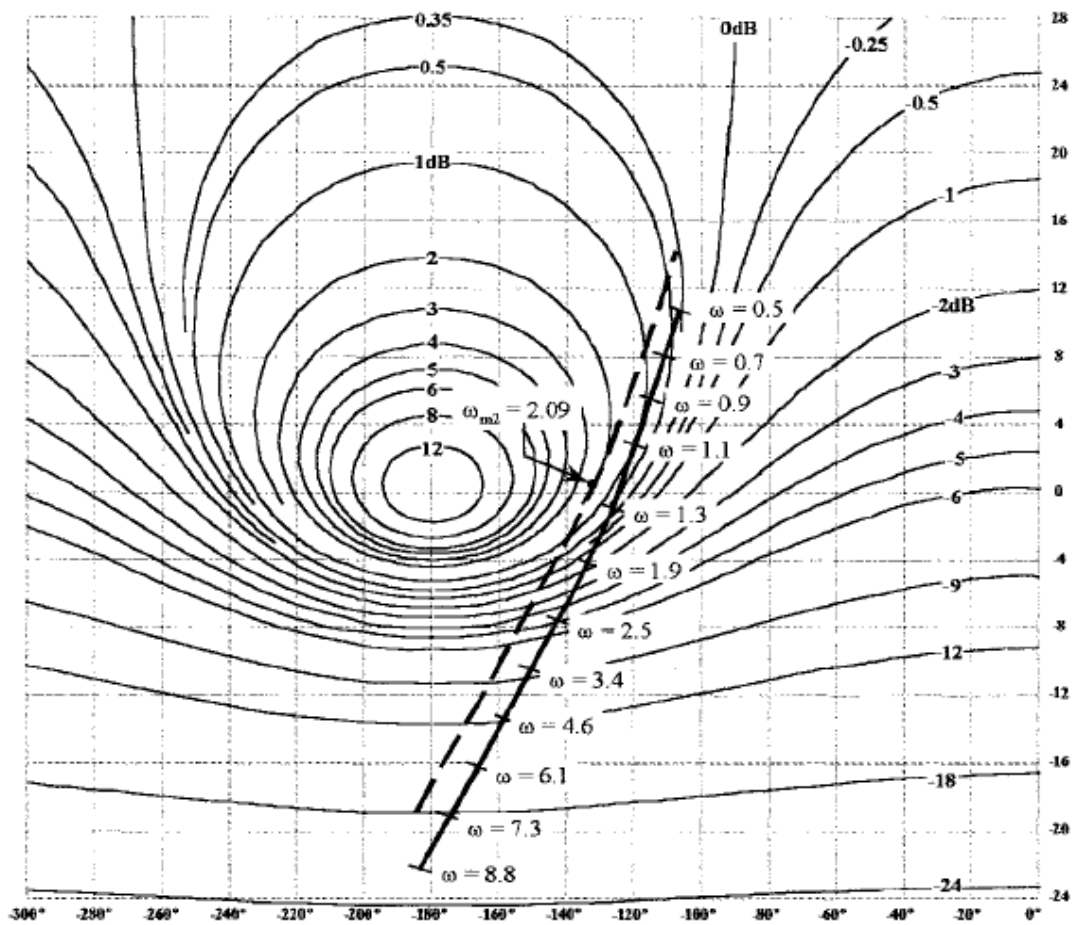
برای دستگاہ ساده، جایی که  $k \in \{1,10\}$  و  $a \in \{1,10\}$  و جاییکه  $k' = ka$ ، وقتی که  $w \rightarrow \infty$  از معادله (۱۹-۳) حاصل می شود:

$$\begin{aligned} V = \Delta LmP &= \lim \left[ \{Lm(ka)_{\max} - Lm(jw)^2\} - \{Lm(ka)_{\min} - Lm(jw)^2\} \right] \\ &= Lm(ka)_{\max} - Lm(ka)_{\min} = Lm100 - Lm1 = 40dB \end{aligned} \quad (20-3)$$

برای دستگاہ مینیمم فاز جاییکه قطب ها حقیقی هستند، الگوهای دستگاہ به شکل ۶-۳ می باشد. ناحیه فرکانس بالای  $B_h$ ، بخش bcd، U-contour در شکل ۷-۳، از بخش ega در U-contour، همانطور که در شکل شرح داده شده است. به دست می آید. بخش های باقی مانده U-contour، بخش های ab و de هستند که لزوماً خط های راست نیستند و توسط ارضا شدن نیازهای معادله (۱۸-۳) و  $G_R(jw_i)$  تعیین شده اند.

### ۸-۳: باندهای ردیابی $B_R(j\omega_i)$ روی نمودار نیکولز:

به عنوان یک مقدمه برای این بخش، فرآیند تنظیم کردن بهره یک سیستم بازخورد واحد برای دسترسی به یک مقدار مطلوب  $M_m$  توسط استفاده از نمودار نیکولز مورد بررسی قرار گرفته است. نمودار  $L_m P(j\omega)$  برحسب  $\angle P(j\omega)$  برای یک دستگاه در شکل ۸-۳ نشان داده شده است.



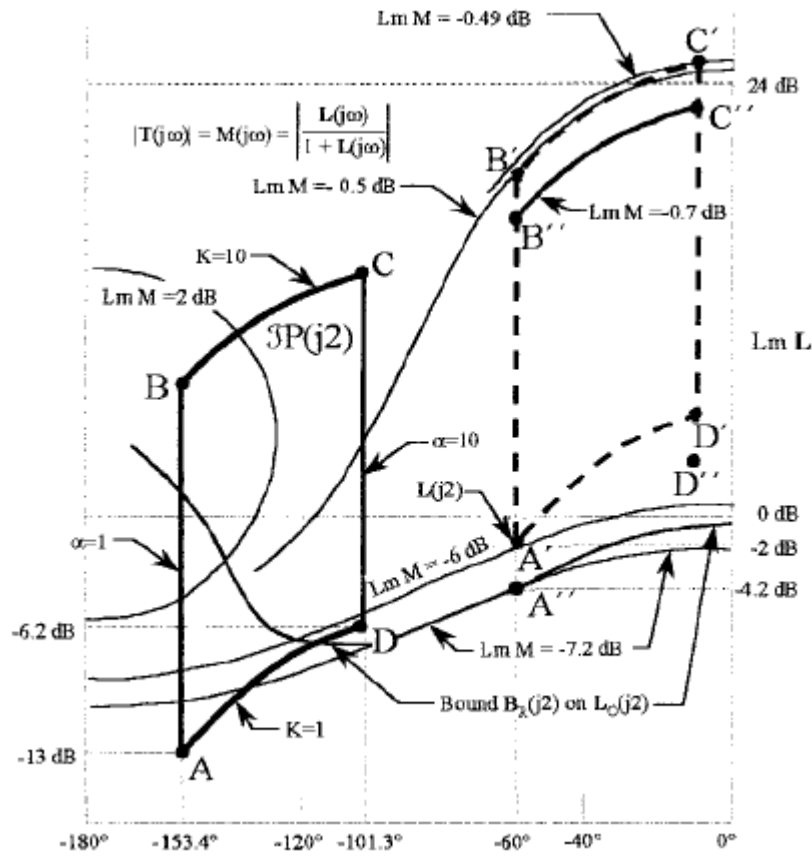
شکل ۸-۳- نمودار لگاریتم مقدار در برابر زاویه<sup>[۱]</sup>

نمودار  $LmL(j\omega)$  برحسب  $\angle L(j\omega)$  مماس بر منحنی  $M=1$  با فرکانس رزونانس  $\omega_m = 1.1$  می باشد.

اگر  $LmM_m = 2dB$  برای  $LmT_R$  مشخص شده باشد، بهره  $A$  افزایش می یابد و  $LmL(jw)$  بالا می رود به منحنی  $M$ ،  $2dB$ ، مماس شود. برای این مثال نیز  $LmA = 4.5dB$  ( $A=G=1.679$ ) بالا رفته و فرکانس رزونانس  $w_m = 2.09$  می باشد. حالا در نظر بگیرید که دستگاه عدم قطعیت تنها شامل تنوع در بهره  $A$  بین مقادیر ۱ و  $1/679$  باشد. این مطلوب است که یک جبران ساز  $G(s)$  cascade در شکل ۳-۱، پیدا شود بطوریکه مشخصات  $1dB \leq LmM_m \leq 2dB$  برای این تنوع بهره دستگاه برقرار باشد در حالیکه فرکانس رزونانس دستگاه ثابت باقی بماند.

این فرض شده است که برای معادله (۳-۱۶) که جبران سازهای  $G$  و  $F$  ثابت هستند، آنها دارای عدم قطعیت قابل اغماض هستند. بنابراین فقط عدم قطعیت در  $P$  برای تغییرات داده شده در  $T_R$  توسط معادله (۳-۱۶)، شرکت می کند. این راه حل نیاز دارد که در شکل ۳-۳  $b$   $\Delta LmT_R(jw_i) \leq G_R(jw_i)$  باشد. بنابراین ضرورتاً محدودیت نتیجه شده یا باند  $B_R(jw_i)$  روی  $L(jw_i)$  را تعیین می کنیم.

به عنوان یک توضیح یا تشریح، نمودار  $LmP(j_2)$  برحسب  $P(j_2) <$  برای دستگاه شکل ۳-۴، را در نظر بگیرید. همانطور که در شکل ۳-۹ نشان داده شده است، محدوده عدم قطعیت دستگاه  $\Gamma P(j_2)$  توسط محدوده  $ABCD$  داده شده است.



شکل ۳-۹- استخراج باندهای  $B_R(j\omega_i)$  بر روی  $L_o(j\omega)$  برای  $W=2$  [۱]

یعنی  $LmP(j_2)$  رو یا داخل باند این محدوده قرار می گیرد. تابع تبدیل اسمی دستگاه با

$k_o = a_o = 1$  برابر است با:

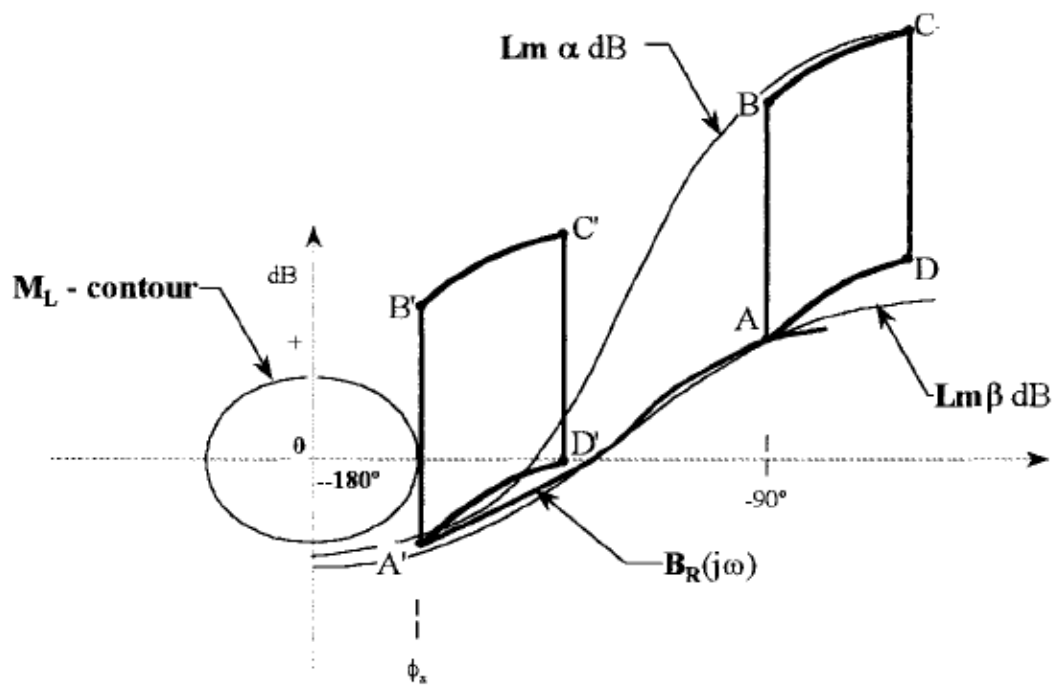
$$P_0 = \frac{1}{s(s+1)} \quad (۳-۲۱)$$

همچنین در شکل ۳-۹ توسط نقطه A برای  $W = 2[-13\text{dB}, -153.4^\circ]$  نمایش داده شده است.

توجه کنید که دستگاهی که انتخاب شده است بایستی برای تعیین کردن تمام باندها  $B_R(j\omega_i)$

استفاده شود.





شکل ۳-۱۰- تعیین گرافیکی  $B_R(jw_i)$  [۱]

از آنجا که  $LmL(j2) = LmG(j2) + LmP(j2)$ ، در نتیجه  $\Gamma P(j2)$  در اثر  $LmG(j2)$  بصورت قائم و بر اثر  $G(j2) <$  بصورت افقی بر روی چارت نیکولز انتقال می یابند. الگوهای  $\Gamma P(jw_i)$  دوباره مکان یابی می گردند تا موقعیت  $L_0(jw)$  که ویژگیهای شکل ۳-۳ را ارضا می کند، مشخص گردد. برای مثال اگر یک طراحی امتحانی از  $L(j2)$  نیازمند انتقال  $\Gamma P(j2)$  به موقعیت  $A'B'C'D'$  شکل ۳-۹ باشد، در اینصورت خواهیم داشت:

$$|LmG(j2)| = |LmG(j2)|_{A'} - |LmP(j2)|_A = |-2| - |-13| = 11dB \quad (۲۲-۳)$$

$$\angle G(j2) = \angle L(j2)_{A'} - \angle P(j2)_A = -60^\circ - (-153.4^\circ) = 93.4^\circ \quad (۲۳-۳)$$

با استفاده از کانتورهای ثابت  $LmM = Lm\left[\frac{L}{1+L}\right]$  بر روی چارت NC در شکل ۳-۱۰، مقدار

حداکثر بر روی نقطه  $C'(M=-0.49dB)$  و مقدار حداقل بر روی نقطه  $A'(M=-6dB)$  اتفاق می

افتد. فرآیند تعیین مرزهای  $B_R(jw_i)$  به شرح ذیل خلاصه می گردد:

۱- از شکل ۳-۴ مقادیر  $\delta_R(jw_i)$  برای دامنه‌ای از  $w_i$  ترجیحاً بخش اکتاو به دست می‌آید. انتخاب  $w_h$  منجر به این می‌گردد که مرز  $B_R(jw_h)$  از زیر کانتور  $U$  عبور نماید.

۲- مکان  $\Gamma P(jw_i)$  بر روی  $NC$  به نحوی انتخاب می‌گردد که شامل کانتور  $U$  گردد تا بدین ترتیب باند  $B_R(jw_i)$  به شرح ذیل تعیین گردد:

الف- از مقدار اصلی بخش زاویه ای  $NC$  برای تعیین  $\Gamma P(jw_i)$  استفاده گردد.

ب- مقدار  $p_0$  به نحوی تعیین گردد که کمترین مقدار  $\Gamma P(jw_i)$  باشد. در

اینصورت بایستی برای تعیین محل الگو بر روی خط  $90^\circ$ - قرار گرفت. در این صورت خواهیم داشت:

$$\Delta Lm\Gamma_R(jw_i) = Lm\alpha - Lm\beta = \delta_R(jw_i) \quad (24-3)$$

۳- با تکرار گام دوم در خطوط  $100^\circ$ ،  $110^\circ$ ، و غیره تا  $180^\circ$  و یا تا زمانی که یک نقطه بر روی الگو بر کانتور  $M_L$  مماس گردد. هیچ تقاطعی میان کانتور  $M_L$  و الگو مجاز نیست. برای مثال با حرکت دادن الگو از خط  $90^\circ$  به سمت چپ، الگو ممکن است عاقبت به کانتور  $M_L$  با زاویه مشابه  $\phi_s$  مماس گردد (شکل ۳-۱۱). اگر الگو بیشتر به سمت چپ حرکت داده شود، ممکن است کانتور  $M_L$  را قطع کند، و بدین ترتیب حداکثر  $T(jw)$  از  $M_L$  بزرگ تر می‌گردد. برای ارضای نیازمندیهای رابطه (۳-۱۹)، نقطه  $A'$  بر روی خط  $\phi = \phi_x$  تبدیل به مرز سمت چپ می‌گردد و یا نقطه کانتور  $B_R(jw)$  را از بین می‌برد. با رسم منحنی از تمامی نقاط به دست آمده کانتور  $B_R(jw_i)$  به دست می‌آید. بنابراین باندهای به دست آمده از  $B_R(jw_i)$  تنها تفاوت  $\delta_L(jw_i)$  را بیان باند فوقانی  $LmT_u$  و باند پایینی  $LmT_R$  را برای  $LmT_m = Lm \left[ \frac{L}{1+L} \right]$  تضمین می‌کند و بایستی روابط ذیل را ارضا کند:

$$\delta_L(jw_i) \leq \delta_R(jw_i) = LmT_{R_u}(jw_i) - LmT_{R_L}(jw_i) = LmT_u(jw_i) - LmT_L(jw_i) \quad (25-3)$$

۴- گام ۲ و ۳ برای محدوده  $w_x < w_i \leq w_h$  تکرار می‌گردد تا زمانی که بالاترین باند

$B_R(jw_i)$  و کوچکترین باند  $B_R(jw_h)$  بر روی  $NC$ ، کانتور  $U$  را روشن و شفاف نماید. برای

دستگاه های با میرایی ( $\xi > 0.6$ )، در تمامی ناحیه عدم قطعیت دستگاه، مقدار باندهای  $B_R(j\omega)$  با افزایش  $\omega$  معمولاً کاهش می یابد. بنابراین، برای این نوع از دستگاه، این لازم است که با افزایش  $\omega_i$ ، افزایش در  $\delta_R(j\omega_i)$  به وجود آید. اگر این خاصیت  $\delta_R(j\omega_i)$  مشاهده نگردد، این ممکن است که برای  $\omega_j > \omega_i$ ،  $|B_R(j\omega_j)| > |B_R(j\omega_i)|$  برقرار باشد. برای دستگاه های با میرایی مطلوب است که  $T_{R_u}$  و  $T_{R_L}$  براساس یک مدل  $P_o(s)$  فوق میرا ترکیب گردد.

### ۹-۳- باندهای آشفتگی $B_D(j\omega_i)$ - حالت اول:

دو ورودی آشفتگی در شکل (۱-۳) نمایش داده شده است و فرض بر این است که تنها یک ورودی آشفتگی در یک زمان وجود دارد. هر ۲ حالت مورد آنالیز قرار می گیرند.

$$\text{حالت اول: } [d_2(t) = D_0 U_{-1}(t), d_1(t) = 0]$$

نسبت کنترل: از شکل ۱-۳ نسبت کنترلی برای ورودی  $d_2(s)$  برابر است با:

$$T_D(s) = \frac{1}{1+L} \quad (۲۶-۳)$$

با جایگزینی  $L = \frac{1}{l}$  در معادله (۲۶-۳) خواهیم داشت:

$$T_D(s) = \frac{l}{1+l} \quad (۲۷-۳)$$

معادله فوق نیازمند استفاده از NC است. در حوزه ویژه ای از BW مطلوب است که

$$|T_D(j\omega)| \ll 1 \quad \text{که این مطلب منجر به این می گردد که } |L(j\omega)| \gg 1 \text{ یعنی:}$$

$$|T_D(j\omega)| \approx \frac{1}{|L(j\omega)|} = |l(j\omega)| \quad (۲۸-۳)$$

### ۳-۹-۱- ویژگیهای پاسخ آشفتهگی:

ویژگیهای ردیابی پاسخ در حوزه زمان براساس  $r(t) = U_{-1}(t)$ ، معمولاً حداکثر قابل قبول و مجاز فرافت  $M_p$  را مشخص می کند. در حوزه فرکانس این ویژگیها می تواند توسط روابط ذیل تقریب زده شود:

$$|M_R(jw)| = |T_R(jw)| = \frac{|Y(jw)|}{|R(jw)|} \leq M_m \approx M_p \quad (۲۹-۳)$$

ویژگیهای متناظر پاسخ حوزه فرکانس و حوزه زمان و براساس تابع اجبار آشفتهگی پله ای  $d_2(t) = U_{-1}(t)$  به ترتیب عبارتند از:

$$|M_D(t)| = \frac{|Y(t)|}{|d(t)|} \leq \alpha_p \quad \text{for } t \geq t_x \quad (۳۰-۳)$$

$$|M_D(jw)| = |T_D(jw)| = \frac{|Y(jw)|}{|D(jw)|} \leq \alpha_m \approx \alpha_p \quad (۳۱-۳)$$

### ۳-۱۰- باندهای آشفتهگی $B_D(jw_i)$ - حالت دوم

$$\text{حالت دوم } [d_1(t) = D_0 U_{-1}(t), d_2(t) = 0]$$

نسبت کنترل: با استفاده از شکل ۳-۱، نسبت کنترل آشفتهگی برای ورودی  $d_1(t)$  برابر است با:

$$T_D(jw) = \frac{P(jw)}{1 + G(jw)P(jw)} \quad (۳۲-۳)$$

با فرض نقطه  $A$  الگو به عنوان الگوی ظاهری، رابطه (۳۲-۳) در  $\frac{P_0}{P_0}$  ضرب می گردد و خواهیم داشت:

$$T_D = \frac{P_0}{P_0} \left[ \frac{1}{\frac{1}{P} + G} \right] = \frac{P_0}{\frac{P_0}{P} + GP_0} = \frac{P_0}{\frac{P_0}{P} + L_0} = \frac{P_0}{w} \quad (۳۳-۳)$$

که در این رابطه:

$$w = \frac{P_0}{P} + L_0 \quad (3-34)$$

بنابراین، رابطه (3-33) با  $LmT_D = \delta_D$  منجر می گردد به:

$$Lmw = LmP_0 - \delta_D \quad (3-35)$$

ویژگیهای پاسخ آشفتهگی: براساس رابطه (3-29)، ویژگیهای پاسخ در حوزه فرکانس و زمان، برای

یک تابع پله واحد، به ترتیب خواهیم داشت:

$$|M_D(t)| = \frac{|Y(t_p)|}{|d(t)|} = |y(t_p)| \leq \alpha_p \quad (3-36)$$

و

$$|M_D(jw)| = |T_D(jw)| = \frac{|Y(jw)|}{|D(jw)|} \leq \alpha_m \equiv \alpha_p \quad (3-37)$$

باندهای  $B_D(jw_i)$ :

فرآیند تعیین باندهای  $B_D(jw_i)$  عبارت است از:

الف- با استفاده از شکل 3-4، مقدار  $\delta_D(jw_i)$  که بیانگر ویژگیهای مطلوب مدل

برای مقادیر فرکانسی مشابه مرزهای ردیاب  $B_R(jw_i)$  بدست می آید.

