

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

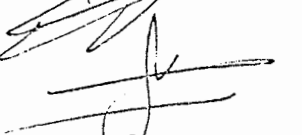
۸۳، ۲، ۱۲
۸۳، ۲، ۱۲

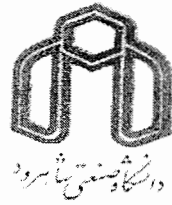
تاییدیه اعضای هیات داوران حاضر در جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد

اعضای هیات داوران نسخه نهائی پایان نامه محترم / آقای علی زرگران

تحت عنوان: طراحی و سیم‌چین‌ری برد چاپی هارمونیک در شرایط رهنمای ناپایدار

را از نظر فرم و محتوی بررسی نموده و پذیرش آنرا برای تکمیل درجه کارشناسی ارشد پیشنهاد می‌کنند.

امضاء	رتبه علمی	نام و نام خانوادگی	اعضای هیات داوران
	استاد	مجید رحمانی	۱- استاد راهنما
	استاد		۲- استاد مشاور
	استاد	علی اکبر قره‌رئیس	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	استاد	محمد رضا زعفرانی	۴- استاد ممحن
	استاد	امیر کریم محمدی	۵- استاد ممحن



پایان نامه کارشناسی ارشد
مهندسی برق-کنترل

عنوان پروژه :
طراحی و شبیه سازی مد پرواز هاور خلبان خودکار هلیکوپتر
با استفاده از روش QFT

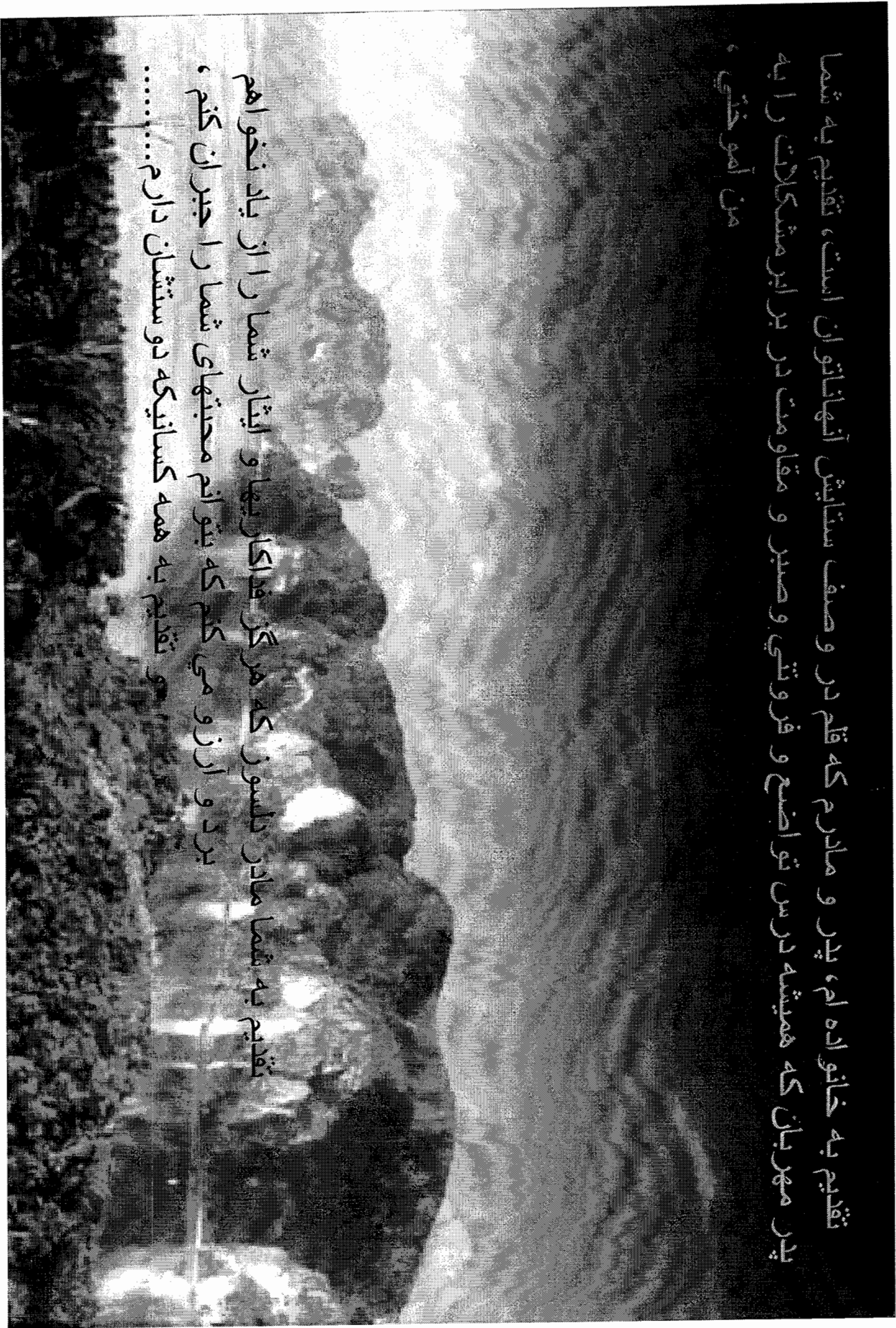
استاد راهنما و مشاور :
آقای دکتر طوسی‌ان شاندیز

تهیه کننده :
علی زرگران

بهار 1383

تقدیم به خانواده ام، پدر و مادر که قلم در وصف ستایش آنها ناتوان است، تقدیم به شما
پدر مهربان که همیشه درس تواضع و فروتنی و صبر و مقاومت در برابر مشکلات را به
من آموختی ،

تقدیم به شما مادر دلسوز که هرگز فداکاریها و ایثار شما را از یاد نخواهم
برد و آرزو می کنم که بتوانم محبتهای شما را جبران کنم ،
و تقدیم به همه کسانی که دوستشان دارم.....



تقدیر و تشکر :

من لم یشکر المخلوق لم یشکر الخالق

ایزد منان را سپاسگذارم که مرا یاری نمود تا این مقطع از تحصیلات را با موفقیت سپری نمایم در این راستا بر خود لازم می دانم از تمام اساتید و همکاران و دوستان عزیزی که من را در انجام این پروژه یاری نمودند تشکر و قدردانی کنم .

من در دانشگاه از اساتید بسیار گرامی خود آقایان دکتر طوسی‌ان شاندیز ، دکتر حداد ظریف ، دکتر اردشیر کرمی و سایر اساتید آقایان دکتر قره ویسی و دکتر صدرنیا که در ارتقاء توان علمی اینجانب زحمت زیادی کشیدند و از راهنماییهای خود در راستای انجام این پروژه مرا بهره مند نمودند صمیمانه تشکر و قدردانی نموده و امید آن دارم که بتوانم همیشه قدردان زحمات این عزیزان باشم تا شاید حق شاگردی را ادا کرده باشم .

انجام این پروژه به پیشنهاد مدیریت الکترونیک صنایع هوایی قدس آقای مهندس کاظمی بود که خود در این زمینه و کار با خلبان خودکار تجربه فراوان دارند ، صورت گرفت .لذا بر خود لازم می دارم که از همه همکاران عزیزم از جمله آقایان دکتر واقفی نژاد ، مهندس حبیب پور ، مهندس شکوهی ،مهندس آقا احمدی و که هر یک به نحوی مرا مورد لطف خویش قرار دادند و همواره پاسخگوی سئوالات بنده بودند سپاسگذاری کرده ، آرزوی موفقیت روزافزون در تمام عرصه های زندگی را برای این عزیزان دارم. در راستای انجام این پروژه از کمک و لطف دوستان نیز بی بهره نبودم . دوستانی که هرگاه از آنها راهنمایی می خواستم با روئی باز از من استقبال می کردند .آقایان مهندس احمد حاجی پور ، مهندس علی کرمی ملائی ، مهندس مجید احمدیان ، مهندس بهروز ابراهیمی ورکیانی ، مهندس امیر غلامی و سایر دوستان دیگر که برای همه آنها آرزوی موفقیت و سلامتی دارم. امیدوارم که با انجام این پروژه توانسته باشم گامی هر چند کوچک در راستای پیشرفت و اعتلای ایران عزیز بر داشته باشم .

علی زرگران

چکیده:

هلیکوپتر های بدون سرنشین و کنترل از راه دور بعلت چابکی و ارزان قیمت بودن می توانند تعاریف جدیدی در کاربردهای مختلف ارائه کنند. RPH می تواند در هنگام بلایای طبیعی در جاهایی که برای انسان مقدور نیست، جستجو نماید و به تهیه اطلاعات و تصاویر پردازد. جمع آوری اطلاعات امنیتی و نظامی در کوهستانها و مناطق شهری، در جاهایی که برای هلیکوپترهای بزرگ خارج از محدوده مجاز پرواز بوده و هم چنین برای خلبان خطرناک است، اهمیت روز افزون این نوع هلیکوپترها را نشان می دهد .

این پروژه به بررسی دینامیک یک هلیکوپتر خاص (YAMAHA_R50) پرداخته و با استفاده از داده های پروازی به طراحی کنترلر برای مد هاور می پردازد. البته کار روی دو میله عمود بر هم به عنوان مدل هلیکوپتر به صورت آزمایشگاهی در دانشگاههای دیگر انجام شده است [56,57].

یکی از تکنیکهای مؤثر در طراحی کنترلر برای سیستمهای دارای عدم قطعیت تئوری فیدبک کمی می باشد. این روش با استفاده از مفاهیم حاشیه فاز و بهره به صورت همزمان و در فرکانسهای معین به بررسی همزمان آن دو پرداخته تا در همه زمانها روی کل نواحی تغییر پارامتر ، پایداری سیستم برقرار باشد. برتری این روش نسبت به روشهای دیگر را می توان در فوق طراحی کمتر آن دانست. این روش شاید تنها روش شناخته شده ای باشد که عدم قطعیتهای وسیع پارامتریک و اطلاعات فاز را بطور همزمان در نظر گرفته و توانائی برآورده کردن قدرتمندی پایداری و قدرتمندی چند هدفی کارائی را با حداقل هزینه (عمدتا عرض باند و بهره تابع تبدیل حلقه) دارا می باشد. در آینده ای نچندان دور می توان با ثبت داده های پروازی بیشتر به طراحی همه مدهای پروازی پرداخت و همه کنترلرهای مورد نیاز را طراحی کرد تا RPH مورد نظر توانمندتر باشد.

کلمات کلیدی :

دیتای پروازی، بالگرد بدون سرنشین، هاور، تئوری فیدبک کمی ، عدم قطعیت ، کنترل قدرتمند ، قدرتمندی همزمان پایداری و کارائی ، جدول بندی بهره .

فصل اول مقدمه ۱

فصل دوم تئوری فیدبک کمی ۷

۷	 مقدمه	
۷	 محدودیتهای ذاتی	۱-۲
۹	 بهره گیری تا حد دلخواه زیاد از فیدبک	۲-۲
۱۰	 مروری بر تئوری فیدبک کمی	۳-۲
۱۴	 بررسی فوق طراحی های ناشی از مدلسازی اهداف کنترل	۴-۲
۱۵	 ۱-۵-۲ تغییر نقطه بحرانی در محاسبه کرانه ها	
۲۰	 ۲-۵-۲ تعیین کرانه مرکب	
۲۳	 ۳-۵-۲ جنبه هایی دیگر از تاثیر مدلسازی در طراحی بهینه	

فصل سوم طراحی MIMO QFT زمان پیوسته ۲۶

۲۶	 مقدمه	۱-۳
۲۷	 محدودیتهای ذاتی	۲-۳
۲۸	 چهارچوب طراحی MIMO QFT	۳-۳
۳۱	 طراحی MIMO QFT به روش شاورر	۴-۳
۳۱	 سیستمهای تک حلقه ای معادل	۱-۴-۳
۳۶	 کرانه ها و تعیین تحلیلی آنها	۲-۴-۳
۴۰	 تعادل ، مصالحه و ساده سازی در فرکانسهای بالا	۳-۴-۳
۴۵	 شرط غلبه قطری و اصلاح آن	۴-۴-۳

۵۰	 طراحی MIMO QFT به روش ترتیبی (اصلاح شده)	۵-۳
۵۱	 سیستمهای تک حلقه ای معادل	۱-۵-۳
۵۴	 کرانه ها و تعیین تحلیلی آنها	۲-۵-۳
۵۵	 μ در برابر QFT	۶-۳

۶۳	فصل چهارم دینامیک پرواز هلیکوپتر و Auto Pilot
۶۳	۱-۴ مقدمه
۶۳	۲-۴ معادلات اساسی حرکت متغیر
۶۷	۳-۴ رویکردهای ممکن در دستیابی RPH
۶۸	۴-۴ پیشینه اتوپایلوٹ در RPH
۷۱	۵-۴ تعریف اتوپایلوٹ
۷۲	۶-۴ مدهای متعارف اتوپایلوٹ برای RPH
۷۶	۷-۴ مراحل انجام طراحی اتوپایلوٹ
۷۷	۸-۴ تعیین مدل دینامیکی
۷۷	۹-۴ وظایف سیستم اویونیک
۷۹	۱۰-۴ تشریح سیستم اویونیک
۸۱	۱۱-۴ تحلیل ایمنی

۸۲	فصل پنجم مدلینگ هلیکوپتر
۸۲	۱-۵ مقدمه
۸۲	۲-۵ تعاریف
۸۴	۳-۵ مدل کردن
۸۴	۴-۵ شرایط اولیه
۸۸	۵-۵ انتخاب خروجیها
۸۸	۶-۵ شرایط پروازی
۹۰	۷-۵ اعمال دینامیک سنسورها به سیستم
۹۱	۸-۵ افزودن دینامیک سنسورها به دینامیک پرواز
۹۱	۹-۵ انتخاب تابع تبدیل مناسب

۹۵	فصل ششم طراحی کنترلر به روش QFT برای هلیکوپتر
۹۵	۱-۶ مقدمه
۹۵	۲-۶ طراحی مدل پاسخ مطلوب
۹۸	۳-۶ انتخاب اولین حلقه جهت طراحی
۱۰۱	۴-۶ طراحی حلقه دوم
۱۰۲	۱-۴-۶ انتخاب فرکانسهای آزمایشی و محاسبه تمپلتها

۱۰۳		۲-۴-۶ کرانه های تعقیب : کرانه های نوع A و نوع B
۱۰۵		۳-۴-۶ کرانه های حلقه BNIA : کرانه های نوع D
۱۰۶		۴-۴-۶ کرانه های پایداری
۱۰۷		۵-۶ شکل دهی تابع انتقال نامی حلقه دوم
۱۱۱		۶-۶ طراحی زمان گسسته حلقه دوم
۱۱۲		۷-۶ استخراج سیستم معادل حلقه اول
۱۱۴		۱-۷-۶ انتخاب فرکانسهای آزمایشی و محاسبه تمپلت
۱۱۴		۲-۷-۶ کرانه های کارایی و پایداری
۱۱۵		۳-۷-۶ شکل دهی تابع انتقال نامی حلقه اول
۱۱۶		۸-۶ طراحی زمان گسسته حلقه اول
۱۱۶		۹-۶ مقایسه با روشهای دیگر

۱۱۷ فصل هفتم

۱۲۲ مراجع

۱۲۲		ضمیمه ها
۱۲۳		ضمیمه الف
۱۲۴		ضمیمه ب
۱۲۵		ضمیمه ج
۱۲۶		ضمیمه د

فهرست اشکال :

- شکل ۱-۲: ساختار فیدبک با دو درجه آزادی ۹
- شکل ۲-۲: نمونه ای از کرانه مرکب و یک L0 طرح شده برای آنها ۱۲
- شکل ۳-۲: نمونه ای از کرانه های ردیابی ۱۲
- شکل ۴-۲: نمونه محدوده عملکرد مطلوب زمانی برای ورودی فرمان پله واحد ۱۲
- شکل ۵-۲: نمونه محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی برای پاسخ ردیابی ۱۵
- شکل ۶-۲: عدم تغییر نقاط بحرانی با تغییر فرکانس طراحی ۱۶
- شکل ۷-۲: تغییر نقاط بحرانی با تغییر فرکانس طراحی ۱۶
- شکل ۸-۲: دو مدل سازی مختلف برای یک محدوده عملکرد مطلوب زمانی ۱۷
- شکل ۹-۲: عدم انطباق دو نوع کرانه برای یک مدل سازی معین ۲۰
- شکل ۱۰-۲: کرانه های نوعی برای عملکردهای ردیابی ۲۱
- شکل ۱۱-۲: تسهیل کرانه های مرکب در شکل ۱۰-۲ ۲۱
- شکل ۱۲-۲: تغییر مدل سازی برای سازگاری با جبران سازی خطی ۲۳
- شکل ۱-۳: ساختار فیدبک با دو درجه آزادی در سیستم MIMO مربعی ۲۸
- شکل ۲-۳: سیستم تک حلقه ای معادل (متناظر با t_{ij}) ۳۱
- شکل ۳-۳: سیستم تک حلقه ای معادل در مرحله دوم طراحی (متناظر با t_{2j}) ۵۱
- شکل ۴-۳: سیستم تک حلقه ای معادل در مرحله kام طراحی (متناظر با tkj) ۵۲
- شکل ۵-۳: تأثیر انتخاب فرآیند نامی ۵۷
- شکل ۱-۴: محورهای بدنه هلیکوپتر و علامت گذاریها ۶۵
- شکل ۲-۴: محورهای بدنه هلیکوپتر در پرواز روبه جلو ۶۶
- شکل ۳-۴: هلیکوپتر xcell60 در دانشگاه MIT ۷۰

- شکل ۴-۴ : مانور خودکار axial roll توسط xcell60 در دانشگاه MIT ۷۱
- شکل ۵-۴ : هلیکوپتر Yamaha R-50 مورد استفاده در دانشگاه GIT ۷۲
- شکل (۱-۶ الف) : پاسخ فرکانسی کران بالا و پائین برای خروجی w ۹۳
- شکل (۱-۶ ب) : پاسخ فرکانسی کران بالا و پائین برای خروجی θ ۹۳
- شکل (۲-۶ الف) : پاسخ پله کران بالا و پائین برای خروجی w ۹۴
- شکل (۳-۶ ب) : پاسخ پله کران بالا و پائین برای خروجی θ ۹۵
- شکل (۳-۶ الف) : نمودار بود تابع تبدیل $q11$ ۹۵
- شکل (۳-۶ ب) : نمودار بود تابع تبدیل $q12$ ۹۵
- شکل (۳-۶ ج) : نمودار بود تابع تبدیل $q21$ ۹۶
- شکل (۳-۶ د) : نمودار بود تابع تبدیل $q22$ ۹۷
- شکل (۴-۶) : سیستم های MISO معادل حلقه دوم ۹۸
- شکل (۵-۶) : برخی از تمپلتهای $Q_{22}(w)$ ۹۹
- شکل (۶-۶) : پاسخ زمانی نامناسب به خاطر فراجش و زمان نشست ۱۰۴
- شکل (۷-۶) : بلوک دیاگرام کنترلر به همراه سیستم ۱۰۵
- شکل (۸-۶) : پاسخ پله حلقه بسته بدون پیش فیلتر ۱۰۶
- شکل (۹-۶) : پاسخ پله نهائی سیستم (مربوط به θ) ۱۰۷
- شکل (۱۰-۶) : بلوک دیاگرام کنترلر و پیش فیلتر سیستم برای خروجی دوم (θ) ۱۰۷
- شکل (۱۱-۶) : سیستم های معادل MISO حلقه دوم ۱۰۸
- شکل (۱۲-۶) : پاسخ پله نهائی سیستم (مربوط به w) ۱۱۲