ب- برای هر  $w_i$  مقادیر ذیل بایستی برآورد گردد:

$$L_m \rho_0(jw_i) \quad \delta_D(jw_i) \quad Lmw(jw_i) \quad |w(jw_i)| \quad \frac{P_0(jw_i)}{P_l(jw_i)}$$

نسبت  $\frac{P_0}{P_l}$  در هر 4 نقطه شکل 3-5، برای هر مقدار  $w_i$  بایستی ارزیابی گردد. همچنین لازم

است این مقدار در محیط کانتور ABCD شکل 3-5 ارزیابی گردند.

ج- قبل از استفاده از این فرآیند برای تعیین گرافیکی  $B_d(jw_i)$  که در آن  $B_D = LmB_d$

است، این ضروری است که رابطه فازی میان  $B_d$  و  $\frac{P_0}{P}$  برای تعیین گردد. رابطه (3-34) با

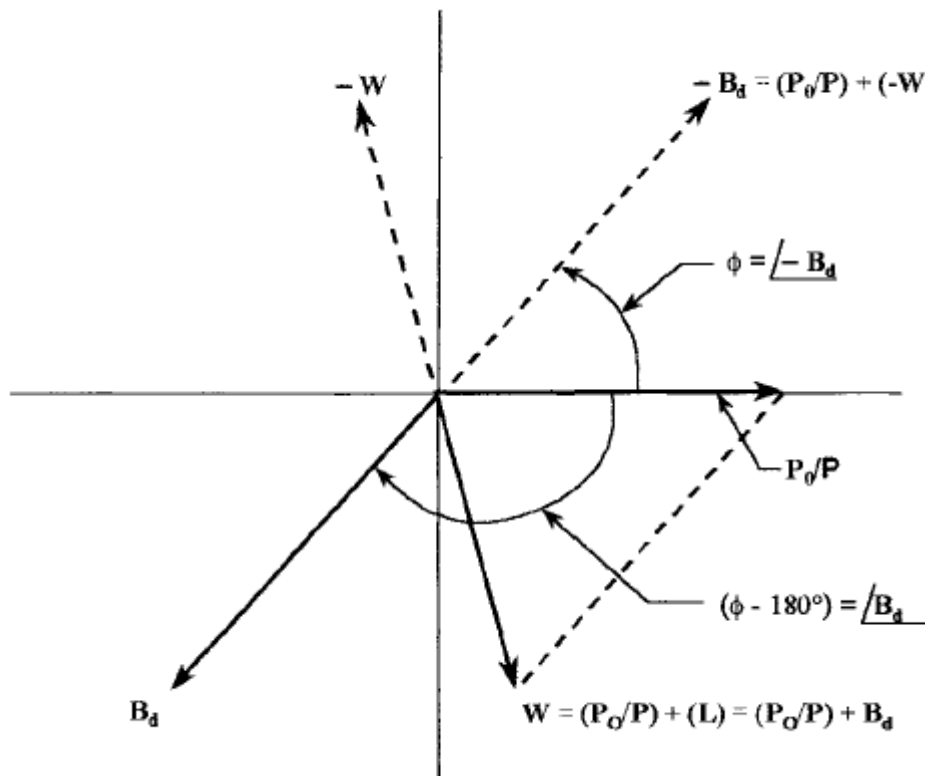
جایگزینی  $L_0$  با باند آن  $B_d$  دوباره نویسی می گردد، داریم:

$$w = \frac{P_0}{P} + B_d \rightarrow -B_d = \frac{P_0}{P} + (-w) \quad (3-38)$$

برای مقادیر دلخواه  $\frac{P_0(jw_i)}{P(jw_i)}$  و  $W(jw_i)$ ، شکل ۱۱-۳ رابطه فازی معادله (۳-۳۴) را ارائه می

نماید. از آنجایی که مقادیر  $\frac{P_0(jw_i)}{P(jw_i)}$  برای  $P$ ، و  $|W(jw_i)|$  معلوم هستند، فرآیند ذیل می تواند

مورد استفاده قرار گیرد تا  $B_d(jw_i)$  تعیین و ارزیابی گردد:



شکل ۱۱-۳- رابطه فازی معادله (۳-۳۴) با  $L_0 = B_0$  [۱]

الف- در کاغذ قطبی یا مستطیلی  $\Gamma\left[\frac{P_0}{P}\right]$  برای هر  $w_i$  ترسیم می گردد (شکل ۱۲-۳) در

حالیکه نقطه  $A$ ، نقطه ظاهری است.

ب- براساس رابطه (۳-۱۳) و موقعیت فاز  $-W(jw)$ ، راه حل  $-B_d$  از رابطه ذیل حاصل

می گردد:

$$-B_d = \Gamma \left[ \frac{P_0}{P} \right] - w \quad (3-39)$$

برای یک مقدار  $\frac{P_0}{P}$  که در شکل ۳-۱۳ نشان داده شده، مقدار  $-w$  ترسیم می گردد

به دست می آید، این ارزیابی گرافیکی از  $B_d = |B_d| \angle (\phi - 180^\circ)$  برای تصاویر

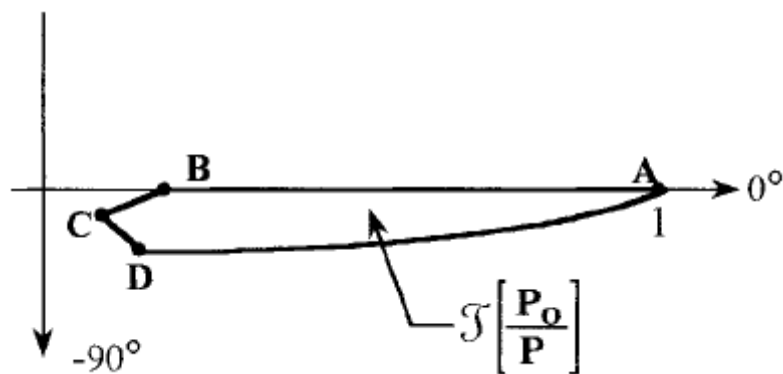
مختلفی پیرامون محیط  $\Gamma \left[ \frac{P_0}{P} \right]$  در شکل ۳-۱۲ انجام می گیرد.

یک ارزیابی گرافیکی ساده، منجر به محدودیت باند بیشتری می گردد. از یک پرگار برای خط

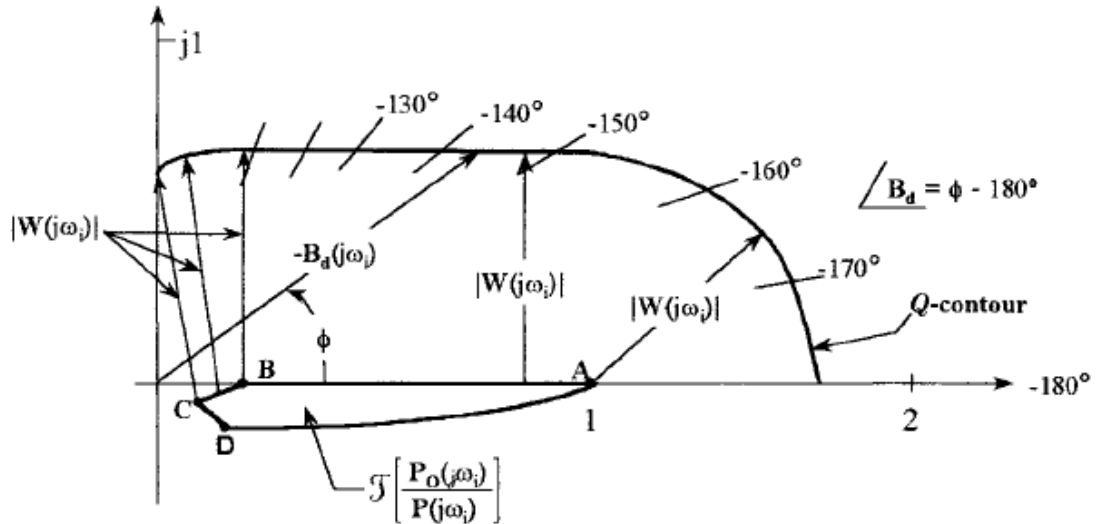
کشیدن منحنی ها با شعاع یکسان برابر با فاصله  $|W(jw_i)|$  در مقداری از نقاط بر روی محیط

$\Gamma \left[ \frac{P_0(jw_i)}{P(jw_i)} \right]$  استفاده می گردد. با رسم منحنی مماس بر این منحنی ها، اولین بخش از بخشهای

چهارگانه کانتور Q (شکل ۳-۱۳) حاصل می گردد.



شکل ۳-۱۲ - الگوها در دستگاه قطبی<sup>[۱]</sup>



شکل ۳-۱۳- ارزیابی گرافیکی  $B_d(j\omega_i)$  [۱]

براساس نوع دستگاه مطلوب  $L$ ، ممکن است ضروری گردد که این کانتور به بخش دوم و چهارم گسترش یابد.

بنابراین:

الف- براساس رابطه (۳-۳۹) و شکل (۳-۱۲) فاز منبع شکل (۳-۱۳) تا کانتورهای  $Q$  بیانگر  $-B_d(j\omega_i)$  می باشند. این کانتور شامل عدم قطعیت دستگاه (ارائه شده توسط

$$\Gamma \left[ \frac{P_0(j\omega_i)}{P(j\omega_i)} \right] \text{ می باشد در دامنه فرکانسی } w_x \leq \omega_i \leq w_h \text{، اگر } \left| \frac{P_0(j\omega_i)}{P(j\omega_i)} \right| \gg |W(j\omega_i)| \text{ آنگاه}$$

کانتور  $Q$  ضرورتاً یک دایره پیرامون منبع با شعاع  $|B_d(j\omega_i)| \equiv |W(j\omega_i)|$  می باشد.

ب- با فرض کانتور جزئی  $Q$  در شکل (۳-۱۳)، تنها کافی است که از نمودار طول

$B_d(j\omega_i)$  برای همه  $B_d(j\omega_i)$  که  $10^\circ$  می باشند، به دست آید و جدول ۳-۱ برای هر  $\omega_i$  پر

شود.

ج- مقادیر  $B_d(j\omega_i)$  از جدول (۳-۱) برای هر  $\omega_i$  ترسیم می گردند.

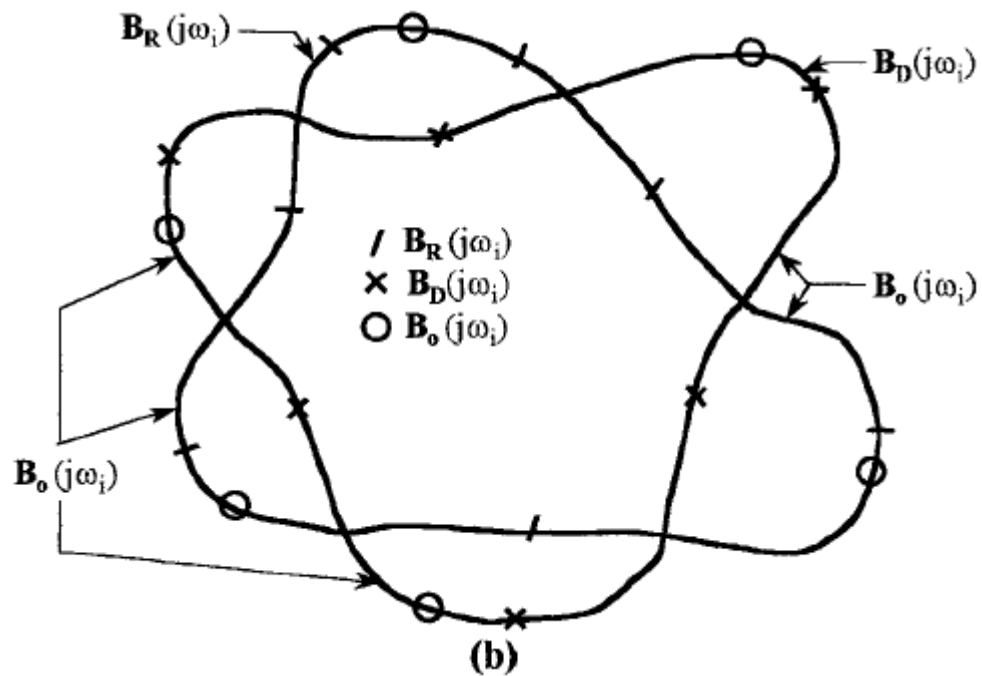
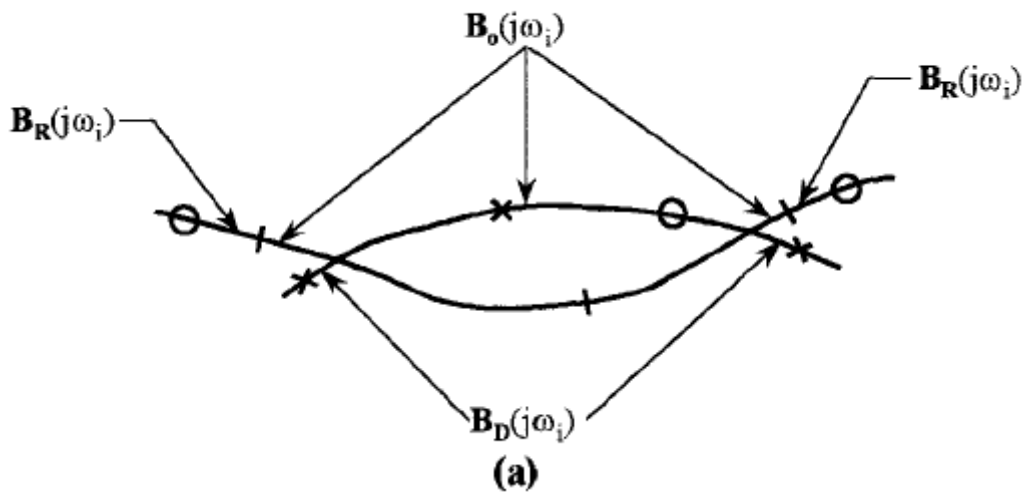


جدول ۱-۳-۱- اطلاعات نقاط برای مرز  $B_d(j\omega_i)$  [۱]

$\angle B_d(j\omega_i)$	$ B_d(j\omega_i) $	$B_D(j\omega_i) = Lm B_d(j\omega_i)$
$-180^\circ$		
$-170^\circ$		
$-160^\circ$		
.		
.		
.		

### ۱۱-۳- باندهای مرکب $B_0(j\omega_i)$

باندهای مرکب  $B_0(j\omega_i)$  که برای ترکیب حلقه مطلوب تابع انتقال تبدیل  $L_0(s)$  به روش نشان داده شده در شکل (۱۴-۳) به دست می آید. باندهای ترکیبی  $B_0(j\omega_i)$  برای هر مقدار  $\omega_i$ ، از آن بخش هایی از باندهای  $B_R(j\omega_i)$  و  $B_D(j\omega_i)$  تشکیل گردیده که دارای بیشترین محدودیت هستند. برای حالت نمایش داده شده در شکل (۱۴-۳) باندهای  $B_0(j\omega_i)$  دارای بزرگ ترین مقادیر است. برای موقعیت شکل (۱۴-۳)، دورترین نقطه خارج دو باندهای  $B_R(j\omega_i)$  و  $B_D(j\omega_i)$  محیط  $B_0(j\omega_i)$  را تشکیل می دهند. اگر تقاطعی موجود نباشد، آنگاه باندهای بیشترین مقدار یا باندهای که دورترین باندهای را دارا می باشد، حاکم خواهد بود.  $L_0(j\omega_i)$  ترکیبی برای موقعیت (۱۴-۳) بایستی بر روی بالای باندهای  $B_0(j\omega_i)$  قرار گیرد. برای موقعیت شکل (۱۴-۳)،  $L_0(j\omega_i)$  ترکیبی بایستی بر روی یا داخل کانتور  $B_0(j\omega_i)$  قرار گیرد.

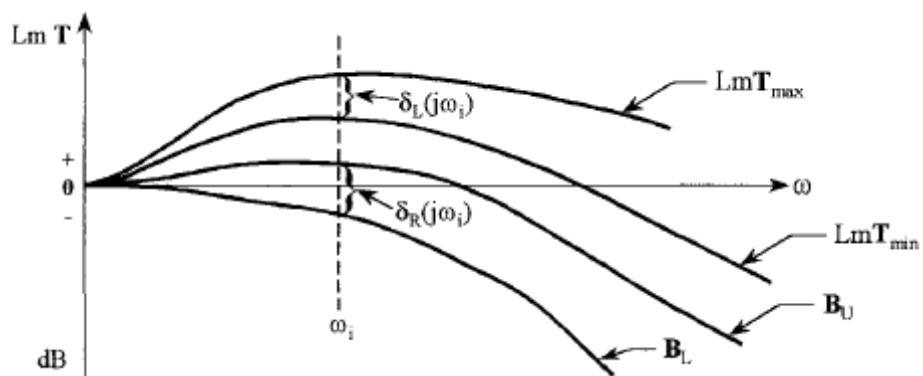


شکل ۳-۱۴ -  $B_o(j\omega_i)$  مرکب [۱]

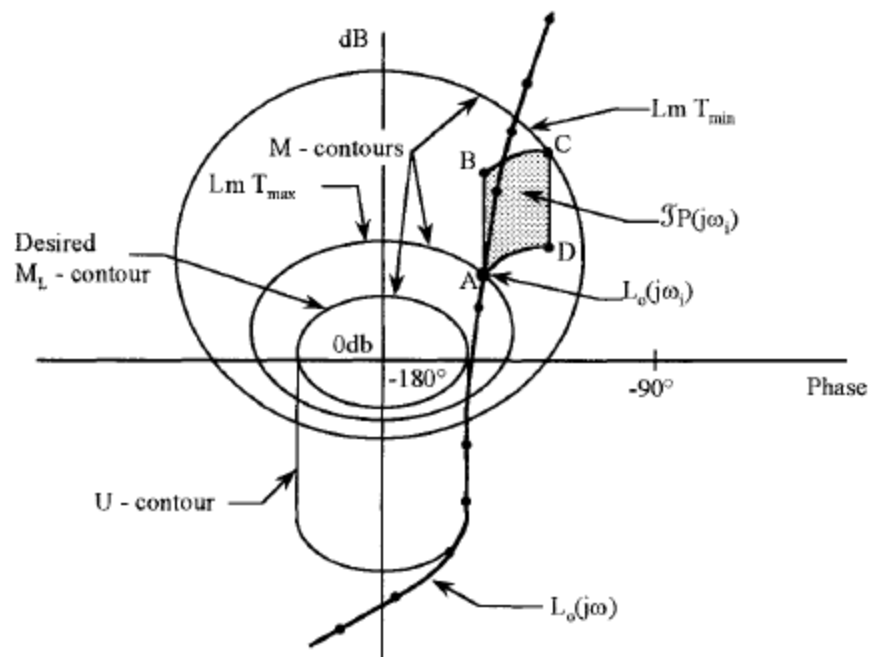
### ۳-۱۲ - طراحی پیش فیلتر $F(s)$ :

طراحی یک  $L_0(s)$  مناسب تنها تغییرات  $|T_R(j\omega)|$  را تضمین می کند، یعنی  $\Delta T_R$  کمتر یا مساوی مقدار مجاز است. هدف پیش فیلتر تعیین محل  $LmT(j\omega)$  در محدوده ویژگیهای حوزه فرکانس است و بنابراین مقدار پاسخ فرکانسی بایستی در میان باندهای  $B_L$  و  $B_U$  (شکل ۳-۱۵) قرار گیرد. یک روش برای تعیین باندهای بر روی  $F(s)$  به شرح ذیل می باشد:

محل نقطه ظاهری A از الگوی دستگامی  $w_i$  بر روی  $L_0(jw_i)$  و منحنی  $L_0(jw_i)$  بر روی NC تعیین گردد. (شکل ۳-۱۷). با حرکت دادن الگو، مقدار بیشینه  $LmT_{max}$  و حداقل  $LmT_{min}$  از کانتور M به دست می آید.



شکل ۳-۱۵- نیازمندیهای به روی  $F(s)$  [۱]



شکل ۳-۱۶- تعریف پیش فیلتر [۱]

این مقادیر در شکل (۳-۲۱) ترسیم گردیده است. نسبت کنترل ردگیری  $T_R = \frac{FL}{[1+L]}$  بوده و

$$LmT_R(jw_i) = \frac{L(jw_i)}{1+L(jw_i)} \quad (۳-۴۰)$$

$$LmT_R(jw_i) = LmF(jw_1) + LmT(jw_2) \quad (۳-۴۱)$$

تغییرات معادله (۳-۴۰) و (۳-۴۱) به علت تغییرات  $p$  می باشد، بنابراین:

$$\delta_L(jw_i) = LmT_{\max} - LmT_{\min} \leq \delta_R = B_u - B_L \quad (۳-۴۲)$$

اگر مقادیر  $L_0(jw_i)$  برای هر  $w_i$  دقیقاً بر روی باندهای دیگری  $B_R(jw_i)$  قرار گیرد آنگاه

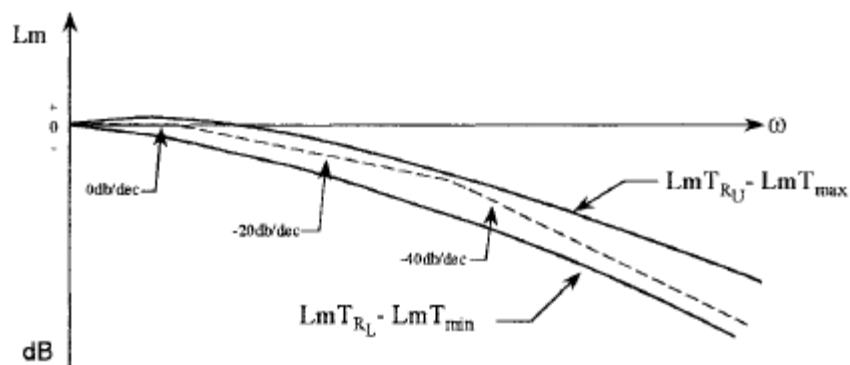
$$\delta_L = \delta_R \quad \text{بنابراین براساس رابطه (۳-۴۱) این لازم است که دامنه در dB با استفاده از } LmT(jw_i)$$

معین گردد. فرآیند برای هر فرکانس متناظر با الگو در طراحی  $L_0(jw_i)$  مورد استفاده قرار می

گیرد. بنابراین در شکل (۳-۱۷). تفاوت میان منحنی های  $LmT_{R_u} - LmT_{\max}$  و  $LmT_{R_L} - LmT_{\min}$

منجر به شرایط مرزی  $LmF(jw)$  می گردد. یعنی با استفاده از رابطه (۳-۴۱) خواهیم داشت:

$$LmF(jw) = LmT_R(jw) - LmT(jw) \quad (۳-۴۳)$$



شکل ۳-۱۷- باندهای فرکانسی بر روی پیش فیلتر  $F(s)$  [۱]

فرآیند طراحی  $F(s)$  به شرح ذیل خلاصه می شود:

۱- از الگوها در ترکیب با ترسیم  $L_0(jw)$  بر روی NC استفاده می گردد تا  $T_{\min}$  و  $T_{\max}$  برای هر  $w_i$  حاصل گردد. این عمل با جایگزینی  $\Gamma P(jw_i)$  با نقاط ظاهری آن بر روی  $LmL_0(jw_i)$  حاصل می گردد. بنابراین از کانتورهای  $M$  برای تعیین  $T_{\min}(jw_i)$  و  $T_{\max}(jw_i)$  استفاده می شود.