فهرست جداول :

جدول ۴-۱ : مدهای اتوپیلوت برای هلیکوپتر x_cell در دانشگاه MIT ۷۲

جدول ۵-۱ : داده های پروازی ماتریس A1,Sea Level برای Yamaha R_50 ۸۳

جدول ۵-۲ : معادلات فضای حالت و داده های پروازی ماتریس B1,Sea Level

برای Yamaha R_50 ۸۳

جدول ۵-۳ : داده های شرایط پروازی دوم ۸۷

NOMENCLATURE

(L, M, N)	Components of moment about the CG, in body frame	ft lb
(p, q, r)	Angular helicopter body rates, in body frame	rad/sec
(u, v, w)	Velocity components relative to air expressed in body frame	ft/sec
$(u, v, w)^E$	Velocity components relative to the Earth fixed frame	ft/sec
(X, Y, Z)	Components of force acting along the $(x, y, z)_B$ axes	lb
$(x, y, z)_a$	Helicopter aerodynamic coordinate frame	
$(x, y, z)_B$	Helicopter body coordinate frame	
$(x, y, z)_E$	Earth fixed coordinate frame	
(ϕ, θ, ψ)	Euler angles	rad
a	Two-dimensional constant lift curve slope	1/rad
α_0	Coning angle	rad
a_{1s}	First harmonic coefficient of longitudinal blade flapping with respect to shaft (positive for tilt back)	rad
a_p, a_q, a_r	Uncoupled stability derivatives with respect to uncoupled body angular rates	1/sec
$\hat{a}_j$	Estimated system parameters	
A	Rotor disk area	ft ²
A_1, A_2	First and second harmonic coefficient of lateral blade feathering	rad
A_{LSP}	Lateral swashplate tilt relative to HP (positive for tilt right)	rad
AR	Blade aspect ratio	
b_1	First harmonic coefficients of lateral blade flapping with respect to feathering plane	rad
B	Number of blades	
B_1, B_2	First and second harmonic coefficient of longitudinal blade feathering	rad
B_{LSP}	Longitudinal swashplate tilt relative to HP (positive for tilt forward)	rad
b_{1s}	First harmonic coefficient of lateral blade flapping with respect to shaft (positive for tilt right)	rad
b_p, b_q, b_r	Uncoupled control derivatives with respect to inputs resulting in uncoupled body angular rates	
c	Mean blade chord length	ft
c_{D0}	Mean profile drag coefficient	
c_m	Mean profile moment coefficient of control rotor	
d_{hub}	Horizontal hub distance from helicopter CG	ft
e_{MR}	Flap hinge offset of main rotor blade	ft

E	Vector of output errors	
E_0	Mean harmonic coefficient of blade lag motion	rad
E_1, E_2	First and second harmonic cos-coefficients of blade lag motion	rad
F	Matrix of state derivatives	
F_1, F_2	First and second harmonic sin-coefficients of blade lag motion	rad
f_{wake}	Wake-function for low/high speed effects on $\frac{db_{1c}}{dv}, \frac{da_{1c}}{dv}$	
G	Matrix of control derivatives	
h_{mh}	Vertical hub distance from helicopter CG	ft
i_s	initial shaft tilt (positive back)	rad
I_h	Moment of inertia of blade about flapping hinge	slug ft ²
I_{xy}	Product of helicopter inertia $\int xy \, dm$	slug ft ²
I_{xz}	Product of helicopter inertia $\int xz \, dm$	slug ft ²
I_{yz}	Product of helicopter inertia $\int yz \, dm$	slug ft ²
k_{MR}	Coefficient defining main rotor blade pitch due to swashplate tilt	
k_β	Coefficient defining main rotor blade pitch due control rotor tilt	
K_1	Cross-coupling coefficient due to delta-three-angle	
K_2	Cross-coupling coefficient due to hinge offset	
K_c	Total cross-coupling coefficient	
l_h	Length of aerodynamic blade section of control rotor	ft
l_{CR}	Length of control rotor bar	ft
M_β	Non-dimensional aerodynamic moment due to blade flapping velocity	
M_{gust}	Control rotor moment due to wind velocity	ft lb
M_T	Torque	ft lb
M_μ	Non-dimensional aerodynamic moment derivative with respect to rotor advance ratio	
R	Blade radius	ft
T	Thrust	lb
T_d	Time delay	sec
v	Total airspeed	ft/sec
V	Velocity vector relative to the atmosphere	ft/sec
w_{blade}	Average velocity of main rotor blade relative to air	ft/sec
w_r	Velocity of rotor disk relative to air	ft/sec
x	State vector of helicopter rigid body motion	

$\theta_{0,CR}$	Constant initial control rotor blade pitch	rad
ρ	Density of air	slug/ft ³
τ	Time constant	
ω	Frequency	rad/sec, Hz
ω_{in}	Flap rate coefficient for in-axis-motion	
ω_{off}	Flap rate coefficient for off-axis-motion	
Ω	Rotor rotational speed	rad/sec
Ω_r	Coefficient defining change in natural main rotor frequency due to hinge offset	
ξ	Limited extension parameter of control rotor	
ψ_b	Rotor blade azimuth	rad

Abbreviations

CG	Center of gravity
coll	Collective pitch
DOF	Degree of freedom
HP	Hub plane
lat	Lateral
long	Longitudinal
MR	Main rotor
NN	Neural network
rpm	Rotor rotational speed
TR	Tail rotor
TPP	Tip path plane

مقدمه

نقش اصلی فیدبک بعنوان جوهره روشهای طراحی سیستمهای کنترل، مقابله با نامعینیهای^۱ موجود در سیستمهای فیزیکی می باشد. این نامعینیها به خاطر توصیف تقریبی مدل از فرآیند و نیز اغتشاشات موجود در سیستمهای فیزیکی، اجتناب ناپذیر است. یک روش طراحی سیستمهای کنترل جهت پاسخگویی به نیازهای عملی باید بتواند علیرغم وجود نامعینی، پایداری و عملکرد مناسب سیستم را تضمین نماید و یا بعبارت دیگر مقاوم^۲ باشد. در صورتیکه ساختار کنترلی و پارامترهای آن ثابت باشد، وجود نامعینی دستیابی به یک عملکرد مشخص را غیرممکن می سازد و ناگزیر باید محدوده عملکرد مطلوب تعریف شود. در کنترل مقاوم هدف، طراحی یک کنترل کننده ساختار ثابت جهت دستیابی به یک محدوده عملکرد مطلوب برای فرآیند تحت کنترل، علیرغم وجود نامعینی است. اگرچه بکارگیری فیدبک، ویژگی مشترک الگوریتمهای کنترلی است اما مسئلهای که بقدر اهمیت عملی آن بدان توجه نشده است، هزینه ناشی از بکارگیری فیدبک است. معیار مهم برای هزینه فیدبک، میزان بهره حلقه و در نتیجه پهنای باند آن و یا بعبارت بهتر، میزان بهره جبران ساز و در نتیجه پهنای باند آن می باشد. جهت اجتناب از مشکل فوق طراحی^۳ (هزینه فیدبک اضافی) لازم است که در الگوریتم طراحی، رابطه ای کمی^۴ برای محدوده عملکرد مطلوب و میزان نامعینی مدنظر باشد. فیدبک تنها زمانی لازم است که میزان نامعینی موجود، از وسعت محدوده عملکرد مطلوب «بیشتر» باشد و مقدار این فیدبک نیز فقط به اندازه ای است که نامعینی سیستم را تا حدی کاهش دهد که در محدوده عملکرد مطلوب «بگنجد» [۱]. طراحی بهینه، طراحی ای است که در آن سیستم حلقه بسته علیرغم وجود نامعینی، مشخصه های عملکرد مطلوب را با حداقل هزینه فیدبک برآورده سازد [۲]. بعبارت دیگر در طراحی بهینه همانطور که لازم است عملکرد سیستم ضعیفتر از عملکرد مطلوب تعیین شده

^۱ - Uncertainties

2- Robusr

3- Overdesign

4- Quantitive

نباشد، قویتر هم نباید باشد. این دیدگاه، بنیان روش تئوری فیدبک کمی^۱ (QFT) را تشکیل می‌دهد که در دهه ۶۰ میلادی توسط هورویتز^۲ معرفی گردید [۳].