۲- مقادیر  $LmT_{R_u}$  و  $LmT_{R_l}$  برای مقادیر مختلف از شکل ۳-۳ محاسبه می گردند.

۳- از مقادیر به دست آمده در گامهای یک و دو دو رابطه ذیل برحسب  $W$  ترسیم می گردند. (شکل ۳-۱۷)

$$\left[ LmT_{R_u} - LmT_{\max} \right] , \left[ LmT_{R_l} - LmT_{\min} \right]$$

۴- از تقریب خط راست برای ترکیب در  $F(s)$  به نحوی استفاده می گردد که  $L_m F(jw)$  در میان تصاویر به دست آمده در گام ۳ قرار می گیرد. برای تابع پله واحد نتیجه به دست آمده باید شرایط ذیل را ارضا کند:

$$\lim_{s \rightarrow 0} [F(s)] = 1 \quad (۳-۴۴)$$

### ۳-۱۳- فرآیند ابتدایی طراحی برای یک سیستم MISO:

شکل (۳-۱) بیانگر ۳ ورودی است. پارامتر عدم قطعیت برای دستگاه در شکل ۳-۵، نشان داده شده است. اهداف اولیه عبارتند از ردیابی یک پله واحد  $r(t) = u_{-1}(t)$  بدون هیچ خطای دایم و ارضای عملکرد ویژگیهای شکل ۳-۲. یک هدف اضافی کاهش پاسخ از سیستم است که بوسیله ورودی های پله ای آشفتگی اضافی  $d_1(t)$  و  $d_2(t)$  ایجاد می گردد. نمای کلی فرآیند طراحی QFT برای یک دستگاه m.p به شرح ذیل می باشد:

۱- نسبت کنترل مدل ردیابی  $T_R(s)$  براساس ویژگیهای مطلوب ردگیری ترکیب می گردد. (شکل ۳-۲ و شکل ۳-۳b)

۲- نسبت کنترل عدم پذیرش آشفتگی  $T_D(s)$  براساس ویژگیهای مطلوب عدم پذیرش آشفتگی ترکیب می گردد.

۳- الگوی  $P(jw_i)$  به نحوی تعیین می گردد که به شکل ترسیمی، عدم قطعیت دستگاه را در چارت Nichols برای دامنه فرکانسی باند مطلوب توضیح دهد.

۴- یک دستگاه ظاهری از رابطه (۳-۱) انتخاب گردیده و آنرا  $P_0(s)$  می نامیم.

۵- کانتور  $U$  را براساس مقادیر ویژه  $\delta_R(jw_i)$  برای ردگیری،  $M_L$  را برای عدم پذیرش آشفتگی و  $V$  را برای مرزهای کلی فرکانسی (UHF) انتخاب می گردد.

۶- از اطلاعات به دست آمده در گام ۲ و ۳ و مقادیر  $\delta_D(jw_i)$  برای تعیین باند آشفتگی  $B_D(jw_i)$  برروی حلقه ارسالی  $G(jw_i)P(jw_i) = L_D(jw_i)$  استفاده می گردد. برای سیستم های  $m.p$  این نیازمند این است که حلقه ترکیبی  $LmL_D(jw_i)$  بر روی یا بالای  $LmB_D(jw_i)$  در دیاگرام Nichol باشد.

۷- باندهای دیگری  $B_R(jw_i)$  و  $\delta_R(jw_i)$  و  $M_L$  بر روی انتقال ظاهری  $L_0(jw_i) = G(jw_i)P_0(jw_i)$  با استفاده از مدل ردگیری (گام اول) تعیین می گردند.

۸- منحنی های  $LmB_R(jw_i)$  براساس  $\phi_R = \angle B_R(jw_i)$  و منحنی  $LmB_D(jw_i)$  براساس  $\phi_D = \angle B_D(jw_i)$  برروی NC مشابه ترسیم می گردند. برای یک مقدار  $w_i$  در مقادیر مختلف زاویه  $\phi$ ، مقادیری از  $LmB_D(jw_i)$  یا  $LmB_R(jw_i)$  انتخاب می گردند که دارای بیشترین مقدار باشند. از این نقاط یک منحنی ترسیم می گردد. مشکل به دست آمده باندهای کلی  $LmB_0(jw_i)$  را براساس  $\phi$  به دست می دهد.

۹-  $L_0(jw_i)$  بایستی تا حدالامکان به مرز  $B_0(jw_i)$  با استفاده از تابع تبدیل جبران ساز  $G(jw)$  طراحی گردد. تابع  $L_0(jw_i) = G(jw)P_0(jw)$  با استفاده از مرزهای  $LmB_0(jw_i)$  و

کانتورهای  $U$  به نحوی ترکیب می گردد که  $L_0(jw_i)$  بر روی یا بالای منحنی  $L_m B_0(jw_i)$  در چارت Nichols باشد. این فرآیند منجر به کمترین مقدار فرکانس انتقال حلقه می گردد. باید به خاطر داشت که  $|L_0(jw_i)| \geq |B_0(jw_i)|$  بیانگر تابع انتقال حلقه ای است که بدترین شرایط  $B_R$  و  $B_d$  را ارضا می کند.

۱۰- براساس اطلاعات به دست آمده از گامهای یک تا نه، یک  $F(s)$  ترکیب می گردد تا

یک  $L_m T_R$  براساس  $w$  در میان منحنی های  $B_u$  و  $B_L$  شکل ۳-۳ حاصل گردد.

۱۱- اطلاعات پاسخ زمانی برای  $y(t)$  به ۲ شرح ذیل حاصل می گردد:

الف- برای  $d(t) = u_{-1}(t)$  و  $r(t) = 0$ .

ب- برای  $r(t) = u_{-1}(t)$  و  $d(t) = 0$ .

برای  $L_0(jw)$  به دست آمده، یک تصویر از  $\frac{LmL(jw)}{1+L(jw)}$  می تواند کوچک تر یا بزرگ تر از  $L_m T_{R_u}$

یا  $L_m T_{R_L}$  در شکل (۳-۳) باشد. ولی  $\delta_R(jw_i)$  ارضا گردد. با طراحی مناسب پیش فیلتر  $F(s)$ ،

$$LmT_R = Lm \frac{FL}{[1+L]}$$

بایستی در میان باندهای  $LmT_{R_u}$  و  $LmT_{R_L}$  قرار گیرد.

در مسایل با عدم قطعیت بسیار بالا، و زمانی که عدم پذیرش آشفتگی نیازمند عدد بسیار بزرگی از

$|L(jw)|$  در پهنای باند وسیع می باشد، خواهیم داشت؛  $T \cong F$  و

$$\left| \frac{L}{1+L} \right| \cong 1 \quad (۳-۴۵)$$

ممکن است موقعیتی اتفاق بیافتد که ارضای تمامی ویژگیهای عملکردی ممکن نباشد، و جایگزینی

طراحی بایستی مدنظر قرار گیرد.

# فصل چهارم

## روش بازخورد کمی گسسته

### ۴-۱- مقدمه

در این فصل به کاربرد روش QFT در سیستمهای کنترل داده نمونه ای MISO، می پردازیم. فرآیند طراحی QFT، سیستم های داده نمونه ای (S-D) برای تنظیم کردن مرزهای عدم قطعیت دامنه تغییرات عملکرد و تعیین زمان نمونه گیری T (یا فرکانس نمونه گیری  $W_s = 2\pi/T$ ) می



باشد. همانطور که در قسمتهای پیشین مطرح گردید روشهای QFT به تعیین فرکانس حداقل نمونه گیری  $(W_S)_{\min}$  و پهنای باند (BW) که برای طراحی رضایت بخش نیازمند است. هر چقدر عدم قطعیت دستگاه بیشتر و دامنه تغییرات عملکردی سیستم کمتر باشد، مقدار  $(W_S)_{\min}$  باید بیشتر باشد.

با استفاده از حوزه Z و انتقال ۲ سویه حوزه  $W'$ ، آنالیز و طراحی سیستم های داده نمونه ای با استفاده از روش دیجیتال نمودن (DIG) امکان پذیر می گردد. بنابراین صفحه  $W'$  فرآیند طراحی به روش QFT را به صورت موازی و بسیار نزدیک به سیستمهای حوزه زمانی به تفصیل و به جزئیات بیان می سازد.

تنها تفاوت این روشها در این است که در این نوع از طراحی، صفرهای نیم صفحه راست (RHP) که به علت تابع انتقال دستگاه  $W'$  در انتقال دو خطه (bilinear) ایجاد می گردند، بایستی مدنظر قرار گیرد. باید توجه داشت زمانی که دستگاه P(S) یک m.p می باشد، در زمان انتقال به حوزه  $W'$  تبدیل به یک دستگاه n.m.p می گردد.

بنابراین برای تعیین حدود باندهای پایدار رضایت بخش در طراحی QFT بایستی نکات فوق را مدنظر قرار داد.

روش پیوسته زمانی pseude (PCT) که در بخشهای قبلی تشریح گردید، یک روش DIG دیگر است که طراحی QFT را با استفاده از کنترل کننده های  $D(Z)$  در حوزه S امکان پذیر می سازد. با ترکیب، کنترل کننده های حوزه S (به روشی که در فصل قبل تشریح گردید)، این کنترل کننده با استفاده از انتقال Tustin به حوزه S منتقل می گردد. این انتقال یک انتقال دوسویه برای به دست آوردن  $D(Z)$  است. مزایای این روش، در زمانی که دستگاه یک m.p است این است که دستگاه های n.m.p را حذف می کند و مسئله فقط منجر به ارضای پایداری باندها خواهد گردید. بنابراین، انتقال کنترل کننده های سیستم S-DMISO و MIMO به حوزه  $W'$  یا S ما را قادر می سازد تا از روش طراحی آنالوگ MISO QFT استفاده نماییم تا طراحی QFT برای کنترل کننده های  $D(w')$  یا  $D(S)$  انجام

گردد. اگر حوزه  $W'$  یا  $S$  به صورت همزمان ویژگیهای عملکرد مطلوب را ارضا نماید، آنگاه با استفاده از انتقال دوسویه، کنترل کننده حوزه  $Z$ ،  $G(Z)$ ، به دست می آید. با استفاده از این کنترل کننده حوزه  $Z$ ، یک شبیه ساز گسسته حوزه زمان به دست می آید تا تطابق طراحی قابل ارزیابی باشد.

#### ۴-۲- انتقال دهنده های دوسویه:

دو روش دیجیتال (DIG)، طراحی حوزه  $W'$  یا  $S$ ، هر کدام نیازمند استفاده از انتقال ۲سویه می باشند. در این بخش به انتقال دهنده های حوزه  $Z$  به حوزه  $W'$  و حوزه  $S$  به حوزه  $Z$  پرداخته می شود.

#### ۴-۲-۱- انتقال در حوزه $W$ و $W'$

طراحی QFT سیستمهای داده نمونه ای کنترل، نیازمند استفاده از انتقال دو سویه است.

$$Z = \frac{W + 1}{-W + 1} \quad (1-4)$$

$$W = \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (2-4)$$

باید توجه داشت که حوزه  $W$ ، نیازمند خواص مطلوب به نحوی می باشد که اگر زمان نمونه گیری  $T$  به سمت صفر میل کند،  $W$  بایستی به سمت  $S$  میل کند، یعنی:

$$W|_{T \rightarrow 0} = \lim_{T \rightarrow 0} \left[ \frac{Z-1}{Z+1} = \frac{e^{ST} - 1}{e^{ST} + 1} = \frac{ST + (ST)^2 / z! + \dots}{2 + ST + (ST)^2 / z! + \dots} \right] = 1 \quad (3-4)$$

و

$$Z|_{T \rightarrow 0} = \lim_{T \rightarrow 0} [Z = e^{ST}] = 1$$

این وضعیت با استفاده از تعریف ذیل برطرف می گردد:

$$W' = \frac{2}{T} W = \frac{2}{T} \cdot \frac{ST + (ST)^2 / z! + \dots}{2 + ST + (ST)^2 / z! + \dots} \quad (4-4)$$

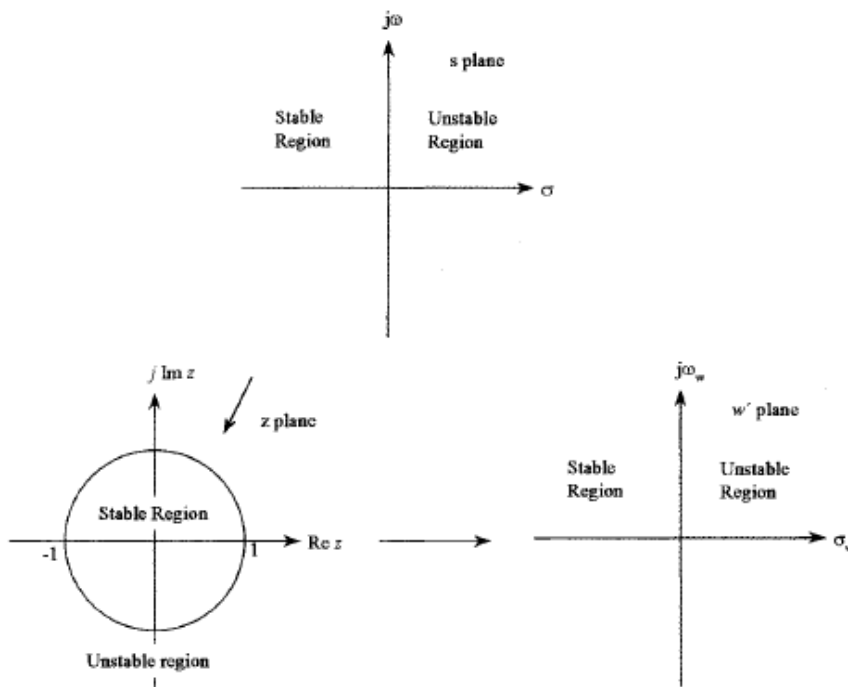
بنابراین در دستگاه  $W'$ ، خواص مطلوب به نحوی به دست می آید که  $T \rightarrow 0$  و  $W' \rightarrow S$  این خواص دستگاه  $W'$  منجر به پایه گذاری بنیادی برای تعریف کمیت در حوزه  $W'$  می گردد. این روش مشابه یک کمیت در حوزه  $S$  است. با جاگذاری  $W = \frac{TW'}{2}$  در معادله (1-4) و (2-4)،

انتقال دستگاه از  $Z$  به  $W'$  و از  $W'$  به  $Z$  به روش ذیل امکان پذیر خواهد گردید:

$$W' = \frac{2}{T} \cdot \frac{Z-1}{Z+1} \quad (5-4)$$

$$Z = \frac{TW' + 2}{-TW' + 2} \quad (6-4)$$

رابطه (6-4) بیانگر یک تقریب از  $Z = e^{ST}$  است. تبدیل صفحه  $Z$  به صفحه  $W'$  در رابطه (5-4) در شکل (1-4) نشان داده شده است.



شکل 1-4- تبدیل صفحه  $S$  به صفحه  $Z$  با استفاده از  $Z = e^{ST}$

و تبدیل صفحه  $Z$  به صفحه  $W$  با استفاده از رابطه (5-4) [1]

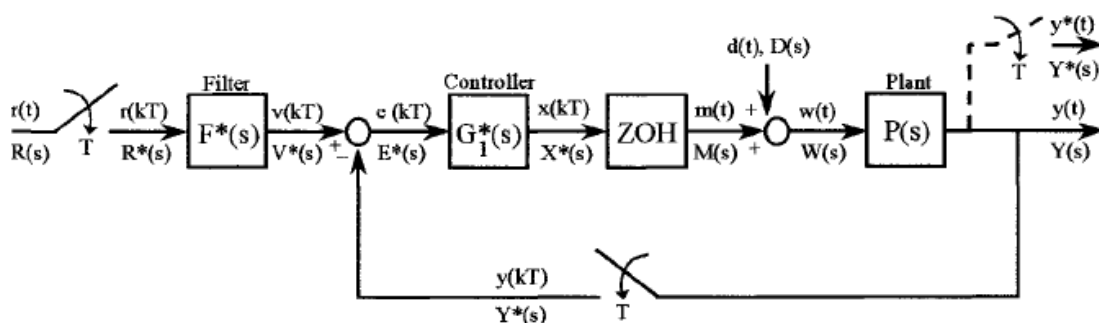
### ۳-۴- مدل‌های MISO گسسته با دستگاه عدم قطعیت

با افزایش قدرت رایانه ها، کنترل سیستم های دیجیتال نقش مهم تری را مانند سیستم های کنترل دیجیتال پرواز ایفا می کنند. بنابراین بسیار مهم است که روشهای طراحی QFT سیستم های زمانی پیوسته به یک مدل کنترل سیستم S-D مانند شکل ۴-۲، مورد بررسی قرار گیرد. در این شکل واحد ZoH یک ابزار Zero-hold-device را نشان می دهد، که تابع انتقال آن  $G_{zo}(S) = (1 - e^{-ST})/S$  است. روابط اصلی توضیح دهنده شکل (۴-۲) عبارتند از:

$$Y(S) = P(S)W(S) \quad W(S) = M(S) + D(S) \quad M(S) = G_{zo}(S)X^*(S)$$

$$X^*(S) = G_1^*(S)E^*(S) \quad E^*(S) = V^*(S) - r^*(S) \quad V^*(S) = F^*(S)R^*(S) \quad (4-4)$$

توابع ستاره دار بیانگر تابع انتقال ضربه می باشند. بنابراین  $Y^*(S)$  بیانگر تابع انتقال ضربه ایده آل  $Y(S)$  می باشد. این روابط برای بدست آوردن روابط ورودی و خروجی در حفره Z مورد بررسی قرار گرفته اند:



شکل ۴-۲- یک سیستم کنترل داده نموده MISO [۱]

$$Y(z) = \frac{L(z)F(z)}{1+L(z)}R(z) + \frac{PD(z)}{1+L(z)} = Y_R(z) + Y_D(z) = T_R(z) + Y_D(z) \quad (8-4)$$

و

$$L(z) = G_{zo}p(z)G_1(z) \quad (8-4)$$

$$P_z(z) = G_{zo}P(z) = (1 - z^{-1})Z \left[ \frac{P(S)}{S} \right] = (1 - z^{-1})P_c(z) \quad (10-4)$$

$$P_e(z) = Z\left[\frac{P(S)}{S}\right] = Z[P_e(S)] \quad (11-4)$$

$$P_e(S) \equiv \frac{P(S)}{S} \quad (12-4)$$

$$PD(z) = Z[P(S)D(S)] \quad (13-4)$$

$$T_R(z) = \frac{F(z)L(z)}{1+L(z)} = F(z)T'_R(z) \quad (14-4)$$

$$T'_R(z) = \frac{L(z)}{1+L(z)} \quad (15-4)$$

$$Y_D(z) = \frac{PD(z)}{1+L(z)} \quad (16-4)$$

با جایگذاری در روابط (۹-۴) و (۱۰-۴) خواهیم داشت:

$$L(z) = G_1(z)(1-z^{-1})P_e(z) = G_1(z)P_2(z) \quad (17-4)$$

با استفاده از  $D(S) = \frac{1}{S}$  خواهیم داشت:

$$P_e(S) = P(S)D(S) = \frac{P(S)}{S} \quad (18-4)$$

و بنابراین:

$$P_e(z) = PD(z) \quad (19-4)$$

بنابراین طراحی QFT براساس دستگاه با عدم قطعیت با استفاده از رابطه (۱۱-۴) تعریف می گردد.

با ترکیب  $L(Z)$  و سپس کنترل کننده،  $G_1(z)$  به صورت واضحی معین می گردد.

#### ۴-۴- طراحی دیجیتال QFT در حوزه W

همانطور که در بخش ۴-۱ بحث گردید، روش طراحی که در حوزه S ایجاد گردیده به راحتی در حوزه W می تواند مورد استفاده قرار گیرد. این ویژگیها سیستم های آنالوگ QFT و قادر می سازد تا برای طراحی سیستم های گسسته در حوزه W در دسترس قرار گیرند اگر شرایط قطعی منطبق بر T در دسترس باشد. روابط مناسب صفحات W و S و Z در ذیل دوباره تشریح می گردند:

$$S = \sigma_{sp} + jw_{sp} = \sigma + jw \quad (20-4)$$

$$Z = \frac{Tw + z}{-Tw + z} \quad (21-4)$$

$$w = \sigma_{wp} + jw_{wp} = u + jv = \left(\frac{2}{T}\right) \left[ \frac{z-1}{z+1} \right] \quad (22-4)$$

$$v = \left(\frac{2}{T}\right) \tan\left(\frac{WT}{z}\right) = \frac{w_s}{\pi} \tan\left(\frac{w\pi}{ws}\right) \quad (23-4)$$

$$w_s = \frac{2\pi}{T} \quad (24-4)$$

$$Z = e^{sT} = e^{\sigma T} \angle WT = |z| \angle WT \quad (25-4)$$

$$\alpha^2 = \left[ \frac{\sigma_{sp} T}{2} \right]^2 \ll 2 \ \& \ \frac{W_{sp} T}{2} \leq 0.297 \quad (26-4)$$

در صورتی که هر دو رابطه ۴-۲۶ با هم ارضا گردند،  $S \cong W$  خواهد بود. اگر در محدوده عدم قطعیت و برای یک مقدار ویژه T هر ۲ شرایط معادله (۴-۲۶) در فرکانسهای پایین ارضا گردد، آنگاه:

$$\Gamma P(S) \approx \Gamma P(W) \quad (27-4)$$

طراحی QFT حوزه W در این بخش براساس دستگاه پایدار با عدم قطعیت است.