تئوری فیدبک کمی یک الگوریتم طراحی کنترل مقاوم در حوزه فرکانس و الهام گرفته شده از کار پیشین بود در دهه ۴۰ میلادی می‌باشد. در واقع، بود^۳ با ارائه ایده حاشیه‌های بهره و فاز^۴ و نیز تأکید بر کاهش حساسیت^۵ و هزینه آن، پهنای باند حلقه، یکی از اولین افرادی بوده که به مفهوم کنترل مقاوم نظر داشته است [۴]. در ابتدا، QFT برای سیستم‌های خطی تغییرناپذیر با زمان^۶ (LTI) تک‌ورودی-تک‌خروجی^۷ (SISO) ارائه گردید. تابحال این روش برای انواع دیگری از سیستم‌ها از جمله سیستم‌های غیرخطی، تغییرپذیر با زمان، چندحلقه‌ای^۸، چند ورودی-چند خروجی^۹ (MIMO)، نمونه‌برداری شده^{۱۰} و غیره گسترش یافته و کارآیی عملی آن با مثالهای طراحی عملی متنوع نشان داده شده است [۱]. شفافیت^{۱۱} روش QFT در نمایش تراحم بین عوامل و اهداف مختلف طراحی، از قبیل وسعت نسبی محدوده عملکرد مطلوب و محدوده نامعینی، پهنای باند حلقه (جبران‌ساز) و پیچیدگی (درجه فرمهای اولیه خود) روشی ابتکاری^{۱۲} و فاقد یک چارچوب تحلیلی قوی است.

توصیف فضای حالت تقریباً بطور همزمان با معرفی QFT، بطور وسیع مطرح گردید و بویژه کارهای کالمن^{۱۳} این دیدگاه را ترویج نمود. بدلیل مشکلات موجود در آن زمان در تعمیم روشهای فرکانسی به سیستم‌های چندمتغیره^{۱۴}، بتدریج در بین نظریه‌پردازهای کنترل دیدگاه حوزه زمانی بر دیدگاه حوزه فرکانسی غلبه یافت. علاوه بر این، تکنیکهای طراحی تا حد زیادی رنگ ریاضی بخود گرفت. توجه یک جانبه به جنبه‌های تحلیلی و لحاظ نکردن برخی واقعیات موجود در سیستم‌های

^۱ - Quantitative feedback theory

3- Bode

5- Sensitivity

7- Single – input single – output

9- Multi – input multi- output

11- Transparency

13- Kalman

2- Horwitz

4- Gain and phase argins

6- Linear time invariant

8- Multiple - loop

10- Sampled - data

12- Heuristic, ad hoc

14- Multivariable

فیزیکی، سبب شد تا بسیاری از روشهای ارائه شده بطور وسیع مورد استفاده قرار نگیرد. بعنوان مثال تکنیک جایابی قطب^۱ یکی از روشهایی است که کارهای تحلیلی بالنسبه زیادی بر روی آن انجام شده است؛ در حالیکه از نظر عملی با مشکلات متعددی مواجه است. در جایابی قطب با فیدبک ثابت، از تقویت کننده‌هایی با پهنای باند بینهایت (بهره ثابت در تمام فرکانسها) استفاده می‌شود که غیرعملی است [۵]. مشکل عمده دیگر، حساسیت زیاد روش در برابر نامعینی فرآیند است. با فرض بکارگیری فیدبک دینامیک و استفاده از روشهای جایابی مقاوم، بحث اصلی هزینه فیدبک پیش می‌آید. بعلت ارتباط پیچیده بین قطبها و مشخصات عملکردی مورد نظر، توصیف کمی برای محدوده عملکرد مطلوب و میزان نامعینی فرآیند، ناممکن بنظر می‌رسد و این در عمل منجر به هزینه فیدبک اضافی می‌شود. البته در مواردی که هزینه فیدبک اهمیت زیادی نداشته باشد و یا نامعینی کم باشد، چنین تکنیکهایی می‌تواند کاربردهای مفیدی نیز داشته باشد.

کارهای رزنبراک^۲ و برخی دیگر از محققین در دهه ۷۰ میلادی در گشودن راه برای طراحی فرکانسی سیستم‌های چندمتغیره، زمینه‌ساز توجه دوباره به طراحی در حوزه فرکانس شد. در دهه ۸۰ میلادی، زیمز^۳ با معرفی تئوری H_∞ [۶] و دوئل^۴ با ارائه روش μ [۷]، در قالب چارچوبهای محکم ریاضی و تحت عنوان کنترل چندمتغیره مقاوم^۵ (RMV) به مسئله کنترل مقاوم پرداختند. در تئوری H_∞ که کارآیی سیستم به مقادیر تکین^۶ یک ماتریس مربوط می‌شود، ساختار خاصی برای نامعینی در نظر گرفته نمی‌شود؛ در حالیکه معمولاً در فرکانسهای پایین و میانی، نامعینی با ساختار^۷ است. روش μ برای رفع این نقص، از مقادیر تکین با ساختار استفاده می‌کند. μ در شکل اولیه خود تنها قادر به مدلسازی نامعینی‌های پارامتری مختلط^۸ بود. گرچه بعداً در μ مخلوط^۹ سعی گردید با ایجاد امکان

1- Pole assignment

3- Zames

5- Robust multivariable control

7- Structured

9- Complex

2- Rosenbrock

4- Doyle

6- Singular values

8- Structured singular values (SSV)

مدلسازی نامعینی پارامتری حقیقی، این زمینه فوق طراحی برطرف گردد [۸] اما این امر مشکل محاسباتی روش ۱ را تشدید نمود [۹]. روش ۱ در قبال فراهم‌آوری زمینه تحلیلی قوی، با مسائلی مواجه است که بکارگیری عملی آن را با مشکل مواجه می‌کند: بکارگیری نرم^۱ در محاسبات منجر به عدم شفافیت روش می‌شود [۵]؛ نحوه انتخاب توابع وزن^۲ مناسب یک کار پرزحمت و با سعی و خطاست [۸،۹]؛ محدوده عملکرد مطلوب بصورت یک نامعینی مستقل از نامعینی فرآیند در نظر گرفته می‌شود و مسئله عملکرد مقاوم بصورت یک مسئله پایداری مقاوم درمی‌آید، لحاظ نکردن همبستگی بین نامعینی فرآیند و محدوده عملکرد مطلوب، زمینه فوق طراحی است.

در زمینه کنترل مقاوم سیستم‌های تک‌ورودی-تک‌خروجی، منتقدین QFT نیز به قوت آن اذعان دارند [۱۰] و به جرأت می‌توان ادعا نمود که QFT حرف آخر را می‌زند. در سیستم‌های چند ورودی-چندخروجی هیچ روشی (لااقل در حال حاضر) نمی‌تواند ادعای بهینگی داشته باشد و هر یک از روشها بنوعی حاوی زمینه‌های فوق طراحی است. در هر صورت، باتوجه به گستردگی مسائل موجود در سیستم‌های کنترل عملی، نباید انتظار داشت که یک روش و دیدگاه خاص، بهترین جوابها را تحت تمام شرایط و حالتها بدهد؛ بلکه هر روش نقاط ضعف و قوت خاص خود را دارد که تاحد زیادی به چارچوب مدلسازی مسئله در آن بویژه نحوه توصیف نامعینی و محدوده عملکرد مطلوب وابسته است. از این نظر، تنوع تکنیکهای طراحی امری ضروری است؛ البته باید در جاگیری و مصالحه^۳ بین دقت ریاضی و سودمندی عملی توجه کافی مبذول شود. درنهایت، آنچه که بعنوان یک سرمایه ماندنی برای مهندس طراح در هنر طراحی سیستم‌های کنترلی ارزشمند است، قابلیت روش در نمایش واضح نحوه ارتباط بین مراحل مختلف طراحی و تأثیر متقابل اهداف متعدد و گاه متضاد کنترلی و نیز شناساندن تواناییها و محدودیتهای ذاتی می‌باشد، تا طراح بتواند بر اساس یک دید جامع و همه‌جانبه، برحسب مورد تصمیم مقتضی را اتخاذ کند و در مواجهه با شرایط جدید دست‌بسته نماند.

در طراحی کنترلر برای هلیکوپتر بدون سرنشین نیز، باید نکات زیادی را مد نظر داشت. یکی از مهمترین نکات، تعریف مشخصات آن بر اساس نوع نیاز می باشد، یعنی بسته به هدفهائی که طراح دنبال می کند، مشخصات فیزیکی نیز تغییر می کند. به تبع این تغییرات، مدلینگ سیستم نیز تغییر می کند و طراح سیستم کنترل و ناوبری باید کنترلرهای جدیدی را با توجه به سنسورهای مورد نیاز، طراحی کند. با توجه به مطالب گفته شده در بالا و مزیت‌های روش QFT این روش برای پروژه ای که در پیش رو دارید در نظر گرفته شد.

البته طراح در هر شرایطی به داده های پروازی^۵ احتیاج دارد تا بتواند بهترین مدل را بدست آورد و همچنین عدم قطعیت‌های مدل را نیز دقیقاً مشخص کند تا بتوان هزینه های اضافی را کاهش داد و بهترین کنترلر را طراحی کرد.

تا کنون در ایران از این روش برای طراحی کنترلر یک هلیکوپتر مدل فوق العاده ساده که از دو میله یکی برای محور اصلی و دیگری برای محور روتور ملخ تشکیل شده بود، در یک پروژه آزمایشگاهی استفاده شده است.