#### ۴-۵- ویژگیهای سیستم های با حلقه بسته

شکل (۳-۴) بیانگر محدوده بالایی برای آشفتگی مطلوب پاسخ می باشد. ویژگیهای  $\delta_R(j\omega_i)$  برای کنترل پاسخ حوزه زمان برای سیستم های m.p و برای سیستم های که صفرهای RHP آنها معلوم است، کافی است که قسمت دوم برای طراحی QFT در حوزه W برای یک سیستم P(S) که یک m.p است، بکار می رود. برای یک نمونه ضربه ایده آل داریم:

$$H(j\omega) \approx TH^*(j\omega) \quad (28-4)$$

که در رابطه فوق  $H(j\omega)$  تابع انتقال آنالوگ است و  $H^*(j\omega)$  تابع نمونه ضربه مشابه آن می باشد و  $w \ll w_s$ . رابطه (۲۸-۴) برای  $w \leq 0.1w_s$  معتبر می باشد. بنابراین برای طراحی آنالوگ QFT این مطلوب است که:

$$|B_L(j\omega)| \leq L_m T_R(j\omega) \leq |B_u(j\omega)| \quad (29-4)$$

و خواهیم داشت:

$$\delta_R(j\omega) |B_u(j\omega_s)| - |B_L(j\omega)| \geq \Delta T_R(j\omega) \quad (30-4)$$

برای تمامی pها و برای یک سیستم طراحی شده گسسته رابطه (۲۹-۴) و (۳۰-۴) به معادلات ذیل اصلاح می گردند.

$$|B_L(j\omega)| < T[L_m T_R^*(j\omega)] \leq |B_u(j\omega_s)| \quad (31-4)$$

$$\delta_R^*(j\omega) = |B_u^*(j\omega)| - |B_L^*(j\omega)| \geq \Delta T_R^*(j\omega) \quad (32-4)$$

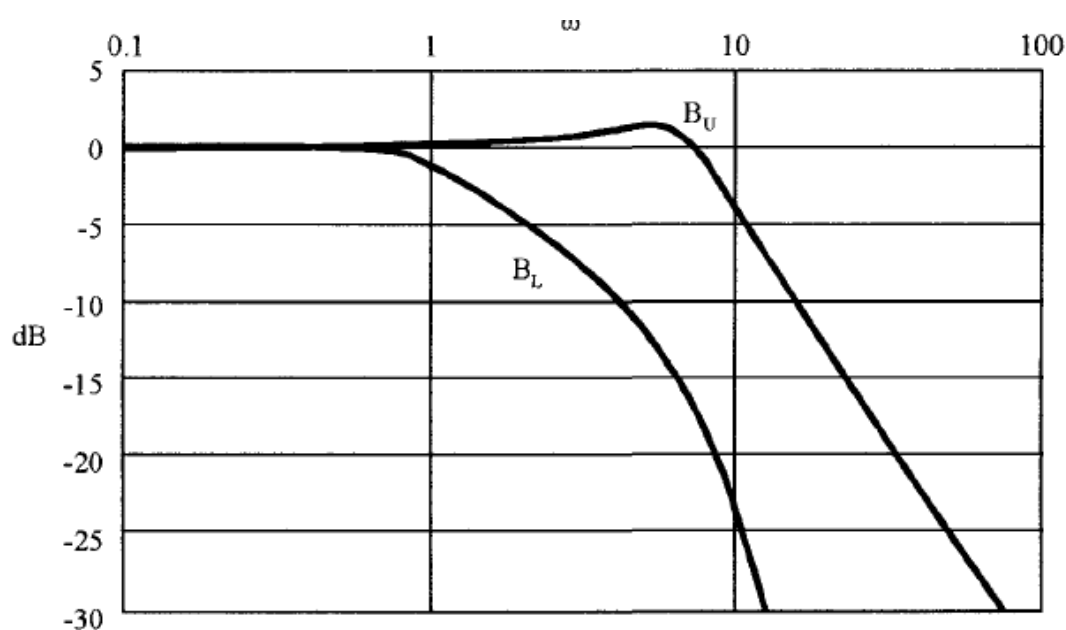
$$|B_L^*(j\omega)| = \left| \frac{B_L(j\omega)}{T} \right| \leq L_m T_R^*(j\omega) \leq \left| \frac{B_u(j\omega)}{T} \right| = |B_u^*(j\omega)| \quad (33-4)$$

که برای قسمتهای با فرکانس پایین طیف معتبر است.

باند های  $B_u$  و  $B_L$  مشخص گردیده در شکل (۳-۴) نشان داده شده اند. برای روش QFT کافی

است که معادلات و روابط (۳۱-۴) و (۳۳-۴) تا  $B_L$  معتبر باشند و  $L_m \alpha_n \equiv -24dB$

دلیل این مطلب این است که برای  $w > 10$ ،  $B_L$  به سرعت افزایش می یابد که بنابراین عدم قطعیت مجاز  $|T_R(jw)|$  یعنی  $(B_u - B_L)$  به سرعت از صفحه سوم قطعیت تجاوز می کند.



شکل ۴-۳- باندهای برای تا نقطه 24dB-<sup>[۱]</sup>

نیازمندیهای یک حاشیه پایداری قابل اطمینان مستقل از  $B_u$  و  $B_L$  با حداکثر سازی مقدار  $w$  که در آن مقدار 24dB- در منحنی  $B_L$  اتفاق می افتد، به دست می آید.

نیازمندی یک حلقه پایدار مشابه با سیستم های پیوسته بایستی به نیازمندیهای عملکردی پاسخ آشفتهگی اضافه گردد. این نیازمندی عبارت است از:

$$\left( \frac{L^*}{1+L^*} \right) < M_L \quad (۴-۳۴)$$

این مقدار بدست آمده برای تمامی  $w$ ها و برای  $p_c$  ثابت است. اگر در شرایطی، پایداری مجاز نباشد، آنگاه شرایط ذیل اضافه می گردد:

$$\angle L^* \geq -180^\circ + \gamma \quad (۴-۳۴)$$

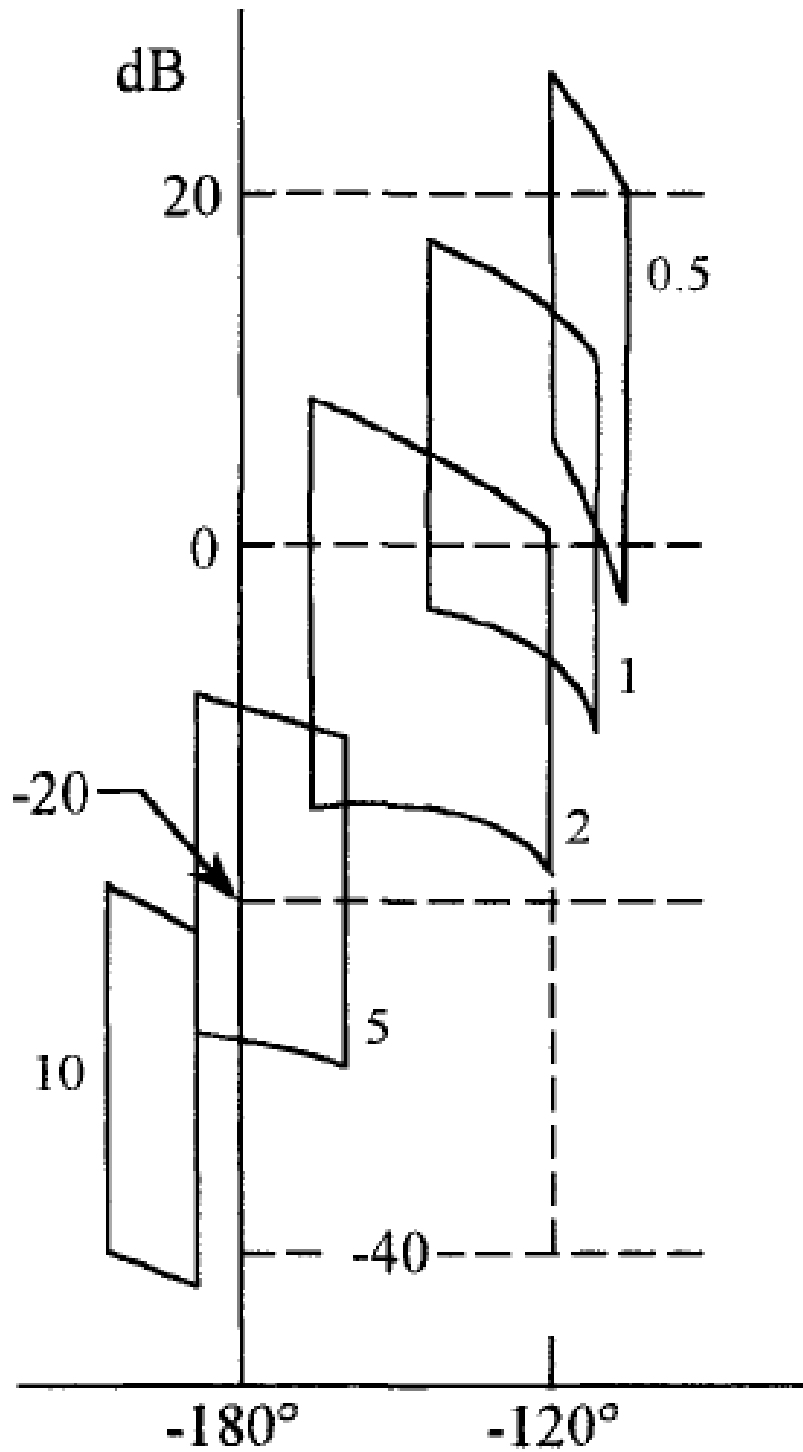
که در این رابطه  $\gamma > 0$  برای  $w < w_c$  و فرکانس cross-over بوده و  $|L^*(jw_c)| = 1$  و  $|L^*(jw)| < 1$  برای  $w > w_c$  می باشد.



بنابراین به جهت طراحی QFT، این لازم است که در خروجی دستگاه باندها و مقادیر  $M_L$  و  $\gamma$  تعیین گردند. تغییر در  $T_R$  به علت تغییرات پارامتریک را می توان با استفاده از رابطه (۴-۱۴) و (۴-۱۵) در حوزه لگاریتمی به دست آورد که به شکل ذیل بیان می گردد.

$$\Delta(L_m T_R) = L_m T_R - L_m F = L_m \left[ \frac{L}{1+L} \right] = L_m T'_R \quad (۴-۳۶)$$

همانطور که در رابطه (۴-۳۶) مشاهده می گردد،  $\Delta[L_m T_R(z)]$  می تواند به صورت دلخواهی با استفاده از مقادیر بزرگ  $L(z)$ ، کوچک انتخاب شود. برای روش QFT، طراحی بایستی حداقل  $L(z)$  یا  $L[(j\omega)]$  را برای ارضای روابط (۴-۳۱) تا (۴-۳۵) بیابد.



شکل ۴-۴- الگوی دستگاهی در  $w_i = 0.5-1-2-5, 10 \text{ rad/s}$  که برای  $w_s = 60 \text{ rad/s}$  محاسبه

گردیده ولی برای  $w_s = 120$  و  $w_s = 240$  و سیستمهای پیوسته زمانی یکسان است.<sup>[۱]</sup>

۴-۶- الگوهای دستگاهی

همانطور که در کنترل سیستمهای پیوسته زمانی لازم است که الگوی دستگاه  
 $\Gamma P_e(jw_i) = \{P_e(jw_i)\}$  در تعداد کافی از  $w_i$  تعیین گردند، در سیستمهای کنترلی S-D نیز این  
 امر مهم است. تعداد دستگاه ها J در  $P = \{P_{e_L}\}$  که  $L = 1, 2, \dots, J$  انتخاب گردیده تا به طور مناسب  
 کانتورهای الگو را که برای هر  $w_i$  بیانگر صفحه عدم قطعیت است را تشریح نماید. برای سیستم  
 های S-D این الگوهای دستگاهی تابعی از فرکانس نمونه گیری  $w_s$  می باشد ولی این وابستگی در  
 $w > 0.25w_s = w_{0.25} (v_i > v_{0.25})$  برای مقادیر  $w_i \leq w_{0.25}$ ، الگوهای دستگاهی  
 $\Gamma p(jw_i) = \{p(jw_i)\}$  برای سیستمهای پیوسته ضرورتاً همانند الگوی دستگاهی  
 $\Gamma p(jv_i) = \{p(jv_i)\}$  برای سیستمهای SD است. از آنجا که در این قسمت از طراحی بایستی  
 مقدار مطلوب  $w_s$  بایستی تعیین گردد بنابراین منطقی است که به صورت آزمایشی  $\Gamma p(jw_i)$   
 پیوسته را مورد استفاده قرار دهیم تا فرآیند طراحی را پیش برده و سرانجام قادر به تعیین مقادیر  
 مورد نیاز  $w_s$  گردیم. تعدادی از الگوهای دستگاهی در شکل (۴-۴) برای  $v_i = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{w_i T}{2}\right)$  و  
 $w_s = 60 \text{ rad/s}$  نشان داده شده اند. این الگوها بسیار مشابه سیستمهای پیوسته زمانی با  
 $w_s = 120 \text{ rad/s}$  و  $w_s = 240 \text{ rad/s}$  می باشند. برای تاکید بر ارزش طراحی در حوزه W [معادله  
 ۲-۴] و طراحی حوزه (معادله ۴-۵) یک همبستگی میان این دو ایجاد گردیده است:

$$w = j \tan\left(\frac{w\pi}{w_s}\right) \quad \& \quad w' = jv = j \frac{w_s}{\pi} \tan\left(\frac{w\pi}{w_s}\right)$$

#### ۴-۷- باندهای $B(jv)$ بر روی $L_o(jv)$

همانطور که ذکر گردید محور  $jv$  در صفحه W در  $0 \leq v \leq \infty$  مرتبط با نیم دایره قسمت  
 بالایی دایره واحد UC در صفحه Z است و برای نوار اصلی در صفحه S  $0 \leq v \leq \infty$  می باشد. از آنجا  
 که QFT نیازمند ترسیم L برای ارضای باندهای مسلم و معین است، این نوع ترسیم درون دایره  
 واحد در حوزه Z، سخت می باشد. بنابراین این بهتر است که F و  $G_1$  در شکل (۴-۲) در حوزه

$W=jv$  طراحی شود. در نتیجه یک تکنیک طراحی همانند برای ترسیم حلقه در حوزه  $S=jW$  مورد استفاده قرار می گیرد. مقادیر مناسب  $v_i$  که می تواند برای الگوها مورد استفاده قرار گیرد در رابطه (۲۰-۴) تا (۲۴-۴) بعد از انتخاب  $w_s$  در دسترس می باشد. بنابراین مقادیر آزمایشی  $w_s = 120 \text{ rad/s}$  تا فرآیند طراحی به صورت ابتدایی آغاز گردد. این انتخاب از این جهت انجام می گیرد که رابطه میان  $(w_s)_{\min}$  عدم قطعیت دستگاه و دامنه تغییرات عملکرد تحت فشار قرار گیرد. بعد از این مرحله می توان یک تخمین بسیار خوب از مقدار  $(w_s)_{\min}$  به دست آورد.

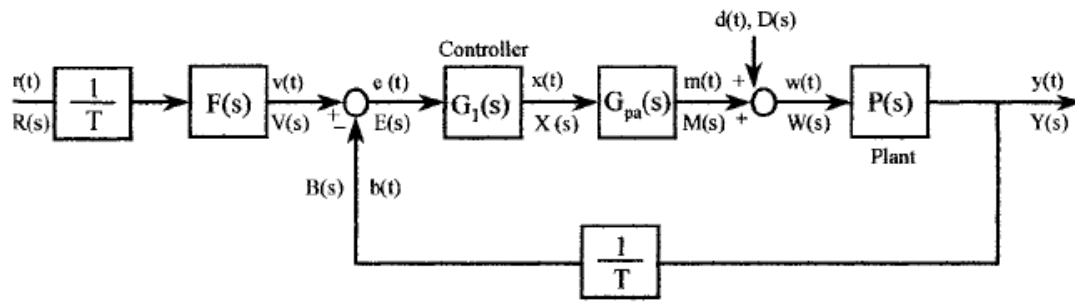
برای تعیین محدود باندها، یک دستگاه ظاهری  $P_{eo}(w)$  بایستی انتخاب گردد. بنابراین  $k=1$  و  $\alpha=1$  انتخاب می گردند تا به عنوان مقادیر ظاهری دستگاه استفاده گردند. الگوی  $\Gamma P_e(jv_i)$  با مقدار مربوطه  $\delta R(jv_i)$  بر روی  $Nc$  انتقال می یابد تا باندهای  $B(jv_i)$  برای هر  $v_i$  تعیین گردند. براساس رابطه (۱۰-۴) و (۱۷-۴)  $L_o(w)$  ظاهری مربوطه و  $P_{zo}(w)$  عبارت خواهند بود از:

$$L_o(w) = G_1(w)P_{zo}(w) = G_1(w) \left[ \frac{2w}{w + 2/T} \right] P_{eo}(w) \quad (37-4)$$

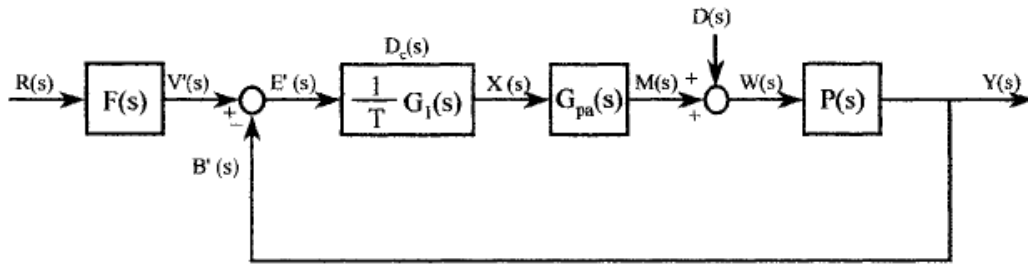
$$P_{zo}(w) = \left[ \frac{2w}{w + 2/T} \right] P_{eo}(w) \quad (38-4)$$

#### ۸-۴- قابلیت استفاده این روش طراحی در دستگاه های دیگر

همانطور که قبلاً شرح داده شد پیش طراحی QFT را می توان برای یک سیستم کنترل MIMO mxm بکار برده و آنرا به یک سیستم معادل MISO  $m^2$  تبدیل کرد. هر سیستم MISO دارای ۲ ورودی است یک ورودی دلخواه (ردیابی) و دیگری ورودی غیرمطلوب (cross coupling effect). راه حل های این سیستم های MISO برای ارضای مسایل MIMO تضمین گردیده است. بنابراین روش های طراحی QFT حلقه MISO می تواند در سیستمهای معادل MISO با ابعاد  $m^2$  بکار برده شود.



(a)



(b)

شکل ۴-۵- دیاگرام PCT معادل شکل (۴-۸) [۱]

# فصل پنجم

طراحی کنترل کننده مقاوم دیجیتال

کشتی با استفاده از روش QFT

در این بخش مراحل طراحی QFT، جهت کنترل مقاوم هدایتگر کشتی در حضور آشفتگی مورد بررسی قرار می‌گیرد. بطور کلی همواره تغییر مسیر و حفظ مسیر از موارد مهم حرکتی کشتی می‌باشند و این دو فاکتور اصلی در حرکت کشتی برای طراحی در نظر گرفته شده است. در این تحقیق، برای طراحی کنترل مقاوم هدایتگر کشتی دو فاکتور اصلی حرکتی کشتی به شرح ذیل، در نظر گرفته شده است:

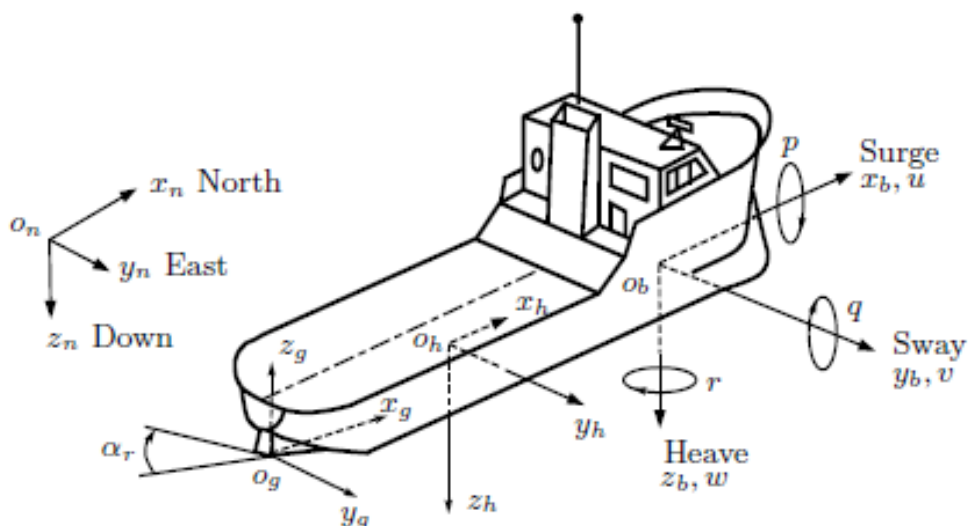
الف - طراحی کنترل کننده مقاوم تغییر مسیر حرکت کشتی

ب- طراحی کنترل کننده مقاوم حفظ مسیر حرکت کشتی

### ۱-۵-۲- تکنیک بکار رفته و مشخصات و فرضیات طراحی

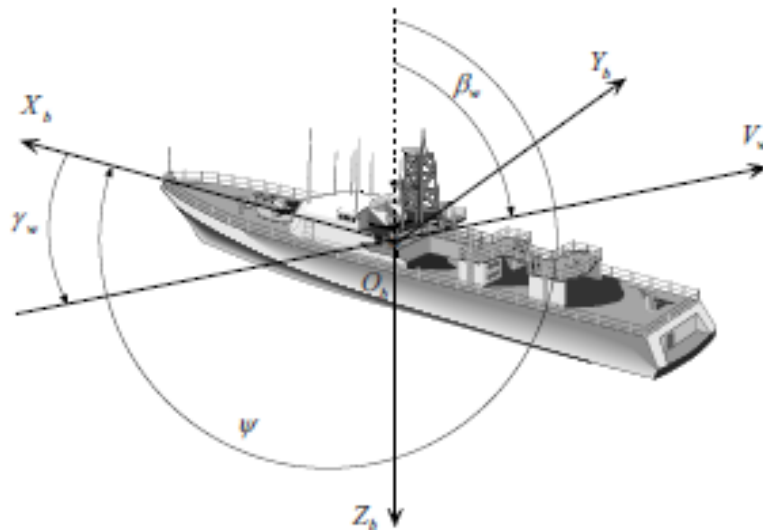
مشخصات فیزیکی و کنترلی کشتی که از آن در طراحی کنترلی کشتی میتوان استفاده

نمود در شکل ۱-۵ ارائه گردیده است.



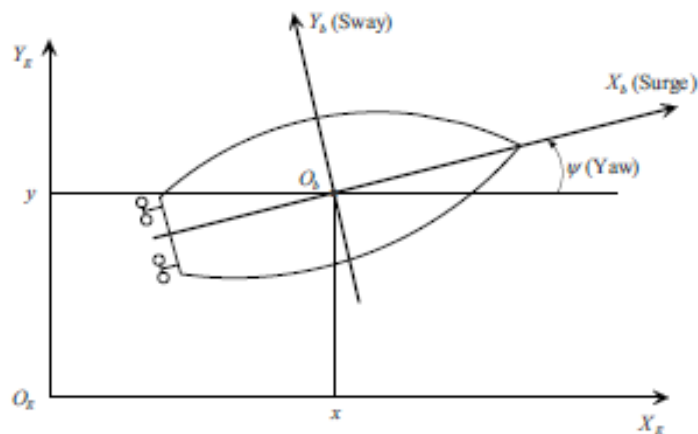
شکل ۱-۵- مشخصات فیزیکی و کنترلی کشتی

همچنین تعریف دستگاه مختصات و جهت اعمال نیروی موج به کشتی در شکل ۲-۵ ارائه گردیده است.



شکل ۲-۵- تعریف دستگاه مختصات و جهت اعمال نیروی موج بر کشتی

در صفحه افقی می توان حرکت کشتی را به شرح ذیل تعریف نمود:



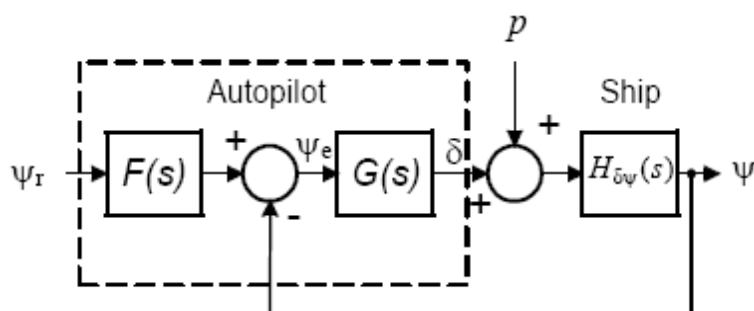
شکل ۳-۵- متغیرهای حرکت کشتی در صفحه افقی

همچنین همانطور که در فصل سوم تشریح گردید، روش QFT یک روش طراحی مقاوم برای سیستم های خطی و غیر خطی است، که دارای پارامترهای عدم قطعیتی است که توسط اغتشاش



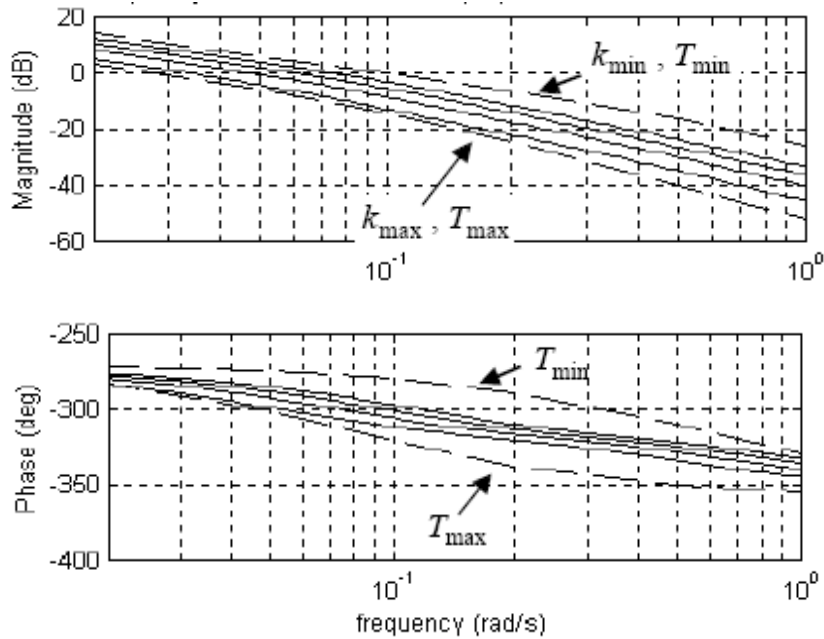
خارجی تحت تاثیر قرار می گیرد. این روش روشی بر پایه حوزه فرکانس می باشد و از چارت Nichols استفاده می گردد تا ویژگیهای عملکردی سیستم حلقه بسته ، در ناحیه ویژه ای از پارامترهای عدم قطعیت، تامین گردد.

در این روش اگر سیستم غیر خطی باشد، می توان سیستم غیر خطی را به چند سیستم معادل خطی معادل تبدیل نمود. در طراحی هدایتگر کشتی توسط روش QFT مدل Nomoto مورد استفاده قرار گرفته است که توسط اغتشاش خارجی (اثر موج)، تحت تاثیر قرار گرفته است. حلقه بسته مدل در نظر رگفته شده برای این تحقیق در شکل (۴-۵) ارائه گردیده است. هدایتگر دارای دو مولفه خطی می باشد، جبران ساز  $G(s)$  و پیش فیلتر  $F(s)$ .



شکل ۴-۵- ساختار هدایتگر کشتی در روش QFT

هدف این است که هدایتگر به نحوی طراحی گردد که پایداری مقاوم، حذف اغتشاش و تامین ویژگیهای ردگیری تامین گردد. براین منظور از آنجا که هیدرودینامیک کشتی به سرعت آن وابسته است، ابتدا کشتی طرح و سرعت های آن مشخص گردد. در این تحقیق از از کشتی های کوچک و تندرو با وزن در حدود ۱۰۰۰ تن ، استفاده شده است که تحقیقات ویژه ای توسط P. G. M. Van der Klugt در دانشگاه دلف در سال ۱۹۸۷ بر روی آن گردیده است. ویژگیهای فرکانسی کشتی مدل انتخاب شده، برای سرعتهای ۱۰، ۱۴، ۱۸ و ۲۲ نات (به ترتیب معادل ۱۸،۵ ، ۲۶ ، ۳۳،۳ و ۴۰،۷ کیلومتر بر ساعت) در شکل ۵-۵ ارائه گردیده است.



شکل ۵-۵ - ویژگیهای فرکانس کشتی مدل

#### ۱-۲-۵ ناحیه عدم قطعیت کشتی مدل

دو پارامتر مدل Nomoto یعنی پارامتر  $K$  و  $T$  با توجه به سرعت کشتی مدل، در

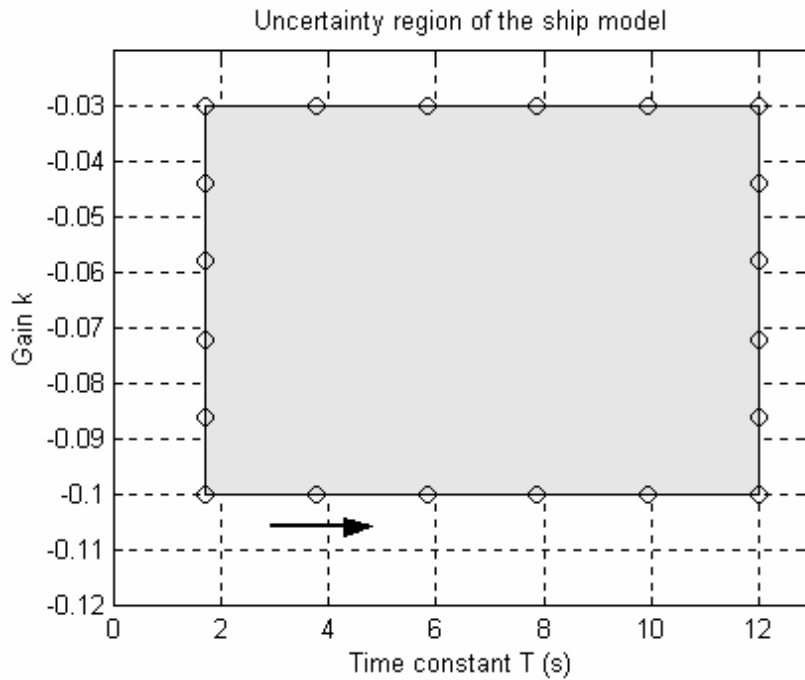
محدوده ذیل تغییر می کنند:

$$[k_{\min} k_{\max}] [T_{\min} T_{\max}] \quad (1-5)$$

این تغییرات، ویژگیهای فرکانسی مدل کشتی را اصلاح می نماید. هدف این است که مقدار نمونه گیری پارامتر مدل به نحوی مشخص گردد که ویژگی های فرکانسی مدل کشتی برای تمامی سرعتها در این محدوده فرکانسی قرار گیرد. چهار ویژگی فرکانسی که در شکل ۵-۵ با خطوط پر رنگ نشان داده شده است در میان محدوده تعریف گردیده توسط خطوط خط چین قرار دارند. این مشخصات و ویژگی های فرکانسی با استفاده از مدل Nomoto و با استفاده از حدود ذیل تعیین گردیده اند:

$$T \in [1.7, 12] \quad k \in [-0.1, -0.03] \quad (2-5)$$

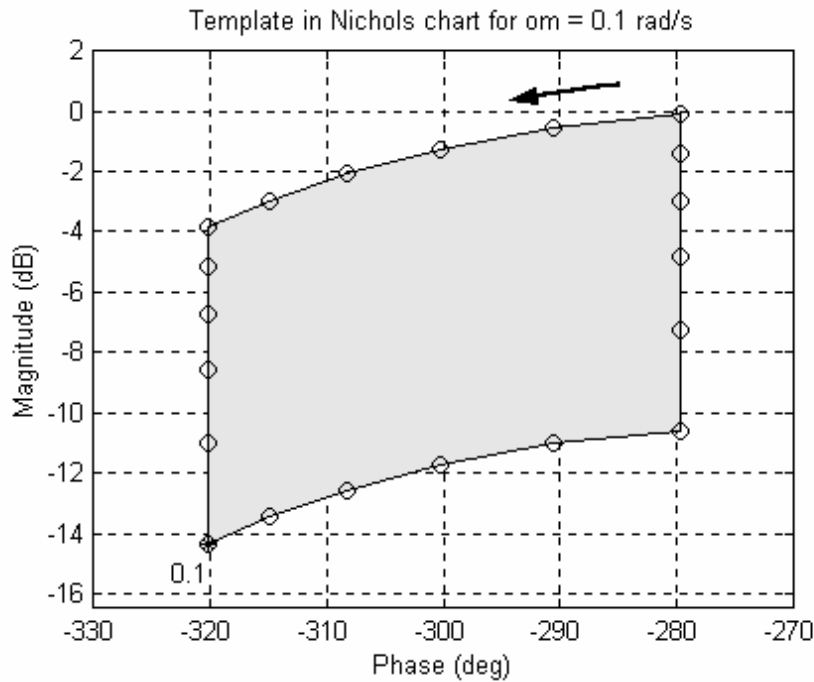
به عنوان نتیجه، یک ناحیه عدم قطعیت مدل کشتی توسط دامنه مقادیر، پارامترهای کشتی ایجاد می گردد. این ناحیه در شکل ۶-۵ نشان داده شده است.



شکل ۵-۶- ناحیه عدم قطعیت مدل کشتی ایجاد شده توسط پارامترهای کشتی

اگر مشخصات عملکردی برای مدل‌های دستگاه داخل کانتور (مری ناحیه) عدم قطعیت ارضا گردند، در اینصورت برای تمامی مدل‌های دستگاهی داخل کانتور (داخل مرز) ارضا خواهند گردید. بنابراین تنها کافی است تعداد اندکی ( $N$ ) از مدل‌های واقع بر روی کانتور (مرز ناحیه) برای طراحی QFT انتخاب گردند. برای هر مقدار فرکانسی، مشخصات مدل کشتی، که توسط کانتور عدم قطعیت ایجاد می‌شود، نشان دهنده نقاط یک الگو می‌باشد که یک کانتور بسته در چارت Nichols می‌باشد. در این تحقیق ۶ نقطه با فاصله مساوی از هم بر روی هر ضلع کانتور برای دو پارامتر کشتی ( $T$  و  $K$ ) در نظر گرفته شده، که منجر به ۲۰ نقطه بر روی کانتور (۲۰ مدل کشتی مختلف) می‌گردد.

برای مثال، الگوی مدل‌های کشتی که توسط فرکانس  $w = 0.1 \frac{rad}{s}$  ایجاد می‌گردد در شکل ۵-۷ نشان داده شده است.



شکل ۵-۷- الگوی کشتی مدل در چارت Nichols

مرز الگو را با استفاده از تکنیک نگاشت بر روی مرز ناحیه عدم قطعیت می توان به دست آورد. الگوهای دیگر مقادیر فرکانسی به روش مشابه قابل دستیابی می باشد. واضح است که گوشه پایین در سمت چپ ناحیه عدم قطعیت، متناظر با گوشه بالای سمت راست الگوی کشتی مدل می باشد.

#### ۵-۲-۲- ویژگیها و مشخصات بکار رفته در ایجاد پایداری

ویژگیها و مشخصات پایداری ، پایداری سیستم حلقه بسته را برای تمامی تغییرهای ممکن

در ناحیه عدم قطعیت را تضمین می کند. تابع انتقال حلقه بسته عبارت است از:

$$H_B(s) = \frac{G(s)H_{\delta\psi}(s)}{1 + G(s).H_{\delta\psi}(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (3-5)$$

در این رابطه  $L(s)$  تابع انتقال حلقه است. برای تمامی فرکانسها در پهنای باند مورد استفاده،

پوش دامنه بایستی از بیشترین مقدار ماکسیمم  $\alpha_\beta$  کوچکتر باشد، یعنی:

$$\max_{H_{\delta\psi}(s), w} (|H_B(jw)|) \leq \alpha_\beta \quad (4-5)$$

در حالت کلی  $\alpha_\beta < 2dB$  می باشد. در این تحقیق مقدار انتخاب شده برابر است با:

$$\alpha_\beta = 1.6 \text{ dB}$$

### ۵-۲-۳- ویژگیها و مشخصات بکار رفته در ردیابی مقاوم

تغییر مسیر بایستی در محدوده قابل قبولی از تغییرات تعریف گردند. زمانی که فرمان تغییر مسیر صادر می گردد، مسیر مرجعی که بایستی توسط شناور تعقیب شود، می تواند توسط مدلی به شرح ذیل بیان می گردد:

$$H_0(s) = \frac{w_0^2}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad (5-5)$$

در این رابطه،  $w_0$  فرکانس طبیعی،  $\xi$  ضریب میرایی مدل مبنای حلقه بسته است. برای تغییر مسیر، بدون در نظر گرفتن نوسان، ضریب میرایی را می توان با توجه به مطالعات انجام گرفته توسط T. I. Fossen, در سال ۱۹۹۴ انجام شده است، ضریب میرایی را می توان در محدوده ذیل تعریف نمود:

$$\xi \in [0.8, 1] \quad (6-5)$$

در این تحقیق، از مقادیر ذیل برای مدلسازی استفاده شده است :

$$w_0 = 0.1 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad \xi = 0.9 \quad (7-5)$$

سیستم ردیابی حلقه بسته دارای تابع انتقال ذیل می باشد:

$$H_T(s) = \frac{F(s).G(s).H_{\delta\psi}(s)}{1 + G(s).H_{\delta\psi}(s)} = \frac{F(s).L(s)}{1 + L(s)} \quad (8-5)$$

که دقیقاً بایستی مشابه  $H_0$  باشد.

بعلت تغییر پارامترهای مدل کشتی، سیستم حلقه بسته نیز دارای تغییر خواهد بود. این تغییرات بایستی در محدوده مشخص شده قرار گیرد. این محدوده ها توسط دو تابع انتقال، که بیانگر باند پایینی  $H_{oL}(s)$  و باند بالایی  $H_{ou}(s)$  است، تعیین می گردند.

مشخصات و ویژگی های دامنه و بزرگا، بایستی نامساوی های ذیل را ارضا نماید:

$$|H_{oL}(j\omega)| \leq |H_T(j\omega)| \leq |H_{oU}(j\omega)| \quad (9-5)$$

دو تابع انتقال ارائه دهنده مقادیر مجاز رواداریهای مجاز است و بایستی شامل مدل مبنای  $H_0$  باشد. داریم:

$$|H_{oL}(j\omega)| \leq |H_0(j\omega)| \leq |H_{oU}(j\omega)| \quad (10-5)$$

بنابراین، توابع انتقال حد بالایی و حد پایینی، مدل مبنای به صورت معادله درجه دو انتخاب می گردند:

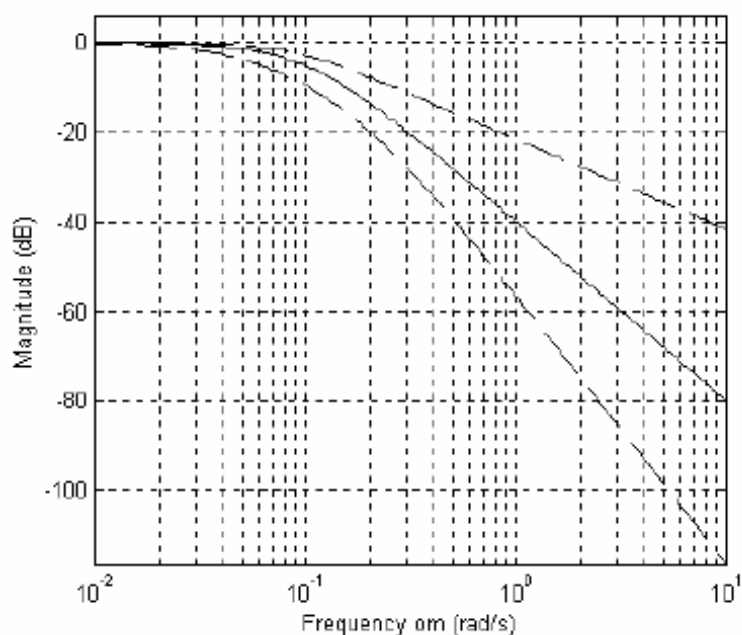
$$H_{oL}(s) = \frac{a_1 \cdot a_2 \cdot a_3}{(s + a_1) \cdot (s + a_2) \cdot (s + a_3)} \quad (11-5)$$

$$H_{oU}(s) = \frac{\frac{w_0^2}{a} (s + a)}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad (12-5)$$

در این روابط مقادیر پارامترها عبارتند از:

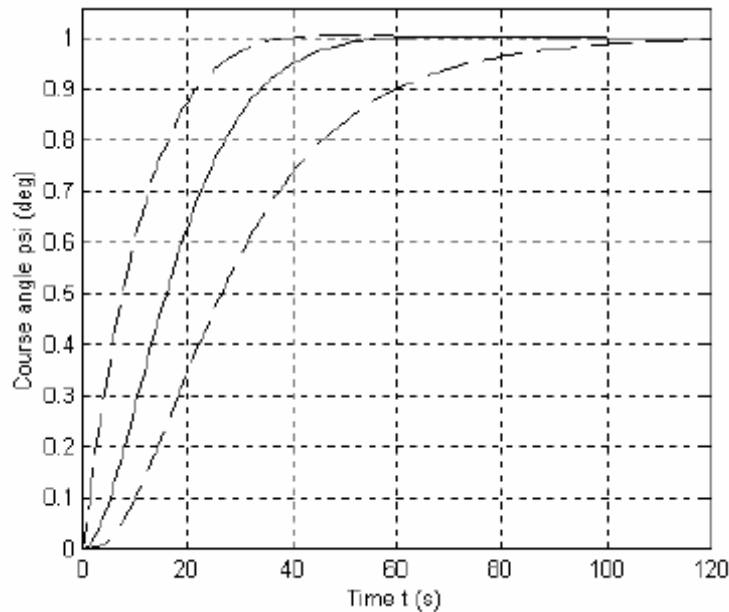
$$a_1 = 0.5w_0 \quad a_2 = 1.5w_0 \quad a_3 = 2w_0 \quad a = 1.2w_0$$

حد پایینی و حد بالایی مشخصات دامنه و بزرگای مدل مبنای که مدلی درجه ۲ است، در شکل ۵-۸ نشان داده شده است.



شکل ۵-۸- دامنه و حدود ویژگی های مدل مرجع و مدل باند ردیابی

می توان مشاهده نمود که دینامیک کشتی در حرکت انحرافی کشتی، برای فرکانسهای خیلی کوچک مهم می باشد و برای فرکانسهای بزرگتر از  $w_0 = 0.1 \frac{rad}{s}$  ، سرعت کاهش می یابد. پاسخ های تابع انتقال رابطه های ۱۳، ۱۹ و ۲۰ در شکل ۵-۹ نشان داده شده است. همچنان که مشخص است تغییر مسیر کشتی در ثانیه های آخر به شرایط عملکردی وابسته است.



شکل ۵-۹- پاسخ های مدل مبنا و مدل باند ردیابی

خط پیوسته متناظر با مدل مرجع و خطوط خط چین ، مقدار رواداری های مجاز را برای باند و مرزهای حد پایین و حد بالا نشان می دهد.

#### ۵-۲-۴- ویژگیهای و مشخصات بکار رفته در حذف اغتشاش

مشخصات و ویژگیهای حذف اغتشاش ورودی توسط رابطه تابع انتقال ذیل تعریف می گردد:

$$H_p(s) = \frac{H_{\delta\psi}(s)}{1 + G(s) \cdot H_{\delta\psi}(s)} = \frac{H_{\delta\psi}(s)}{1 + L(s)} \quad (۱۳-۵)$$

برای تمامی حالت های امکان پذیر تغییر مدل در ناحیه عدم قطعیت، میزان دامنه و بزرگای پوش کانال اغتشاش، بایستی از مقدار ماکسیمم  $\alpha_p$  کوچکتر باشد، یعنی :

$$\max_{H_{\delta\psi}(s), w} (|H_p(jw)|) \leq \alpha_p \quad (14-5)$$

در این تحقیق مقدار  $\alpha_p = 0.1 = -20 \text{ dB}$  انتخاب گردیده است.

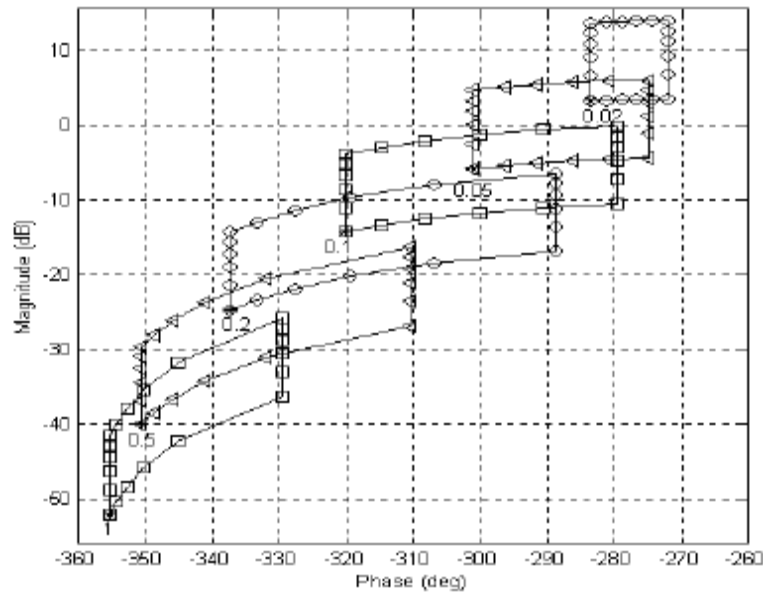
### ۵-۲-۵- الگوهای مدل کشتی

هدف از این بخش به دست آوردن الگوهای مدل کشتی در فرکانسهای ویژه ای است که بصورت تصویری ناحیه عدم قطعیت دستگاه بر روی چارت Nichols را تشریح بنماید و سپس مدل ظاهری کشتی انتخاب گردد. برای هر نقطه انتخاب شده فرکانسی در محدوده پهنای باند سیستم، یک الگوی مدل کشتی در چارت Nichols را می توان با محاسبه پاسخهای فرکانسی تمامی مدل‌های کشتی ( $N = 20$ ) واقع شده بر روی کانتور ناحیه عدم قطعیت (مرز ناحیه عدم قطعیت)، محاسبه نمود. شکل الگو به مقدار فرکانس وابسته است .