در فصل بعد، ضمن مروری اجمالی بر تئوری فیدبک کمتی، مطالب جدیدی از دیدگاه QFT در زمینه فوق طراحی‌های ناشی از مدلسازی در کنترل مقاوم به روش فرکانسی ارائه خواهد شد. روشهای تعمیم QFT به سیستم‌های چندورودی-چندخروجی در فصل سوم به تفصیل مورد بحث قرار گرفته و نتایج جدیدی در زمینه تعیین تحلیلی کرانه‌ها^۱ و نیز شرط غلبه قطری^۲ در روش شاور^۳ ارائه خواهد شد. این فصل همچنین شامل مقایسه‌ای بنیانی بین دو روش عمده کنترل مقاوم، μ و QFT می‌باشد. شناخت محدودیت‌های ذاتی^۴ در ایجاد دید طراحی بسیار مؤثر است. در فصل چهارم به بررسی دینامیک پرواز هلیکوپتر و معادلات و تعریف خلبان خودکار^۶ می پردازیم. مدلینگ هلیکوپتر

1- Boundaries
3- Schauder
5-Flight Data

2- Diagonal domainance constraint
4 - Inherent limitations
6-Auto Pilot

و شرایط پروازی را در فصل پنجم ، و طراحی کنترلر ها برای یک دینامیک و مدل خاص در فصل ششم بیان می گردند . در فصل هفتم نیز به بیان دیدگاهها و پیشنهادات پرداخته می شود.

تئوری فیدبک کمتی

۱-۲ مقدمه

در متون کنترلی، تئوری فیدبک کمتی (QFT) اولین روشی است که با عملکرد مقاوم سروکار دارد [۳]. QFT یک روش طراحی مهندسی برای سیستم‌های کنترل عملی است که در آن مسئله عملکرد مقاوم بطور مستقیم مدنظر قرار گرفته و با تبدیل اهداف طراحی به محدودیتهایی بر روی تابع حلقه نامی (جبران‌ساز)، طراحی براساس شکل‌دهی بهره و فاز حلقه^۱ صورت می‌پذیرد. در زمینه طراحی کنترل مقاوم برای سیستم‌های خطی تغییرناپذیر با زمان تک‌ورودی- تک‌خروجی، QFT چه از نظر حل یک مسئله خاص و چه از نظر ارائه دید کلی در طراحی، روشی برتر محسوب می‌شود.

در این فصل، ابتدا دو موضوع مهم در طراحی سیستم‌های کنترل، محدودیتهای ذاتی و موانع عملی موجود بر سر راه بهره‌گیری تا حد دلخواه زیاد از فیدبک^۲، مورد اشاره قرار خواهد گرفت. در بخش چهارم، مرور فشرده‌ای بر تئوری فیدبک کمتی برای سیستم‌های خطی تغییرناپذیر با زمان تک‌ورودی- تک‌خروجی خواهیم داشت و در بخش آخر به بیان مطالب جدیدی در زمینه فوق طراحی‌های ناشی از مدلسازی در کنترل مقاوم به روش فرکانسی خواهیم پرداخت.

۲-۲ محدودیتهای ذاتی

شناخت محدودیتهای ذاتی در طراحی سیستم کنترل فیدبک، نقشی اساسی در ایجاد دید طراحی دارد. خواصی از فرآیند نظیر قطبهای ناپایدار، صفرهای غیرمینیم‌فاز^۳ و تأخیرهای زمانی، عملکرد قابل دستیابی را در یک سیستم فیدبک محدود می‌کنند. اولین نتیجه در این زمینه به کار بود [۴] در

ارائه قید انتگرالی تابع حساسیت برمی‌گردد: $\int_0^\infty \ln|S(j\omega)| = 0$ اهمیت این انتگرال توسط هورویتز

1- Loop gain- phase shaping
3- Non-minimum phase (NMP)

2- Arbitrarily large feedback benefits (ALFB)

مورد تأکید قرار گرفت. این قید انتگرالی، مصالحه‌ای اجتناب‌ناپذیر را در طراحی سیستم کنترل فیدبک بیان می‌کند و چنین تعبیر می‌گردد که کاهش حساسیت در یک محدوده فرکانسی، ضرورتاً منجر به افزایش حساسیت در محدوده فرکانسی دیگر می‌شود. البته در این مصالحه در صورتی در طراحی محدودیت معناداری می‌گذارد که یک شرط اضافی نیز روی پهنای باند گذاشته شود. اگر تابع حلقه، N_p قطب ناپایدار در p_i داشته باشد: $\int_{-\infty}^{\infty} \ln|S(j\omega)| = \pi \sum_{i=1}^{N_p} P_i$. این رابطه نشان می‌دهد که وجود قطبهای ناپایدار در تابع حلقه، محدودیتهای ذاتی را در طراحی سیستم کنترل فیدبک تشدید می‌کند. همچنین بخوبی روشن شده است که صفرهای غیرمینیمم‌فاز و قطبهای ناپایدار تابع حلقه، یک دسته قیدهای درونیابی^۱ بر روی توابع حساسیت و مکمل حساسیت^۲ تحمیل می‌کنند. تابع حساسیت در محل قطب ناپایدار تابع حلقه، و تابع مکمل حساسیت در محل صفر غیرمینیمم‌فاز تابع حلقه، باید صفر باشند.

محدودیتهای ناشی از صفرهای غیرمینیمم‌فاز و قطبهای ناپایدار را می‌توان از چند دیدگاه دیگر نیز مشاهده نمود. از دیدگاه مکان هندسی ریشه‌ها^۳، بخوبی معلوم است که وجود قطبهای ناپایدار (صفرهای غیرمینیمم‌فاز)، یک حد پایین (بالا) روی بهره حلقه و در نتیجه پهنای باند آن می‌گذارد. از دیدگاه شکل‌دهی همزمان بهره و فاز حلقه، فاز منفی ناشی از قطبهای ناپایدار (صفرهای غیرمینیمم‌فاز) در فرکانسهای پایین (بالا) نسبت به این قطبها (صفرها)، امکان کاهش تابع حلقه را محدود نموده و حداقلی (حداکثری) روی بهره و پهنای باند حلقه می‌گذارد. در حوزه زمان [۱۱] نیز قطبهای ناپایدار (صفرهای غیرمینیمم‌فاز) بصورت فراجش^۴ (فروجش^۵) اجتناب‌ناپذیر در پاسخ پله سیستم حلقه بسته ظاهر می‌شوند و تعیین یک حد بالا (پایین) روی میزان آن، منجر به یک حد پایین (بالا) بر روی پهنای باند حلقه می‌گردد.

1- Interpolation
3-Root locus
5- Undershoot

2- Complementary sensitivity
4-Overshoot

تأخیرهای زمانی نیز، محدودیتهایی بسیار شبیه صفرهای غیرمینیمم فاز ایجاد می کنند. تأخیرهای زمانی را مانند صفرهای غیرمینیمم فاز، نمی توان حذف نمود و هر دو حد بالایی روی مقدار ممکن برای بهره و پهنای باند حلقه می گذارند.

۳-۲ بهره گیری تا حد دلخواه زیاد از فیدبک

منظور از بهره گیری تا حد دلخواه زیاد از فیدبک (ALFB)، دستیابی به محدوده عملکرد تا حد دلخواه باریک، علیرغم وجود نامعینی تا حد دلخواه زیاد می باشد [۱]. ALFB با افزایش بهره حلقه قابل دستیابی است اما مسئله اصلی در تعیین جبران ساز، وجود امکان کاهش بهره حلقه به مقادیر کوچکتر از یک، در عین حفظ پایداری سیستم است. در صورت وجود چنین امکانی، دستیابی به ALFB منجر به پهنای باند حلقه بسیار بزرگ خواهد شد. مینیمم فاز بودن، نداشتن تأخیر و تغییر علامت ندادن بهره بینهایت فرآیند به ازای تغییرات پارامترهای نامعین، شرطهای اساسی برای دستیابی به ALFB بوسیله جبران سازی خطی ثابت می باشد. ALFB در عمل توسط عوامل دیگری نیز محدود می شود:

الف- در شکل دهی تابع حلقه برای مسئله ALFB، توابع تبدیل کسری با مرتبه بالا ظاهر خواهد شد که محدوده تغییرات اندازه صفرها و قطبهای آن بسیار وسیع است. این مسئله منجر به ناهنجاری^۱ شدن محاسبات عددی بعدی شده و در عمل بصورت یک محدودیت ظاهر می گردد.

ب- بعلت پهنای باند بسیار زیاد در طراحی ALFB، لازم است که شناسایی و مدلسازی فرآیند (و سایر سخت افزارهای سیستم از قبیل سنسورها و محرکها) نیز در همین وسعت فرکانسی انجام شود که این نیز بنوبه خود ALFB را محدود می کند.

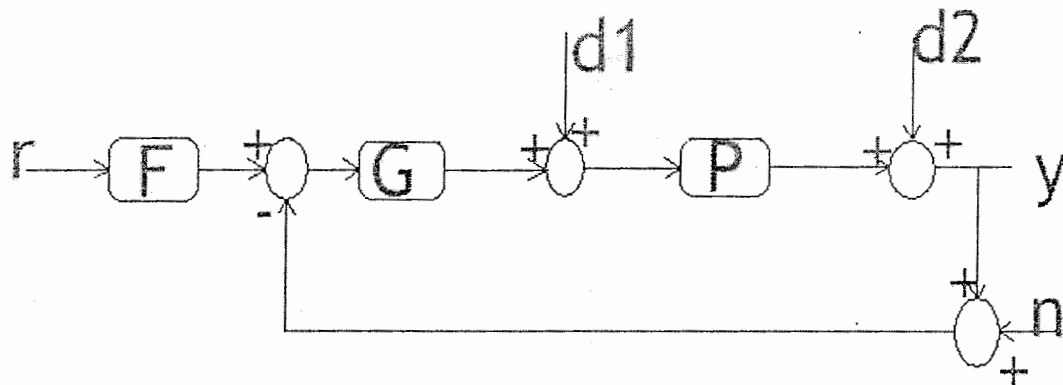
ج- لازمه دستیابی عملی به ALFB، وجود محرکهایی با قابلیت تولید نیروهای کنترلی با دقت در حد چندین مرتبه (مثلاً از یک میلی ولت تا ۱۰۰ ولت) و سرعت بسیار زیاد می باشد.