به این معنا که در فرکانسهای پایین و کوچک ، پهنای باند بزرگ است و سپس هر چه فرکانس افزایش می یابد، الگو باریکتر می گردد و با میل فرکانس به سمت بی نهایت، الگو باریک تر گردیده و به سمت خط عمود تمایل می یابد. در شکل ۵-۱۰ ، شش الگوی محاسبه شده برای ۶ فرکانس متناظر در پهنای باند ارائه گردیده است.



فرکانسهای مورد استفاده عبارتند از:



شکل ۵-۱۰- الگوهای مدل کشتی برای شش فرکانس مختلف در پهنای باند سیستم

$$w_1 = 0.02, 0.05, 0.1, 0.2, 0.5, 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (۱۵-۵)$$

پاسخهای فرکانسی برای تمامی مدل‌های انتخاب شده از ابزار freqcp.m نرم افزار مطلب، حاصل گردیده است. مدل ظاهری کشتی، نمونه ای است که الگوی آن همواره در گوشه چپ پایین الگو قرار گرفته است. برای الگوهای انتخاب شده، مدل کشتی ظاهری عبارت است از:

$$H_{\delta\psi_0}(s) = \frac{-0.03}{s(12s + 1)} \quad k = k_{\max} \quad T = T_{\max} \quad (۱۶-۵)$$

۵-۳- طراحی و نتایج شبیه سازی

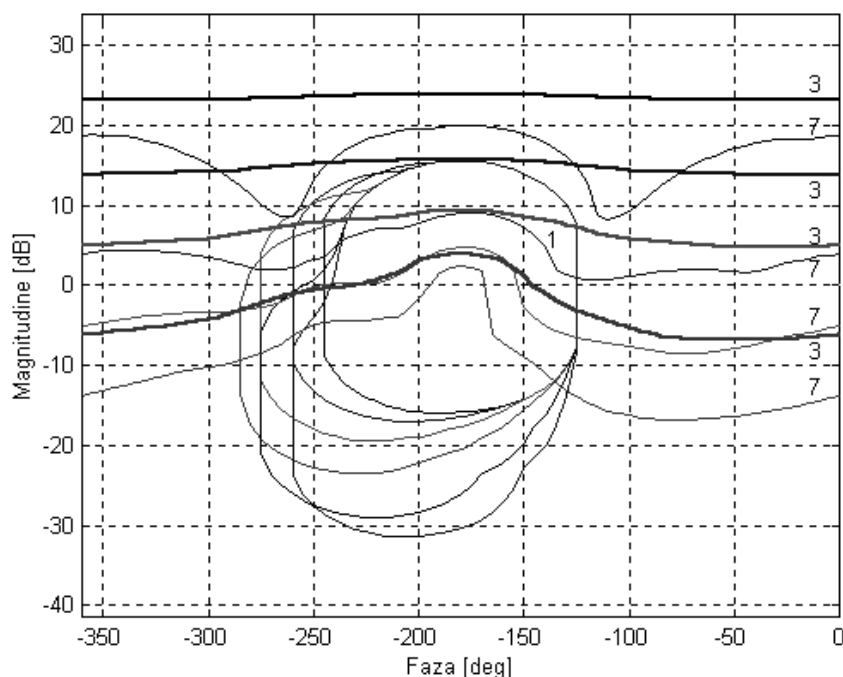
با اعمال مشخصات و ویژگیهای عملکردی ذکر گردیده در فوق، هدایتگر  $QFT$  را می توان برای تغییر مسیر حرکت و یا حفظ مسیر حرکت کشتی ایجاد نمود. همانطور که ذکر گردید برای هدایتگر تغییر مسیر کشتی، بایستی یک جبران ساز  $G(s)$  و یک پیش فیلتر  $F(s)$  طراحی گردد،

در حالیکه در طراحی هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی، تنها طراحی جبران ساز  $G(s)$  مورد نیاز می باشد.

### ۵-۳-۱- طراحی هدایتگر تغییر مسیر

در این بخش از طراحی بایستی، خواص و ویژگیهای پایداری مقاوم، ردیابی مقاوم و شرایط حذف اغتشاش مورد استفاده قرار گیرد. بعلت پیش فیلتر  $F(s)$ ، هدایتگر دقیقاً مانند یک کنترل کننده واقعی PD در کانال مبنا عمل می کند. این نوع کنترل کننده در صورتیکه فرمان تغییرمسیر بصورت سیگنال گام به گام ایجاد شود، کافی است. در این صورت این نوع از هدایتگر، خطاهای پایدار صفری را برای هر گام فرمانی مبنا، ایجاد می نماید و وجود آنرا تضمین می کند.

بدین ترتیب باند و مرزهای پایداری مقاوم، ردیابی مقاوم و حذف اغتشاش ورودی بر اساس ویژگیهای عملکردی مورد نظر قرار گرفته در فوق، الگوهای کشتی و مدل ظاهری کشتی با استفاده از ابزار `sisobnds.m` نرم افزار مطلب مورد محاسبه قرار گرفته و در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است.



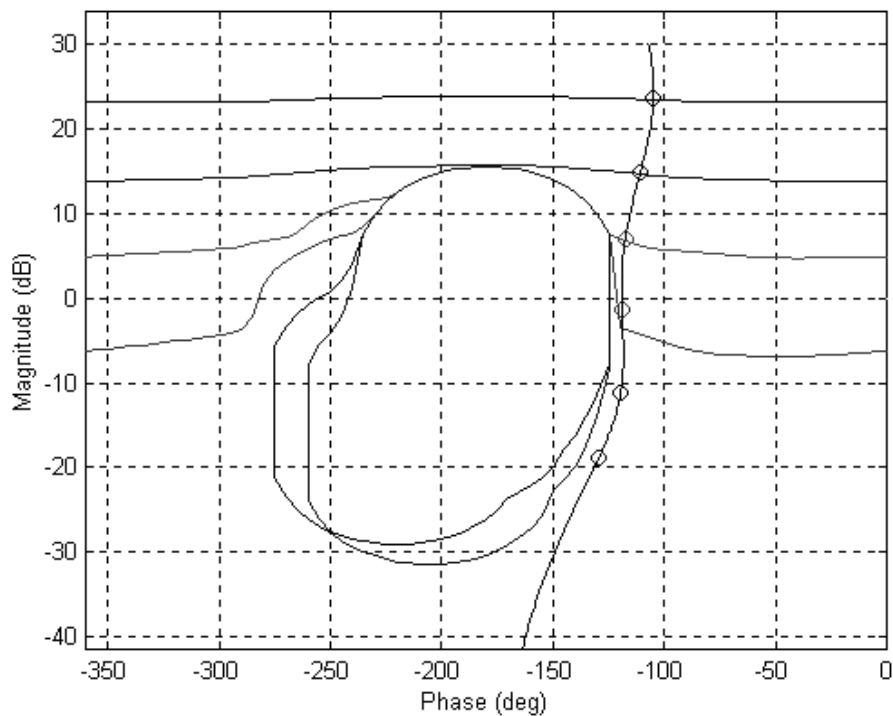
شکل ۵-۱۱- مرزها و باند پایداری مقاوم، ردیابی مقاوم و حذف آشفتگی

مرزها و باندهای ردیابی (خطوط باریک نشان داده شده با عدد ۷) و مرزهای حذف اغتشاش ورودی (خطوط ضخیم نشان داده شده با عدد ۳) کانتورهای باز می باشند که برای کوچکترین مقدار فرکانسی محاسبه گردیده اند. این فرکانسها عبارتند از:

$$w_2 = 0.02, 0.05, 0.1, 0.2 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5-17)$$

کانتورهای بسته بیانگر مرزها و باندهای پایداری برای تمامی فرکانسهای  $w_1$  می باشد. با لحاظ کانتورهای باز، مشاهده می گردد که بزرگوار دامنه مرز برای کوچکترین فرکانسها، بزرگ تر است. همچنین مرزهای حذف اغتشاش در قسمت بالای مرزهای ردیابی برای فرکانسهای یکسان قرار گرفته است.

برای تمامی مقادیر فرکانسی، مرزهای بهینه با استفاده از تقاطع تمامی مرزها قابل دستیابی می باشند. برای این منظور از ابزار `sectbnds.m` نرم افزار مطلب استفاده شده است و نتایج در شکل ۵-۱۲ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۲ - مرزهای بهینه و حلقه ظاهری انتقال برای هدایتگر تغییر مسیر

در چارت Nichols مشابه، تابع انتقال حلقه ظاهری انتقال، با خط قائم نشان داده شده است.

$$L_0(s) = G(s) \cdot H_{\delta\psi_0}(s) \quad (5-18)$$

بدین ترتیب یک بیان و شرحی از جبران ساز قابل دستیابی است. حلقه ظاهری انتقال برای بردار فرکانسی که شامل  $w_1$  می باشد محاسبه گردیده و مقادیر  $w_1$  در شکل ۵-۱۲ با دوایی نشان داده شده است. برای انجام این قسمت از ابزار `lpshape.m` نرم افزار مطلب استفاده گردیده است. این ابزار یک طراحی کننده محیط برای سیستم های خطی پیوسته زمانی است و قادر است چارت Nichols را برای حلقه ظاهری انتقال تولید نماید. بدین ترتیب و با استفاده از این ابزار و استفاده از روش آزمون و خطا، جبران ساز را می توان اصلاح نمود. با اصلاح منظم جبران ساز، حلقه ظاهری انتقال ترکیب می گردد تا مرزهای بهینه بدون وارد شدن درون کانتور بسته، ارضا گردند. برای هر مقدار فرکانسی، مقدار حلقه ظاهری انتقال بایستی بر یا بالای مقادیر متناظر مرزهای بهینه باشند.

جبران ساز نهایی ، متناظر با ترسیم حلقه ظاهری انتقال در چارت Nichols که در شکل ۵-۹ ارائه گردیده، عبارت است از:

$$G(s) = -\frac{83.5s^2 + 16.1s + 0.037}{s^2 + 1.53s} \quad (۱۹-۵)$$

$$G(s) = -\frac{-83.5(s + 0.1905)(s + 0.002326)}{s(s + 1.53)} \quad (۲۰-۵)$$

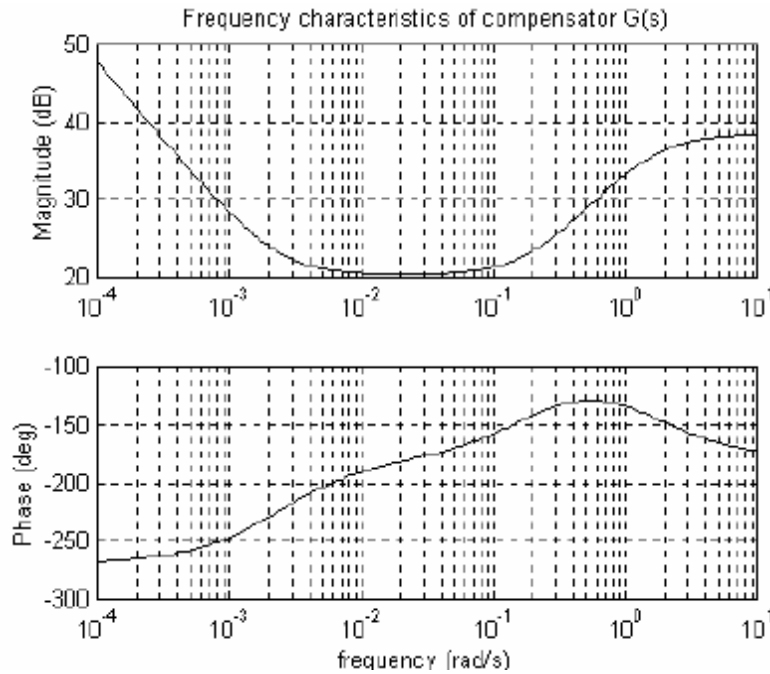
می توان مشاهده نمود که جبران ساز، یک کنترل کننده PID از نوع سری است که به فرم کلی ذیل می باشد:

$$G(s) = K_R \frac{T_{IS} + 1}{T_{IS}} \cdot \frac{T_{DS} + 1}{T_{PS}} \quad (۲۱-۵)$$

پارمترهای جبران ساز فوق عبارتند از:

$$T_I = 430 \quad T_D = 5.25 \quad T_P = 0.6536 \quad K_R = -10.4$$

ویژگیها و مشخصات فرکانسی جبران ساز در شکل ۵-۱۳ ارائه گردیده است.

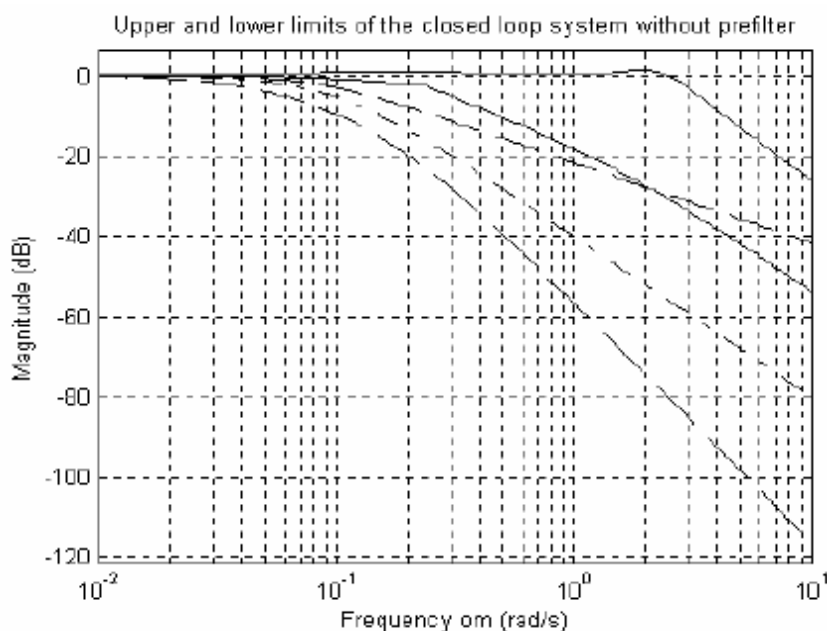


شکل ۵-۱۳- ویژگیهای فرکانسی جبران ساز

مقادیر منفی بزرگ فاز، توسط مقادیر بزرگی از بهره  $K_R$  که منفی می باشد، ایجاد می گردد. علامت منفی بهره، بعلت قرارداد علامتی میان زاویه سکان کشتی و زاویه مسیر کشتی، ایجاد می گردد. پیش فیلتر  $F(s)$  با استفاده از روش آزمون و خطا، بصورتی ترکیب می گردد تا مشخصات و ویژگیهای ردیابی ارضا گردند. پیش فیلتر نهایی را میتوان به شرح ذیل بیان نمود:

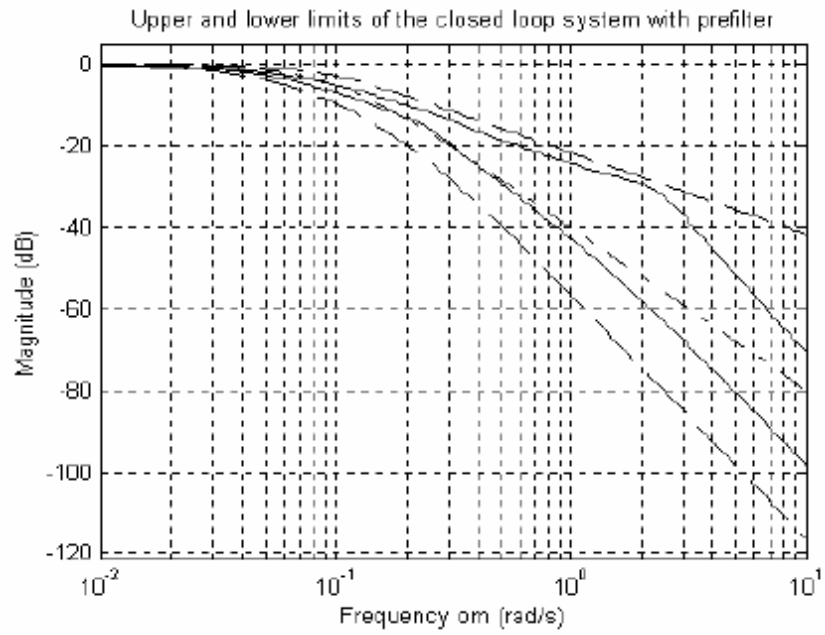
$$F(s) = \frac{0.058}{s + 0.058} \quad (۲۲-۵)$$

شکلهای ۵-۱۴ و ۵-۱۵ اثرات پیش فیلتر را بر روی تغییرات ردیابی مقاوم نشان می دهند. دامنه و حدود بالایی و پایینی اندازه سیستم حلقه بسته بدون پیش فیلتر در شکل ۵-۱۴ ارائه گردیده است. می توان مشاهده نمود که پوش منحنی ها بیرون از محدوده ردیابی می باشد.



شکل ۵-۱۴- حدود بالایی و پایینی اندازه بزرگی سیستم حلقه بسته بدون پیش فیلتر

با استفاده از پیش فیلتر  $F(s)$ ، ویژگیها و خصوصیات ردیابی مقاوم بایستی ارضا گردند. شکل ۵-۱۵ نشان دهنده ارضای خصوصیات و دامنه ردیابی مقاوم با استفاده از پیش فیلتر می باشد. در این حالت پوشهای بالایی و پایینی محدوده اندازه سیستم حلقه بسته با استفاده از پیش فیلتر، داخل محدوده ردیابی قرار می گیرند. در شکل مقدار بزرگی خصوصیات ندل مینا با خط چین نشان داده شده است.

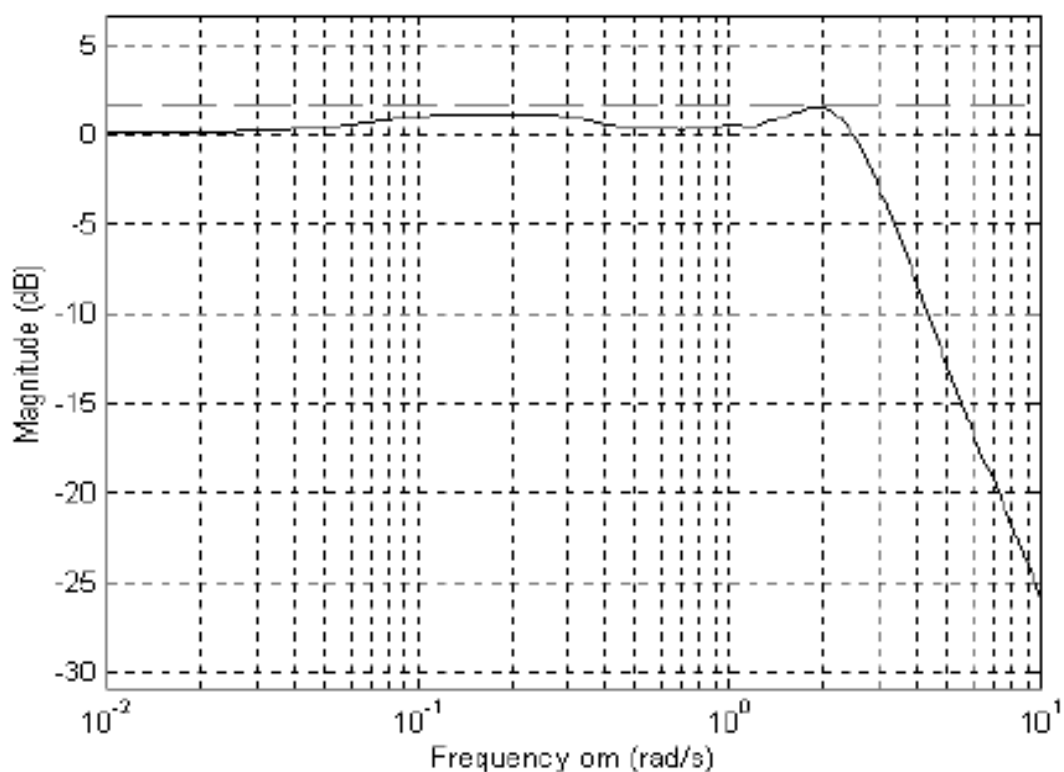


شکل ۵-۱۵- حدود و پوش بالایی و پایینی اندازه بزرگی سیستم حلقه بسته با استفاده از پیش

فیلتر

سیستم حلقه بسته، ویژگیها و خصوصیات پایداری مقاوم را اثبات می کند. این امر در شکل ۵-۱۶ نشان داده شده است. مقدار ماکسیمم پوش بزرگی با خط چین نشان داده شده است.

$$(\alpha_{\beta} = 1.2 = 1.6 \text{ dB})$$



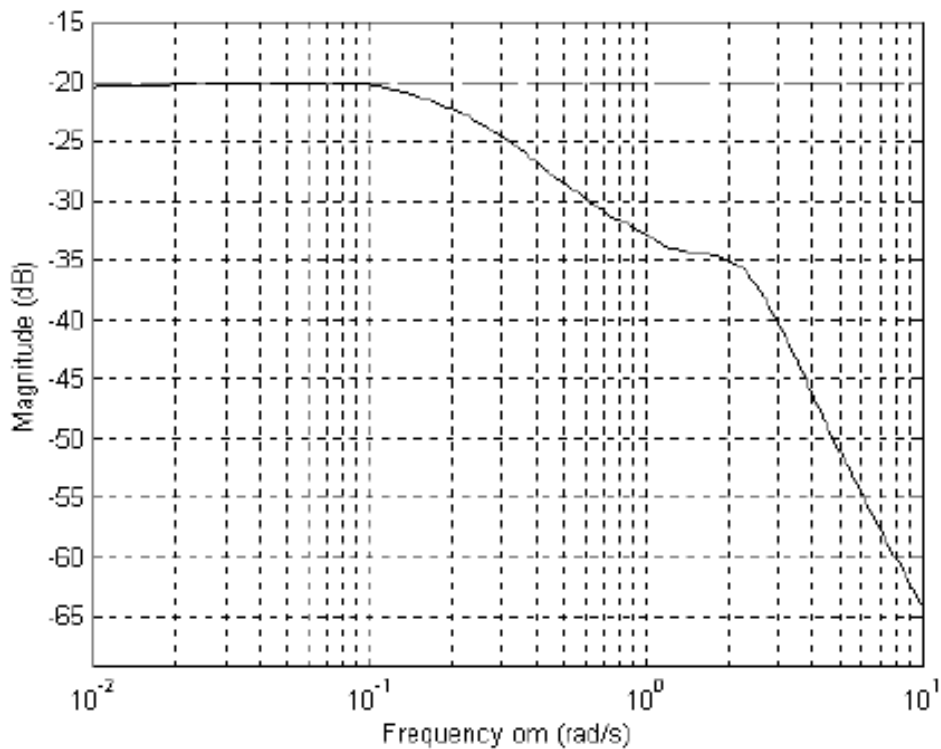
شکل ۵-۱۶- اثبات پایداری مقاوم هدایتگر تغییر مسیر کشتی

مقدار حداکثر بزرگی پوش مشخصات کوچک تر از پهنای باند در نظر رگفته شده برای کل سیستم است ، داریم:

$$\max_{H_{\delta\Psi}(s),w}(|H_B(jw)|) = 1.188 \leq \alpha_B = 1.2 \quad (۲۳-۵)$$

همچنین شرایط حذف اغتشاش نیز ارضا می گردد که در شکل ۵-۱۷ نشان داده شده است.