^۱ - III-condition

د- وسعت پهنای باند در ALFB، نویز اندازه‌گیری سیستم را بنحو نامناسبی تقویت می‌کند که می‌تواند منجر به زایل شدن کیفیت عملکرد سیستم گردد.

۴-۲ مروری بر تئوری فیدبک کمتی

در این بخش، مرور فشرده‌ای بر تئوری فیدبک کمتی برای سیستم‌های تک‌ورودی-تک‌خروجی خطی تغییرناپذیر با زمان خواهیم داشت. شرح جزئیات این روش را می‌توان در مراجعی نظیر [۱۲] یافت. در QFT طراحی براساس ساختار فیدبک با دودرجه آزادی انجام می‌شود. شکل ۱-۲ این ساختار را نشان می‌دهد. در این ساختار، نقش جبران‌ساز G ، «کاهش» نامعینی به میزان مناسب و



شکل ۱-۲ ساختار فیدبک با دو درجه آزادی

نقش پیش‌فیلتر F ، «انتقال» محدوده نامعینی به مکان مناسب است. نامعینی فرآیند در هر فرکانس با ناحیه‌ای در نمودار نیکولز به نام تمپلت^۱ نشان داده می‌شود که بیانگر تمامی زوج مقادیر ممکن $(|P|, \angle P)$ در آن فرکانس می‌باشد. با تبدیل اهداف کنترلی به محدودیتهایی بر روی تابع حلقه نامی

^۱Template

$L_0 = P_0 G$ ، که در آن P_0 فرآیند نامی است، میزان فیدبک لازم در فرکانسهای مختلف، توسط کرانه‌هایی در نمودار نیکولز بر روی تابع حلقه نامی L_0 (یا بطور معادل، جبران‌ساز G) مشخص می‌شود. شکل‌دهی تابع حلقه نامی (جبران‌ساز) براساس این کرانه‌ها صورت می‌پذیرد. طراحی به روش QFT را می‌توان در ۵ مرحله بیان نمود:

الف - مدلسازی اهداف کنترلی - در صورتیکه مشخصات عملکرد مطلوب در حوزه زمان تعیین شده باشد، قدم اول در QFT و هر روش طراحی دیگر در حوزه فرکانس، انتقال این مشخصات به حوزه فرکانس است. در مورد تأثیر این مرحله بر نتیجه طراحی، در بخش بعد بطور مفصل بحث خواهیم نمود.

ب - انتخاب فرکانسهای طراحی و تعیین تمپلت فرآیند - جهت انجام طراحی، محدوده فرکانسی مهم، تعیین و تعداد محدودی فرکانس از این محدوده بعنوان فرکانسهای طراحی انتخاب می‌شود: $\omega \in \omega_L$; $\omega_L = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_l\}$. ملاکهای مهم در انتخاب محدوده فرکانسی و نحوه توزیع فرکانسهای طراحی، مدلسازی‌های انجام شده برای اهداف کنترلی و نحوه تغییرات تمپلت بر حسب فرکانس می‌باشد. همچنین بمنظور تعیین تحلیلی کرانه‌ها، لازم است که تمپلت واقعی فرآیند با یک مجموعه متناهی تقریب زده شود: $PR = \{P_0, P_1, \dots, P_r\}$. انتخاب فرآیند نامی P_0 ، اختیاری است و تأثیری در بهتر یا بدتر شدن نتیجه طراحی ندارد. در واقع کار با L_0 کاملاً معادل کار با G می‌باشد. در حالت تک‌ورودی - تک‌خروجی، بر طبق اصل ماکزیمم ۱، این نقاط روی مرز تمپلت هستند که محدودکننده‌ترین شرط را ایجاد می‌کنند [۱۴]. از اینرو PR باید مرز تمپلت واقعی را در فرکانسهای مختلف به نحو مناسبی نمایش دهد. در [۱۳] از ابزارهای بهینه‌سازی تصادفی برای تعیین این مرز استفاده شده است.

ج- تعیین کرانه‌ها- هر هدف کنترلی (مانند پایداری، ردیابی، دفع اغتشاش در ورودی و یا خروجی فرآیند، رد نویز و محدود کردن نیروی کنترلی) در هر فرکانس طراحی، منجر به ایجاد یک کرانه در نمودار نیکولز می‌شود. هر کرانه، صفحه نمودار نیکولز را به دو بخش مجاز و غیرمجاز برای اندازه و فاز L_0 در آن فرکانس طراحی تقسیم می‌نماید. شکل ۲-۲ نمونه‌ای از کرانه‌های ردیابی را نشان می‌دهد. در هر فرکانس با ترکیب کرانه‌های متناظر با اهداف مختلف کنترلی، یک کرانه مرکب، B_0 ، حاصل می‌شود. در صورتیکه تمپلت فرآیند در فرکانسهای بالا به یک شکل ثابت میل کند، در این فرکانسها یک کرانه مشترک خواهیم داشت که کرانه عمومی فرکانس بالا^۱ (UHFB) یا مرز U نامیده می‌شود. نمونه‌ای از کرانه‌های مرکب و UHFB در شکل ۳-۲ رسم شده است. روشهای اولیه برای تعیین کرانه‌های QFT ترسیمی بوده‌اند. بعداً روشهای تحلیل تعیین کرانه‌ها توسط [۱۵] (محاسبه در مختصات کارتزین) و [۱۶] (محاسبه در مختصات قطبی) و براساس معادلات درجه دوم ارائه گردید. حجم زیاد محاسبات لازم، یک مشکل روش QFT است. این مشکل با افزایش تعداد پارامترهای نامعین فرآیند تشدید می‌گردد. البته این هزینه‌ای است که درقبال لحاظ نمودن همبستگی موجود بین نامعینی فرآیند و محدوده عملکرد مطلوب، می‌پردازیم [بخش ۳-۶]. در عمل طراح ناگزیر است که مصالحه‌ای بین حجم محاسبات و دستیابی به کرانه‌های واقعی انجام دهد. [۱۷] ضمن انجام اصلاحی تکنیکی بر روی روش [۱۶]، ایده تحدب^۲ را در فضای ضرایب چندجمله‌ایهای تعیین کننده کرانه‌ها، برای کاهش میزان محاسبات پیشنهاد نمود. [۱۳] نیز نتیجه‌ای در زمینه کاهش میزان محاسبات تحت شرایط معین ارائه نموده است.

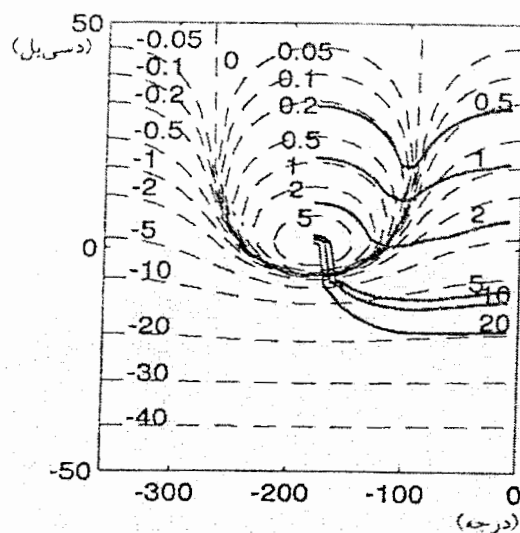
د- شکل‌دهی تابع حلقه نامی- این عمل با استفاده همزمان از اطلاعات فاز و اندازه و با رعایت کرانه‌های مرکب انجام می‌شود. رعایت کرانه‌ها توسط تابع حلقه نامی، دستیابی به اهداف طراحی را تضمین می‌کند. در شکل‌دهی تابع حلقه نامی سعی بر این است که برآورده‌سازی کرانه‌ها با حداقل بهره حلقه (جبران‌ساز) صورت پذیرد. ثابت می‌شود که L_0 بهینه (L_0 با حداقل بهره در فرکانسهای بالا)

1- Universal high frequency boundary

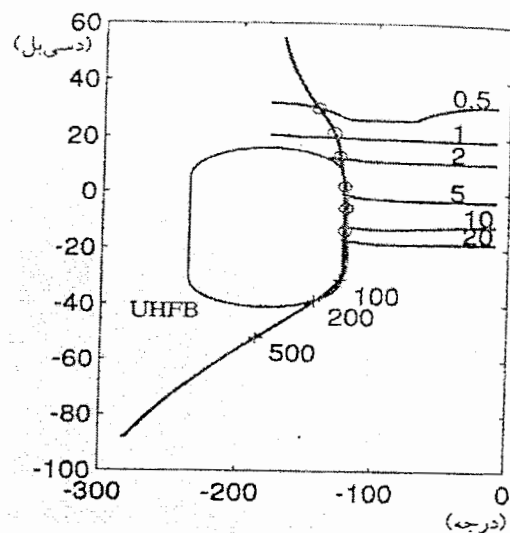
2 - Convexity

وجود داشته و یکتاست و روی کرانه‌ها قرار می‌گیرد [۱۰۲-۱۶]. اما این L_0 بهینه از درجه بینهایت است.