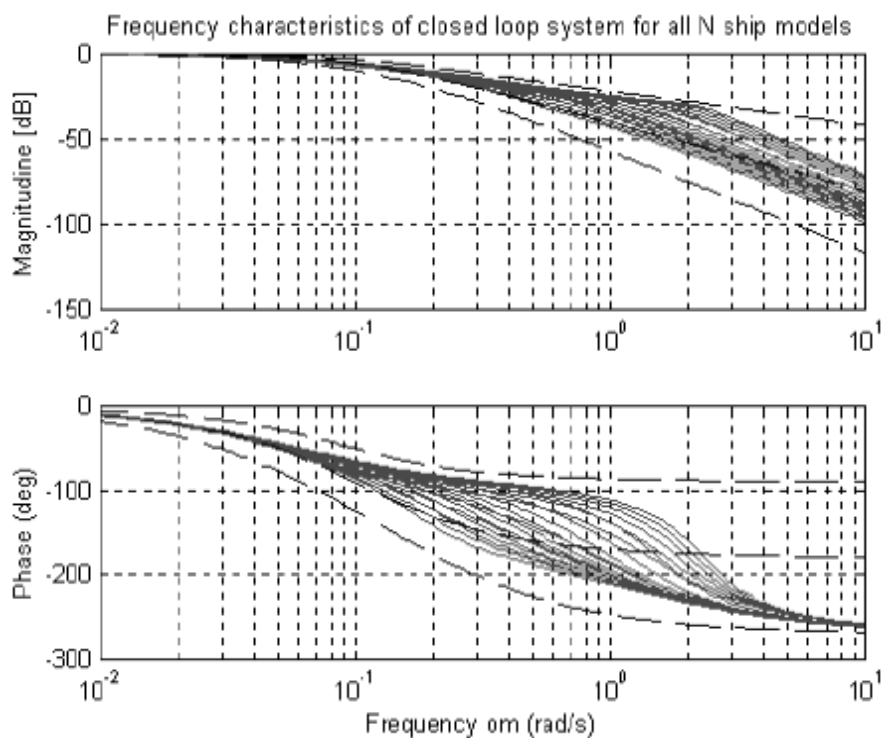


شکل ۵-۱۷- اثبات حذف اغتشاش

مقدار حداکثر بزرگای پوش  $\alpha_p = 0.1 = -20 \text{ dB}$  در شکل ۵-۱۷ با خط چین افقی، نشان داده شده است. مشاهده می گردد که اندازه پوش کانال اغتشاش کوچک تر از مقدار در نظر گرفته شده، برای کل سیستم است. داریم:

$$\max_{H_{\delta\psi}(s), \omega} (|H_p(j\omega)|) = 0.098 \leq \alpha_p = 0.1 \quad (۵-۲۴)$$

ویژگیهای فرکانسی سیستم حلقه بسته برای تمامی N مدل کشتی بر روی کانتور عدم قطعیت در شکل ۵-۱۸ ارائه گردیده است. همانطور که انتظار می رود، این خصوصیات در میان پوش حد بالا و حد پایین مرزهای شکل ۵-۱۵ قرار گرفته اند. مدل مرجع و خطای مجاز ردیابی با خط چین نشان داده شده است.

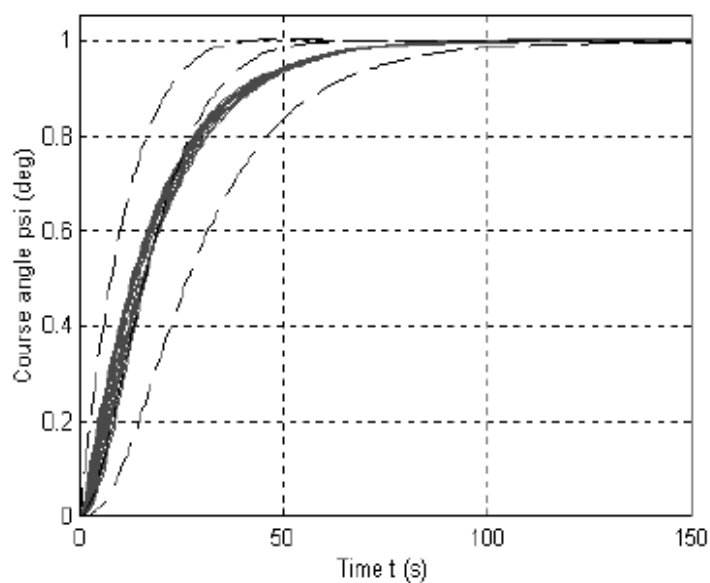


شکل ۵-۱۸- ویژگی های فرکانسی سیستم حلقه بسته برای

تمامی مدل کشتی بر روی کانتور عدم قطعیت

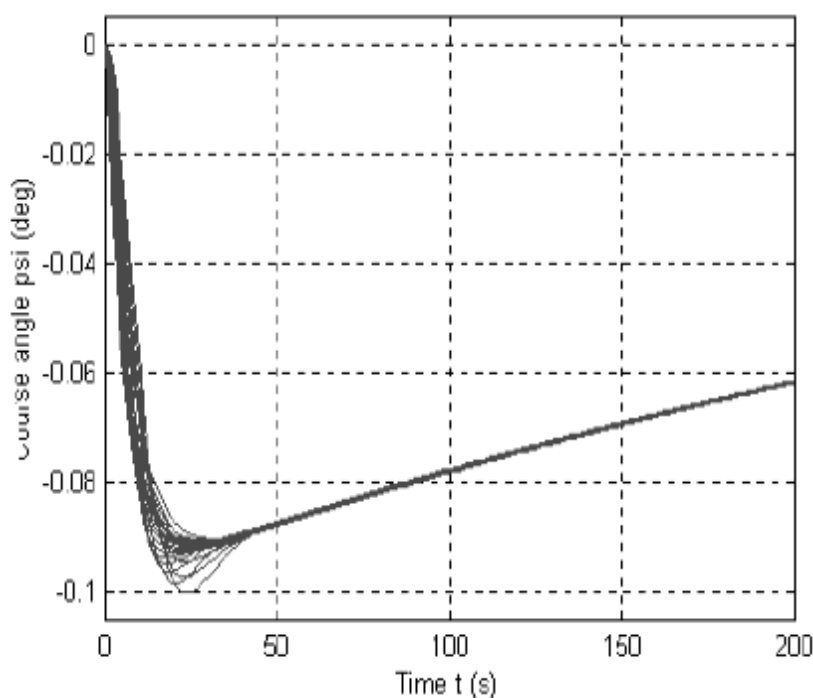
پاسخ های مبنا برای سیستم حلقه بسته مدل های کشتی که بر روی کانتور و مرز ناحیه عدم قطعیت

قرار گرفته اند در شکل ۵-۱۹ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۹- پاسخ های سیستم حلقه بسته مبنا کشتی برای تمامی مدل کشتی بر روی کانتور

پاسخهای ایجاد شده بر روی کانال اغتشاش سیستم حلقه بسته برای تمامی مدل‌های کشتی که بر روی کانتور عدم قطعیت در شکل ۵-۲۰ نشان داده شده است. می‌توان مشاهده نمود که شرایط حذف اشفتگی برای تمامی مدل‌های کشتی انتخاب شده بر روی مرز و کانتور ناحیه عدم قطعیت، ارضا گردیده است.

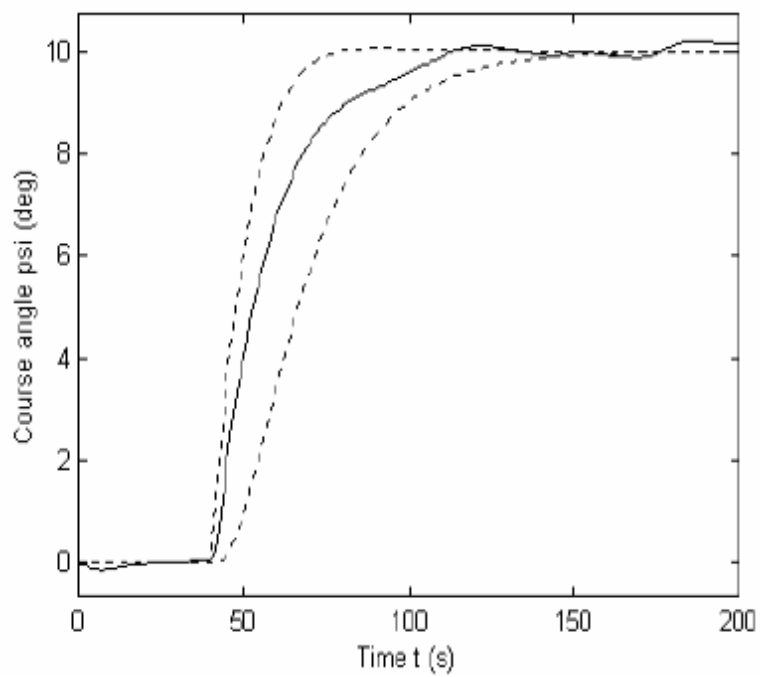


شکل ۵-۲۰- پاسخ های اغتشاش سیستم حلقه بسته کشتی

برای تمامی مدل  $N$  مدل کشتی بر روی کانتور

برای نمایش توانایی سیستم در کنترل تغییر مسیر با در نظر گرفتن اغتشاش، یک انحراف ۱۰ درجه ای در مسیر در حضور همزمان اغتشاش ناشی از موج در نظر گرفته شده است. موج دارای ارتفاع موثر  $h_{\frac{1}{3}} = 4 \text{ m}$  و زاویه برخورد  $\gamma = 135$  درجه در نظر گرفته شده است. سرعت کشتی برابر با ۲۲ نات معادل ۴۰/۷ کیلومتر در ساعت فرض گردیده است. پاسخ تغییرمسیر کشتی در شکل ۵-۲۱ ارائه گردیده است.

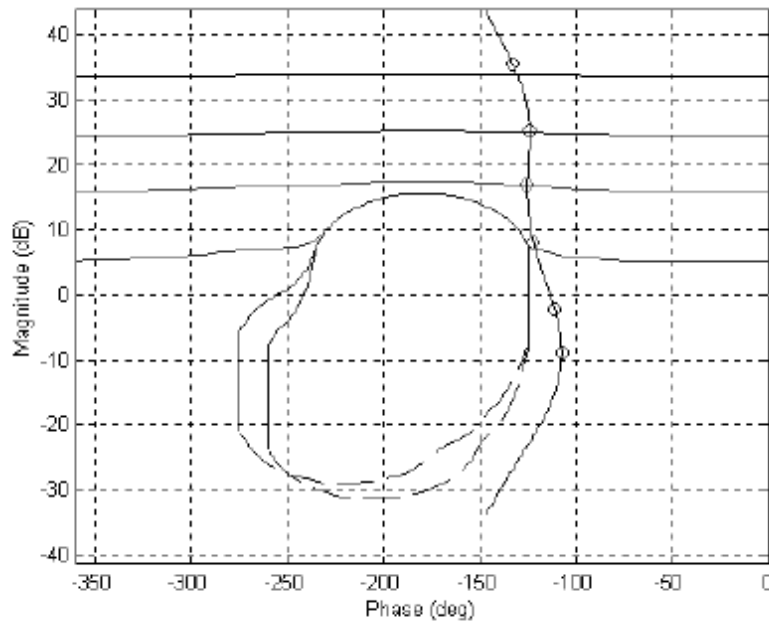
می توان بیان داشت که، هدایتگر ، خطاهای صفر ثابت را برای ورودی مبنا تضمین می نماید .



شکل ۵-۲۱- پاسخ تغییرمسیر کشتی در حضور اغتشاش

### ۵-۳-۲- طراحی هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی

در این حالت از طراحی، تنها کنترل پایداری مقاوم و شرایط حذف اغتشاش بایستی ارضا گردند. ساختار هدایتگر، دارای جبران ساز  $G(s)$  بدوی پیش فیلتر  $F(s)$  می باشد. هدایتگر از نوع کنترل کننده PID نوع سری است که خطاهای ثابت صفر را برای سیگنال ورودی مبنا و اغتشاش تضمین می کند. مرزهای بهینه در شکل ۵-۲۲ ارائه گردیده است.



شکل ۵-۲۲- مرزهای بهینه و حلقه ظاهری انتقال

برای هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی

انتقال حلقه ظاهری برای مقادیر مشابه  $w_1$  که در شکل مشخص گردیده اند، محاسبه گردیده است. مرزهای پایداری مقاوم و حذف اغتشاش، بر اساس ویژگی ها و خصوصیات عملکردی، الگوهای کشتی و مدل ظاهری کشتی انتخاب گردیده است. برای در نظر گرفتن ویژگی های حذف اغتشاش  $\alpha_p = 0.03 = -30.5 \text{ dB}$  در نظر گرفته شده است.

مرزهای حذف اغتشاش، در این حالت بالاتر بوده و مقادیر بزرگتری از بهره را ایجاد می نمایند. بنابراین جبران ساز بایستی یک کنترل کننده PID از نوع سری مطابق رابطه ۵-۲۱ باشد. با اصلاح

جبران ساز به روش آزمون و خطا، حلقه بسته انتقال به صورتی ترکیب می گردد تا مرزهای بهینه را به نحوی ارضا نماید که به حلقه های بسته نفوذ نکند. شکل ۲۲-۵ این حالت را نشان می دهد.

حالت نهایی جبران ساز به شرح ذیل خواهد بود:

$$G(s) = -\frac{945s^2 + 233s + 3}{s^2 + 6.6s} \quad (25-5)$$

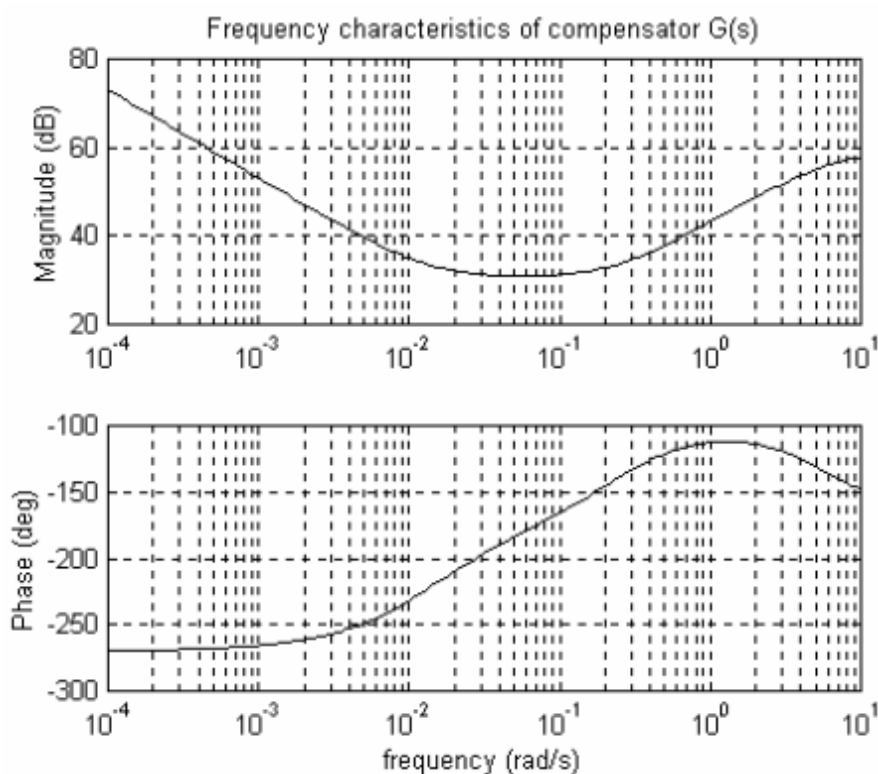
$$G(s) = -\frac{-94.5(s + 0.2329)(s + 0.01363)}{s(s + 6.6)} \quad (26-5)$$

مقادیر پارامتر عبارتند از:

$$T_I = 73.4 \quad T_D = 4.3 \quad T_P = 0.1515 \quad K_R = -33.35$$

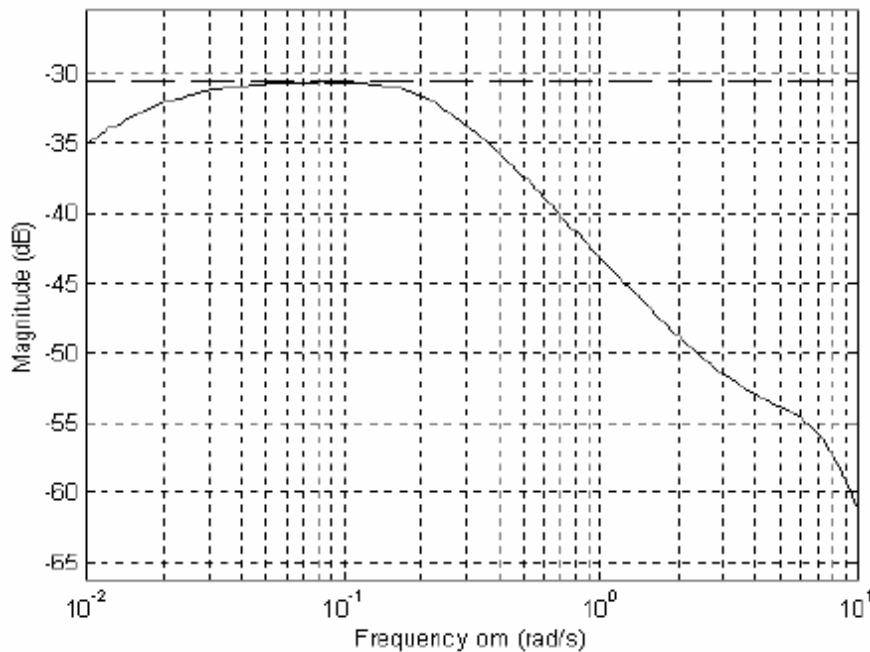
می توان مشاهده نمود که مقدار بهره بزرگتر است و ثابت زمانی کوچک تر است. ویژگیها و

خصوصیات فرکانسی در شکل ۲۳-۵ نشان داده شده است:



شکل ۲۳-۵- ویژگیهای فرکانسی هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی

سیستم حلقه بسته، منجر به پایداری مقاوم می شود که در شکل ۲۴-۵ نشان داده شده است.



شکل ۲۴-۵- اثبات پایداری مقاوم هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی

مقدار حداکثر بزرگای پوش از پهنای مرز و باند در نظر گرفته شده کوچک تر است، داریم:

$$\max_{H_{\delta\psi}(s),w}(|H_B(jw)|) = 1.1823 \leq \alpha_B = 1.2 \quad (27-5)$$

همچنین شرایط حذف اغتشاش ارضا می گردد. این امر در شکل ۲۵-۵ نشان داده شده است. مقدار

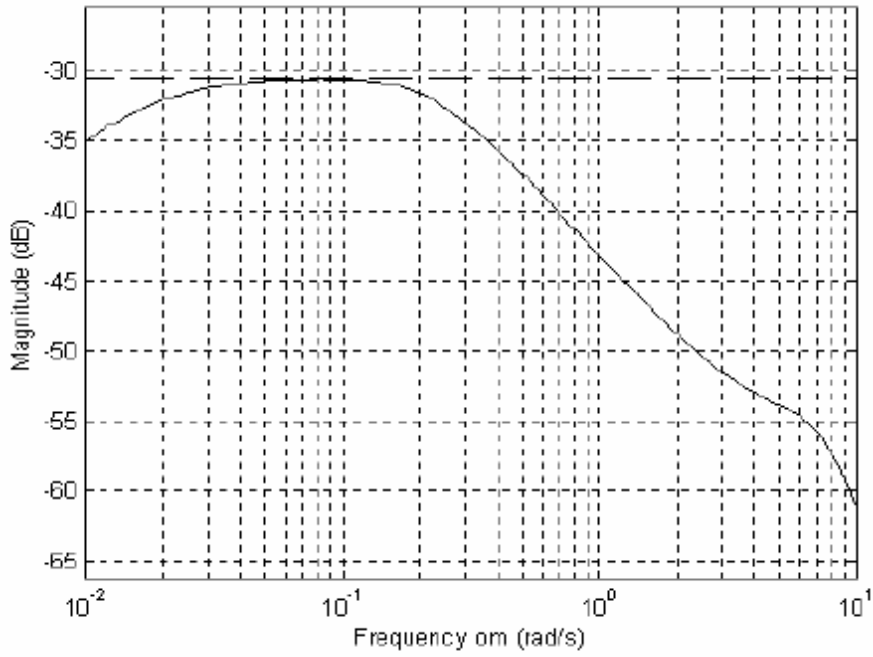
حداکثر قابل قبول برای ورودی حذف اغتشاش،  $\alpha_p = 0.03 = -30.5 \text{ dB}$  با خط چین افقی

در شکل نشان داده شده است.

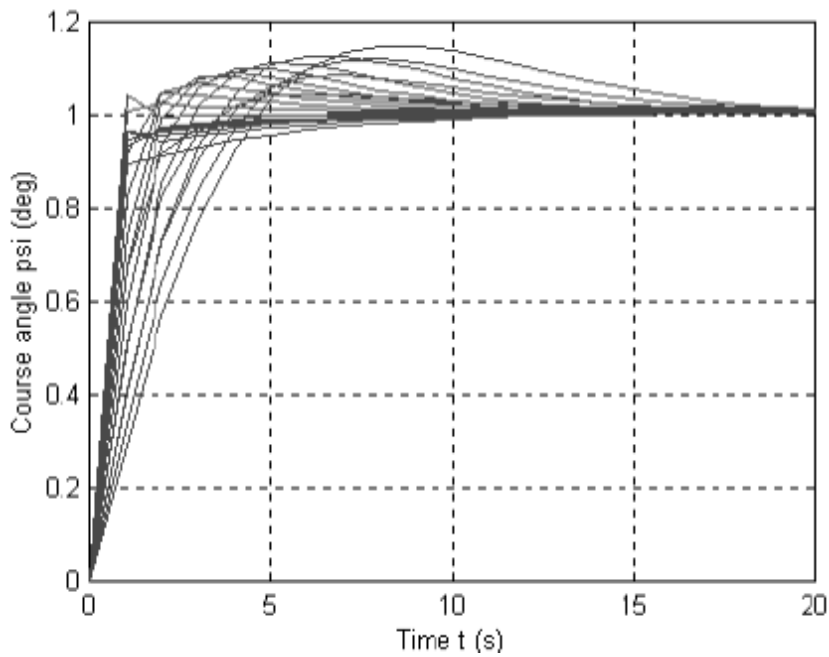
می توان مشاهده کرد که مقدار حداکثر بزرگای پوش اندازه کانال اغتشاش از پهنای مرز و باند در

نظر گرفته شده کوچک تر است، داریم:

$$\max_{H_{\delta\psi}(s),w}(|H_p(jw)|) = 0.0296 \leq \alpha_p = 0.03 \quad (28-5)$$



شکل ۵-۲۵- اثبات حذف اغتشاش هدایتگر حفظ مسیر حرکت کشتی



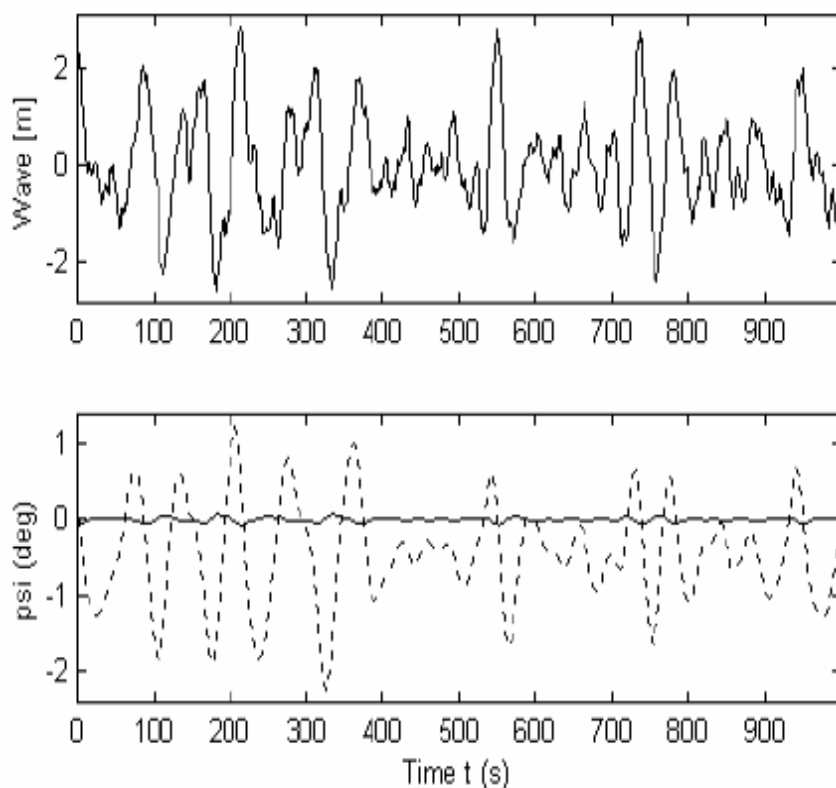
شکل ۵-۲۶- پاسخ های سیستم حلقه بسته مبنا کشتی برای هدایتگر حفظ مسیر کشتی

برای نمایش توانایی سیستم در کنترل حفظ مسیر با در نظر گرفتن اغتشاش، موج دارای ارتفاع موثر  $h_{\frac{1}{3}} = 4 \text{ m}$  و زاویه برخورد  $\gamma = 135$  درجه در نظر گرفته شده است. سرعت کشتی برابر



با ۲۲ نوات معادل ۴۰/۷ کیلومتر در ساعت فرض گردیده است. پاسخ تغییرمسیر کشتی در شکل ۵-۵-

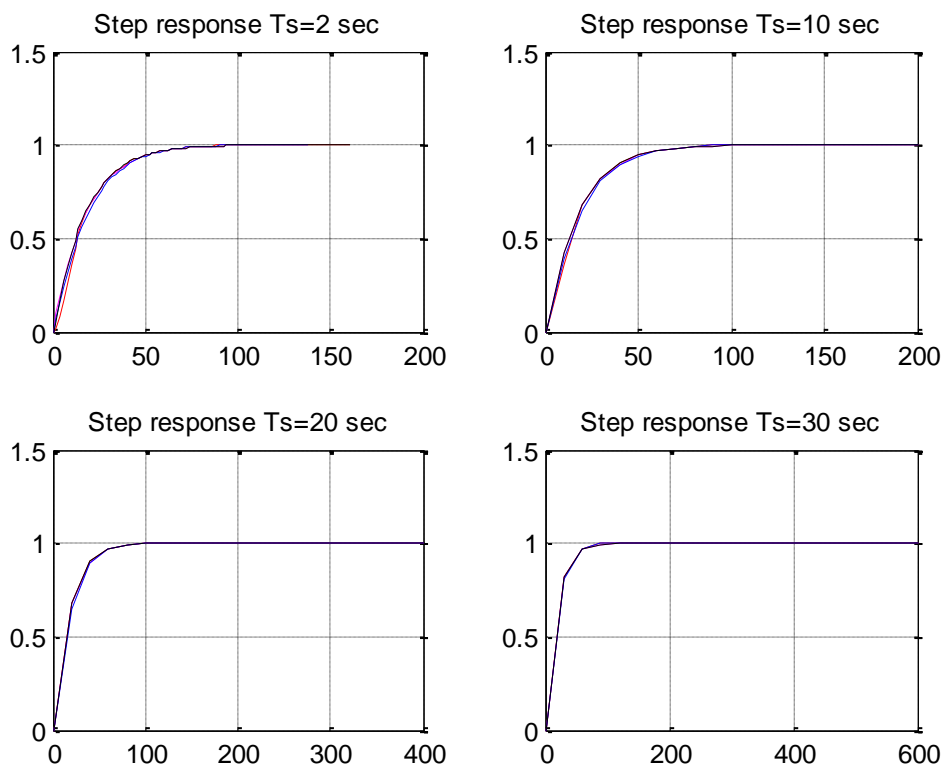
۲۷ ارائه گردیده است



شکل ۵-۲۷- حفظ مسیر کشتی با هدایتگر به روش QFT

در شکل فوق، ابتدا اغتشاش موج، اصلاح شده توسط زاویه برخورد نشان داده شده است. بعلت زاویه برخورد، طیف موج به فرکانسهای بالاتری انتقال یافته است که، ویژگیهای اغتشاش را تغییر داده و در نتیجه موج دارای دامنه کوچک تر و محتوای فرکانسی بالاتری است. در قسمت ثانویه، زاویه انحراف در ۲ موقعیت نشان داده شده است. در یک موقعیت بدون در نظر گرفتن هدایتگر (خط چین) و بار دیگر با در نظر گرفتن هدایتگر (خط پیوسته)، کاهش اثر انحراف کشتی از مسیر خود کاملاً مشخص است.

به منظور پیاده سازی کنترل کننده به صورت دیجیتال هم می توان کنترل کننده را به صورت گسسته طراحی کرد و هم می توان به صورت پیوسته طراحی کرد و سپس گسسته سازی را با یکی از روش های مرسوم انجام داد. در این پایان نامه کنترل کننده به صورت پیوسته طراحی شده و سپس گسسته سازی با روش نگه دارنده مرتبه اول (zoh) انجام شده است. نتایج در زیر به ازای زمان های نمونه برداری مختلف آورده شده است:



شکل ۵-۲۸- پاسخ پله سیستم گسسته به ازای زمان های نمونه برداری در ۲، ۱۰، ۲۰ و ۳۰ ثانیه

توابع تبدیل گسسته شده سیستم حلقه بسته به صورت زیر می باشند :

Transfer function:

$$0.008362 z^8 - 0.01825 z^7 - 0.01166 z^6 + 0.06796 z^5 - 0.07548 z^4 + 0.03423 z^3 - 0.004526 z^2 - 0.0006884 z + 5.271e-005$$

---


$$z^9 - 5.867 z^8 + 14.89 z^7 - 21.31 z^6 + 18.73 z^5 - 10.3 z^4 + 3.429 z^3 - 0.6272 z^2 + 0.05054 z - 0.001403$$

Sampling time: 2

Transfer function:

$$0.04866 z^8 - 0.1694 z^7 + 0.2231 z^6 - 0.1355 z^5 + 0.03625 z^4 - 0.003611 z^3 + 0.000526 z^2 - 9.799e-005 z + 6.652e-006$$

---


$$z^9 - 4.449 z^8 + 8.008 z^7 - 7.399 z^6 + 3.657 z^5 - 0.9133 z^4 + 0.1068 z^3 - 0.01335 z^2 + 0.002519 z - 0.0001862$$

Sampling time: 2

Transfer function:

$$0.03255 z^8 - 0.08166 z^7 + 0.04618 z^6 + 0.02854 z^5 - 0.02914 z^4 + 0.00138 z^3 + 0.001785 z^2 + 0.0003371 z + 3.013e-005$$

---


$$z^9 - 3.952 z^8 + 5.851 z^7 - 3.721 z^6 + 0.617 z^5 + 0.2603 z^4 - 0.03405 z^3 - 0.01814 z^2 - 0.00296 z - 0.0001862$$

Sampling time: 2

Transfer function:

$$0.02393 z^8 - 0.04988 z^7 - 0.01099 z^6 + 0.1043 z^5 - 0.1012 z^4 + 0.03879 z^3 - 0.00445 z^2 - 0.0006855 z + 0.0001379$$

---


$$z^9 - 4.546 z^8 + 8.581 z^7 - 8.74 z^6 + 5.274 z^5 - 2.002 z^4 + 0.5286 z^3 - 0.1125 z^2 + 0.01817 z - 0.001403$$

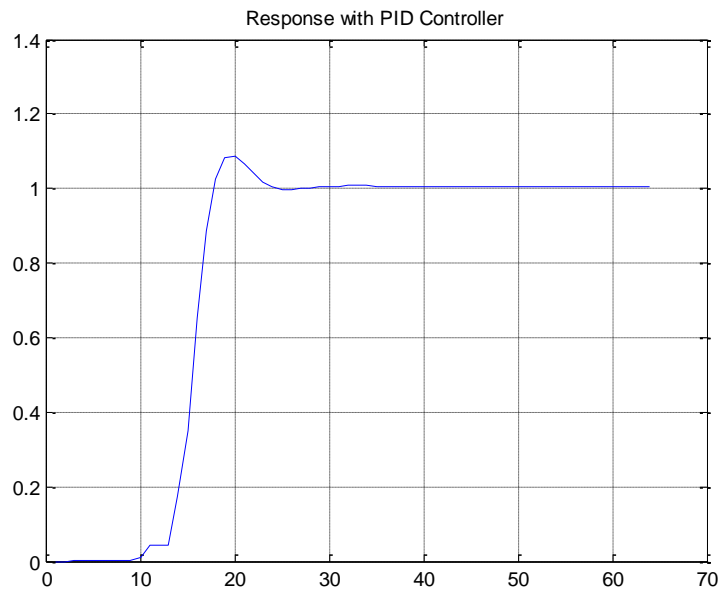
Sampling time: 2

### ۵-۳-۱- انتخاب زمان نمونه برداری

برای انتخاب زمان نمونه برداری باید به دینامیک سیستم و همچنین هزینه کنترلی توجه داشت. در کنترل به صورت گسسته هرچه زمان نمونه برداری کوچکتر انتخاب گردد ، پاسخ مناسب تر و به پاسخ آنالوگ نزدیک تر است ولی از طرفی منجر به افزایش هزینه کنترلی می گردد. در کار با سیستم هایی که دارای دینامیک کند هستند نیاز به انتخاب زمان نمونه برداری کوچک نمی باشد. در عمل توصیه می شود که انتخاب زمان نمونه برداری با توجه به نوسانات پاسخ گذرا انجام گردد، بگونه ای که در هر پریود از نوسان بتوان ۸ نمونه را ذخیره کرد.

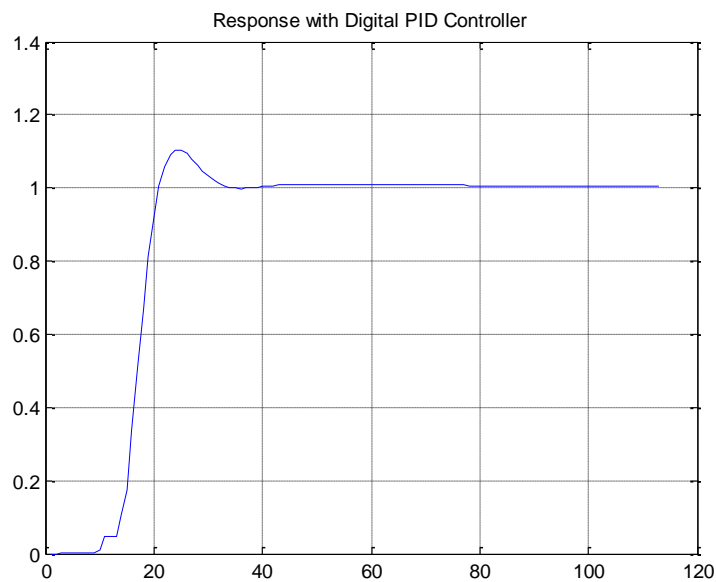
### ۵-۳-۴ - پاسخ سیستم به کنترل کننده PID

پاسخ سیستم به کنترل کننده PID در زیر آورده شده است :



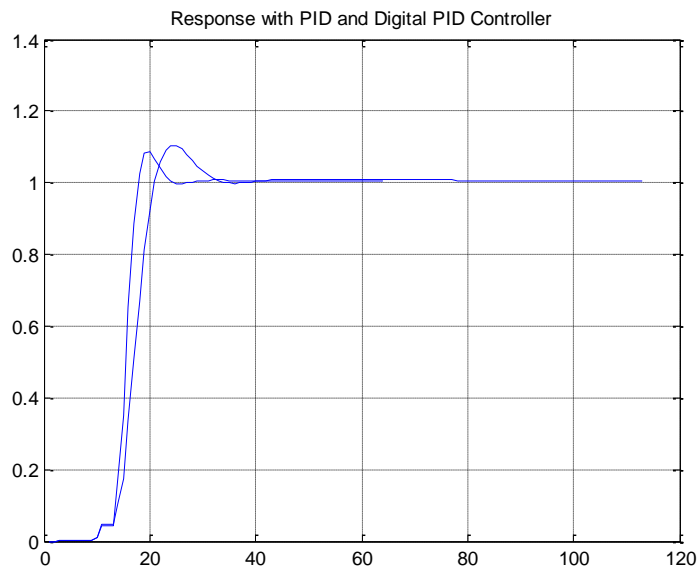
شکل ۵-۲۹ - پاسخ سیستم به کنترل کننده PID

پس از انجام مراحل گسسته سازی پاسخ سیستم به صورت زیر می باشد :



شکل ۵-۳۰ - پاسخ کنترل کننده دیجیتال PID

در زیر دو پاسخ با هم مقایسه شده است.



شکل ۵-۳۱ - مقایسه پاسخ کنترل کننده PID پیوسته و گسسته

# مراجع

- [1]. Hoppis, C.H. and C. H. Rasmussen, “Quantitative Feedback Theory (QFT) Fundamentals and Applications.” MARCEL DEKKER, INC., NY, 1th Ed. 1999.
- [2]. Petkov, P.H, and M. M. Konstantinov, “Robust control Design with Matlab.” Springer, INC., London, 1th Ed. 2005.
- [3]. Tristan, P. “Ship Motion Control.” Springer, INC., London, 1th Ed. 2005.
- [4]. Duc Do, K., and J. Pan, “Control of Ships and Underwater Vehicles.” Springer, INC., London, 1th Ed. 2009.
- [5]. Fossen, T.I. “Marine Control Systems.” Trondheim, Norway: Marine Cybernetics, 2002
- [6]. Amerongen, J. Van “Adaptive Steering of Ships – A Model Reference Approach”, *Automatica*, vol. 20, no. 1, pp. 3-14, 1984.
- [7]. Blanke, M. and M. Knudsen, “A sensitivity approach to identification of ship dynamics from sea trial data”, *Proc. of the IFAC Conf. CAMS’98*, Fukuoka, pp. 261-269, 1998.
- [8]. Nomoto, K. T. Taguchi, K. Honda and S. Hirano, “On the Steering Qualities of Ships”, *Technical Report, International Shipbuilding Progress*, vol. 4, 1957.
- [9]. Norrbin, N. H. “On the Design and Analyses of the Zig-Zag Test on Base of Quasi-Linear Frequency Response”, *Tech. Report B104-3*, Swedish State Shipbuilding Experimental Tank (SSPA), Gothenburg, Sweden, 1963.
- [10]. Dove, M. J. and C. B. Wright, “Development of marine autopilots”, *Computer methods in marine and offshore eng.*, pp.259-272, 1991.
- [11]. Yang, C. P. C. Austin and C. M. Xiao, “An H-inf controller with feedforward for yacht course-keeping”, in *Proc. of the IFAC Conf. CAMS 2001*, Glasgow, Scotland, UK, 2001.
- [12]. Fairbairn, N. A. and M. J. Grimble, “H-inf Marine Autopilot Design for Course- Keeping and Course-Changing”, in *Proc. Of SCSS’90*, pp. 3311-3335, Bethesda, MD, 1990.
- [13]. Popescu, D. “Analiza si sinteza sistemelor robust”, Editura Universitaria, Craiova, 2002.
- [14]. Wu, J. C., A. K. Agrawal and J. N. Yang, “Application of Sliding Mode Control to a Benchmark Problem”, in *Proc. of the ASCE Structures Congress*, Portland, 1997.

- [15]. Rueda, T. M. R. F. J. G. Velasco, E. P. Moyano and E. G. Lopez, "Robust QFT controller for marine course-changing control", 5th Int. Symposium on Quantitative Feedback Theory and Robust Frequency Domain Methods, Public University of Navare, Pamplona, Spain, 2001.
- [16]. McFarland, M. B. and A. J. Calise, "Robust Adaptive Control of Uncertain Nonlinear Systems Using Neural Networks", in Proceedings of the American Control Conf., Albuquerque, New Mexico, 1997.
- [17] Rummyantzev, S., A. Miroshnikov and E. Popova, "Design of PID controllers for ship course-keeping using approximations to Hinf solutions", in Proc. of IFAC Conference CAMS 2001, Glasgow, UK, 2001.
- [18] Nicolau, V. and E. Ceangă, "Wave spectrum correction with the ship's speed and the incidence angle", in Proc. of IFAC Conference CAMS 2001, pp. 331-336, Glasgow, UK, 2001.
- [19] Van der Klugt, P. G. M., "Rudder Roll Stabilization", Ph.D. Thesis, Delft University of Technology, 1987.
- [20] Kallstrom, C. G. "Identification and Adaptive Control Applied to Ship Steering", Ph.D. Thesis, Lund Institute of Tech., Lund, Sweden, 1979.
- [21]. Houpis, C. H. "Linear Control System Analysis and Design." McGraw-Hill, NY, 4th Ed. 1995.
- [22]. Houpis, C. H. "Quantitative Feedback Theory (QFT) for the Engineer: A Paradigm for the Design of Control Systems for Uncertain Systems," WL-TR-95-3061, AF Wright Laboratory, Wright-Patterson AFB, OH, 1995 (Available from National Technical Information Service, 5285 Port Royal Road, Springfield, VA 22151, document number AD-A297571.)
- [23]. Horowitz I. M, and M. Sidi, "Synthesis of Feedback Systems with Large Plant Ignorance for Prescribed Time Domain Tolerances," Int. J. of Control, vol. 16, pp 287-309, 1973.
- [24]. Horowitz, I. M. and C. Loecher, "Design  $3 \times 3$  Multivariable Feedback System with Large Plant Uncertainty," Int. J. Control, vol. 33, pp. 677-699, 1981.
- [25]. Horowitz, I. M., "Optimum Loop Transfer Function in Single-Loop Minimum Phase Feedback Systems," Int. J. Control, vol. 22, pp. 97-113, 1973.



- [26]. Houpis, C. H. and P. R. Chandler, Editors: "Quantitative Feedback Theory Symposium Proceedings," WL-TR-92-3063, Wright Laboratories, Wright-Patterson AFB, OH, 1992.
- [27]. Houpis, C. H. and G. Lament, "Digital Control Systems: Theory, Hardware, Software," McGraw-Hill, NY, 2nd Ed., 1992.
- [28]. Horowitz, I. M. and Y. K. Liao, "Quantitative Feedback Design for Sampled-Data System," Int. J. Control, vol. 44, pp. 665-675, 1986.
- [29]. Schneider, D. L., "QFT Digital Flight Control Design as Applied to the AFIT/F-16," M.S. Thesis, AFIT/GE/ENG/66D-4, Graduate School of Engineering, Air Force Institute of Technology, 1986.
- [30]. Horowitz, I. M., "Advanced Control Theory and Applications," The Weizmann Institute of Science, Rehovot, Israel, unpublished notes, 1982.
- [31]. Horowitz, I. M. and T. Kopelman, "Multivariable Flight Control Design with Uncertain Parameters," The Weizmann Institute of Science, Rehovot, Israel, Final Report, Oct. 1981.
- [32]. Horowitz, I. M., "Design of Feedback Systems with Nonminimum-Phase Unstable Plants," Int. J. Sys. Sciences, vol. 10, pp. 1025-104, 1979.
- [33]. Fossen, T.I., "Guidance and Control of Ocean Vehicles." New York: Wiley, 1994.
- [34]. Godhavn, J.M. T.I. Fossen, and S. Berge, "Nonlinear and adaptive backstepping designs for tracking control of ships," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 12, no. 8, pp. 649-670, 1998.
- [35]. Fossen, T.I. and M. Blanke, "Nonlinear output feedback control of underwater vehicle propellers using feedback from estimated axial flow velocity," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 25, no. 2, pp. 241-255, 2000.

## **Abstract**

Since physical systems, in almost cases do not show good stability and tracking characteristics, therefore Physical systems need to have a controller. Due to this reason, a controller with a proper compensator should be designed for physical systems to make them stable and also features for tracking the system input.

Professor Horowitz began developing the Quantitative Feedback Theory (QFT) in early 1960. Since then great studies have been made in exploiting the full potential of QFT technique. It is a frequency domain technique for designing a class of control systems for linear and nonlinear systems. Ship system can also have a controller for stability and tracking. The main aim, is steering and controlling rudder in maneuvering which results in changing or keeping ship direction, in a manner, to improve the performance and reduction fuel consuming.

The model which is considered in this paper is Nomoto linear model. In this research, a conventional model for ship pilot is considered, then for this system at first, uncertainty region of the ship, characteristics of the stability and robust tracking and eliminating disturbance is assumed. Then ship direction changing and direction keeping pilot and the pre filter is designed. At last this controller in Z domain is designed and compared with digital PID.

**Keywords:** Ship controller, Quantitative Feedback Theory, Z domain controller, Nomoto model, digital PID



**Shahrood University of Technology**

**Faculty of physics**

## **Master of Science Thesis**

# **Design and Simulation of Robust controller Digital QFT on System Ship**

**Ramin Movahed Asl**

Advisor

**Dr. A.Alfi**

Supervisor

**Dr. M. A. Sadrnia**

**June – 2011**