در عمل L_0 با درجه محدود و معمولاً براساس تجربه طراح و با سعی و خطا، بصورت زیربهینه طراحی می‌شود. شکل ۲-۳ نمونه‌ای از طراحی L_0 را نشان می‌دهد. علیرغم تلاشهای انجام شده، یک فرم بسته ریاضی برای مسئله شکل‌دهی تابع حلقه نامی ارائه نشده است. [۱۳] شامل مروری بر تلاشهای انجام شده در این زمینه می‌باشد. در [۱۸] روشی برپایه ابزارهای بهینه‌سازی تصادفی ارائه گردیده است.



شکل ۲-۲ نمونه‌ای از کرانه‌های ردیابی



شکل ۲-۳ نمونه‌ای از کرانه‌های مرکب و یک L_0 طرح شده برای آنها

ه- طراحی پیش‌فیلتر- با طراحی مناسب $(G)L_0$ ، تغییرات تابع تبدیل پاسخ ردیابی سیستم در اثر وجود نامعینی در فرآیند، تا میزان تعیین شده کاهش می‌یابد. پیش‌فیلتر F بگونه‌ای طراحی می‌شود که محدوده تغییرات این تابع تبدیل را به مکان مطلوب منتقل کند.

مراحل مذکور را می‌توان در مرحله کلی، تبدیل اهداف به یک سلسله قیود و برازش^۱ یک تابع به این قیود، خلاصه نمود. این دو مرحله کلی، ویژگی مشترک تمام روشهای کنترل مقاوم فرکانسی

است [۱۹]، گرچه هرکدام در چارچوب خاص خود آن را پیاده نموده‌اند. مزیت بزرگ روش QFT، شفافیت زیاد آن است. طراح براحتی تزامم بین اهداف مختلف کنترلی را می‌بیند و برحسب مورد، بهترین انتخاب ممکن را انجام می‌دهد. در طراحی، محدودکننده‌ترین هدف در محدوده‌های مختلف فرکانسی مشخص است و طراح در صورت لزوم می‌تواند با انعطاف‌پذیری در مورد اهداف محدود کننده، هزینه فیدبک را کاهش دهد. در این چارچوب، قابلیت‌ها و محدودیت‌های جبران‌سازی خطی ثابت بخوبی آشکار شده و طراح درمی‌یابد که آیا اهداف مورد نظر او اصولاً با جبران‌سازی خطی ثابت قابل دستیابی هست و یا اینکه باید از یک استراتژی دیگر استفاده کند. بعنوان مثال در طراحی برای تحمل خرابیها^۱، تمپلت نامعینی می‌تواند بسیار وسیع شود که در این صورت جبران‌سازی خطی ثابت نیاز به پهنای باند بسیار بزرگی دارد. در این حالت طراح می‌تواند مصالحه‌ای روشن بین جبران‌سازی ثابت، جدول‌بندی^۲، شناسایی و نیز تعداد و نوع خرابیهای مورد نظر انجام دهد [۲۰]. نهایت اینکه، بکارگیری آن دسته از روشهای طراحی که محدودیت‌های عملی را بطور واضح در روند طراحی دخالت می‌دهند، نیاز به سعی و خطای زیاد برای دستیابی به جواب عملی را اگر حذف نکند، حداقل می‌سازد و QFT یقیناً جزء این دسته است.

۵-۲ بررسی فوق طراحی‌های ناشی از مدلسازی اهداف کنترلی

مزیت عمده روشهای پاسخ فرکانسی در طراحی کنترل‌کننده، اجتناب از روابط کانولوشن^۳ موجود در حوزه زمان و امکان طراحی نقطه به نقطه (فرکانس به فرکانس) است. در صورتیکه مشخصات عملکرد مطلوب در حوزه زمان داده شده باشد، نخستین گام در هر روش طراحی در حوزه فرکانس، انتقال مشخصات عملکرد مطلوب به حوزه فرکانس می‌باشد. این مرحله مدلسازی عملکرد مطلوب نامیده می‌شود. بدلیل عدم تناظر یک به یک محدوده‌ای بین حوزه‌های زمان و فرکانس، بکارگیری یک مدلسازی خاص می‌تواند منشأ فوق طراحی باشد. در [۱] به این نکته چنین اشاره شده است که این

مرحله بویژه از نظر بررسی امکان مصالحه بین نواحی مختلف فرکانسی جای کار زیادی دارد. اما در جای دیگری از آن ادعا شده است که اگر روش QFT نتواند یک مسئله خطی تغییرناپذیر با زمان تک‌ورودی-تک‌خروجی مشخص را حل کند، آن مسئله به روشهای مشابه هم قابل حل نخواهد بود. در این بخش، از دیدگاه جدیدی به شرح زمینه‌های بروز فوق طراحی ناشی از مدلسازی می‌پردازیم و معلوم خواهد شد که بیان [۱] تنها در صورتی صحیح است که طراحی از حوزه فرکانس شروع شود، یا عبارت دیگر مدلسازی جزء مراحل طراحی در نظر گرفته نشود. در این راستا، نشان می‌دهیم که روش معمول در QFT برای محاسبه کرانه‌های عملکردی و نیز محاسبه کرانه مرکب، در حالت کلی کرانه‌های لازم را بدست نمی‌دهد و از اینرو می‌تواند سبب فوق طراحی شود. همچنین نشان داده خواهد شد که در نظر گرفتن محدودیت جبران‌سازی خطی ثابت، در مرحله مدلسازی و تعیین کرانه‌ها، می‌تواند موجب کاهش هزینه فیدبک شود. علاوه بر این اگر درجه جبران‌ساز را جزیی از هزینه طراحی بدانیم، نحوه مدلسازی می‌تواند در کاهش هزینه طراحی مؤثر باشد.

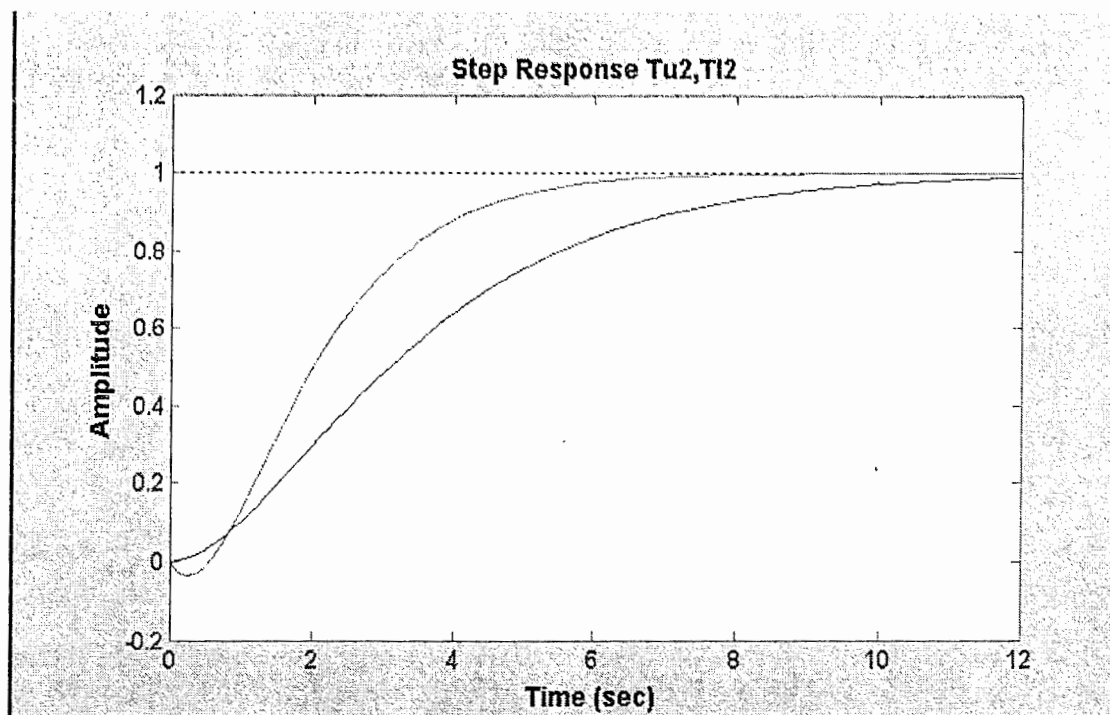
۲-۵-۱ تغییر نقطه بحرانی در محاسبه کرانه‌ها

عملکرد ردیابی یک سیستم را در نظر بگیرید. در عملکرد ردیابی ورودی فرمان، محدوده مطلوب ردیابی ورودی فرمان که در شکل ۲-۴ نشان داده شده است، به محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی شکل ۲-۵ تبدیل می‌شود. برای ساختار فیدبک با دو درجه آزادی نشان داده شده در شکل ۲-۱ داریم

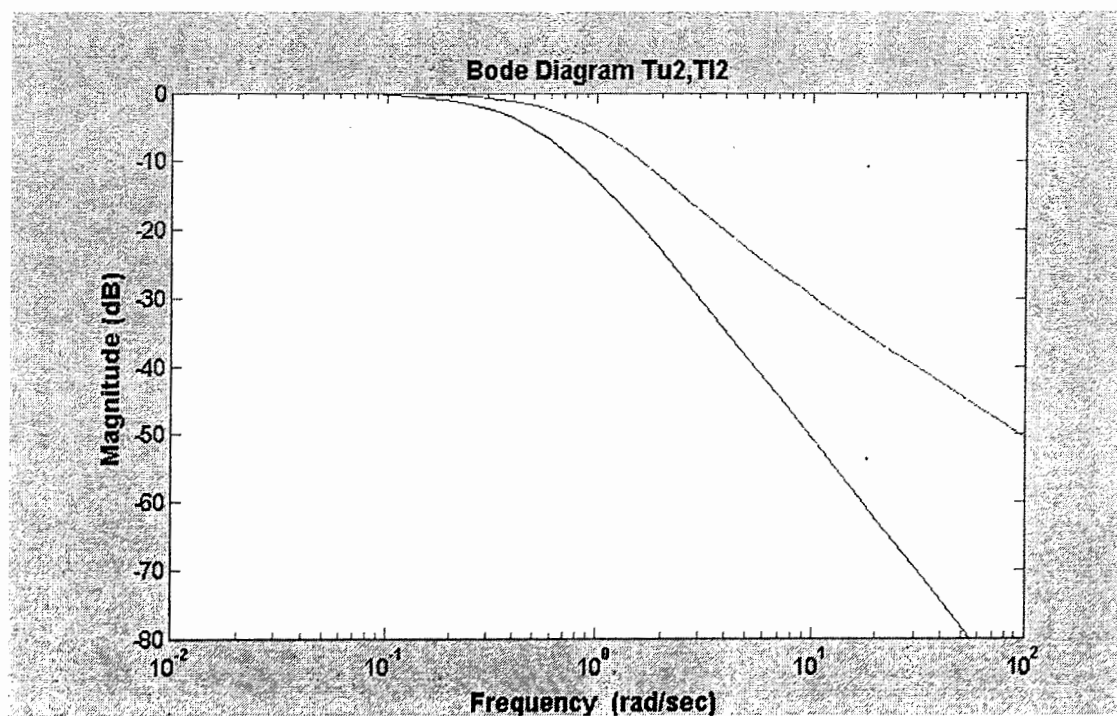
$$T = \frac{L}{I + L}, \quad L = PG, \quad T_R = FT$$

در این ساختار، نقش جبران‌ساز G در عملکرد ردیابی، محدود کردن تغییرات ناشی از نامعینی در $|Lm|T(j\omega)|$ (یا بطور معادل $|Lm|T_R(j\omega)|$) به $\delta_R(\omega)$ می‌باشد. عبارت دیگر

$$|Lm|T_{max}(j\omega)| - |Lm|T_{min}(j\omega)| \leq B_U(\omega) - B_L(\omega) = \delta_R(\omega), \quad \forall \omega$$



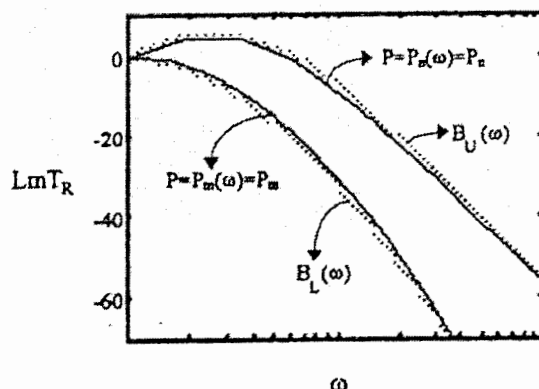
شکل ۲-۴: نمونه محدوده عملکرد مطلوب زمانی برای ورودی فرمان پله واحد



شکل ۲-۵: نمونه محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی برای پاسخ ردیابی

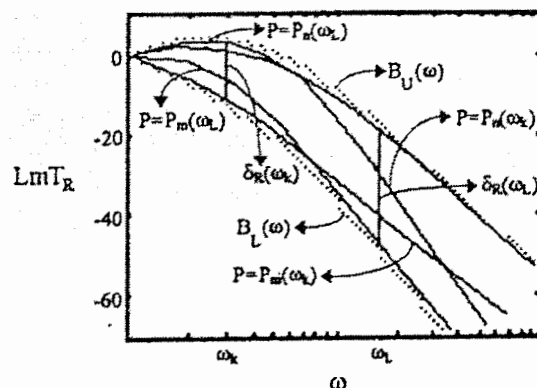
نقش پیش‌فیلتر F ، انتقال محدوده بین $Lm|T'_{max}|$ و $Lm|T'_{min}|$ به محدوده بین B_U و B_L در شکل ۵-۲ است. فرض می‌کنیم T_{min} و T_{max} به ترتیب به ازای P_m و P_n از P_R حاصل می‌شود. P_m و P_n را نقاط بحرانی می‌نامیم. در حالت کلی P_m و P_n وابسته به $\omega = \omega_i$ و $\angle G(j\omega_i)$ می‌باشند. فرض کنیم که در یک مسئله خاص، P_m و P_n به ازای تمام فرکانس‌های طراحی ω_i و تمام مقادیر $\angle G(j\omega_i)$ ، ثابت باشند. در این صورت پس از طراحی G و F ، به ازای $P = P_m$ داریم $Lm|T_R(j\omega)| = B_L(\omega)$ و به ازای $P = P_n$ داریم $Lm|T_R(j\omega)| = B_U(\omega)$. یعنی همانطور که در شکل ۶-۲ نشان داده شده است، به ازای عناصری از P_R به مرز محدوده عملکرد می‌رسیم که این امر، شرط لازم را برای اجتناب از فوق طراحی برآورده می‌کند.

اما در حالت کلی که P_m و P_n توابعی از فرکانس طراحی ω_i و $\angle G(j\omega_i)$ می‌باشند، لزوماً نمی‌توان عناصری از P_R را یافت که به ازای آنها، $Lm|T_R(j\omega)|$ در تمام فرکانسهای طراحی بر مرزهای محدوده فرکانسی منطبق شود، بلکه همانطور که در شکل ۷-۲ نشان داده شده است، در هر فرکانس طراحی $\omega = \omega_i$ ، زوج نقطه بحرانی $P_m(\omega_i)$ و $P_n(\omega_i)$ از P_R وجود دارد که اختلاف بین $Lm|T_R(j\omega_i)|$ های متناظر با آنها، برابر $\delta_R(\omega_i)$ می‌باشد.



شکل ۶-۲ عدم تغییر نقاط بحرانی با تغییر

فرکانس طراحی



شکل ۷-۲ تغییر نقاط بحرانی با تغییر فرکانس

طراحی

اگر در حوزه زمان هم به ازای P_i ها به مرزهای عملکرد برسیم، در این صورت شرط لازم برای اجتناب از فوق طراحی رعایت شده است. اما اگر در حوزه زمان چنین نقاط تماسی با مرزهای محدوده عملکرد مطلوب وجود نداشته باشد، نشانه وجود طراحی است. در واقع این مسئله به مرحله مدلسازی محدوده عملکرد مطلوب برمی گردد. در روش معمول یک محدوده عملکرد فرکانسی تعریف می شود در صورتیکه برای اجتناب از فوق طراحی در حالت کلی، باید برای هر زوج فرآیند (P_n, P_i) از P_R ، محدوده ای جداگانه تعریف شود.

فرض کنیم زوج نقطه بحرانی $P_n(\omega_i)$ و $P_m(\omega_i)$ ، متناظر با اولین فرکانس طراحی $\omega = \omega_1$ ، تا

فرکانس طراحی $(k-1)$ ام، $\omega = \omega_{k-1}$ ، همچنان زوج نقطه بحرانی باقی بمانند

$$P_n(\omega_1) = P_n(\omega_2) = \dots = P_n(\omega_{k-1}) ; P_m(\omega_1) = P_m(\omega_2) = \dots = P_m(\omega_{k-1})$$

اما در فرکانس طراحی k ام، $\omega = \omega_k$ ، زوج

نقطه بحرانی $P_n(\omega_k)$ و $P_m(\omega_k)$ متفاوت از

آنها باشند. از آنجا که در فرکانسهای طراحی

$$P_m(\omega_k) \text{ و } P_n(\omega_k), \omega = \omega_i; i=1,2,\dots,k-1$$

زوج نقطه بحرانی نبوده اند، بنابراین در این

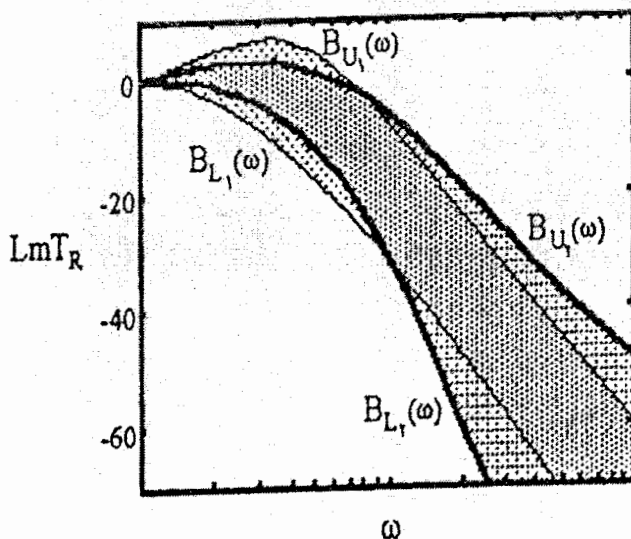
فرکانسها اختلاف بین $Lm|T_R(j\omega_i)|$ های

متناظر با $P_m(\omega_k)$ و $P_n(\omega_k)$ ، کوچکتر از

$\delta_R(\omega_i)$ می باشد. از اینرو می توان $\delta_R(\omega_k)$ را

برای این زوج نقطه بحرانی افزایش داد، بدون

اینکه محدوده عملکرد مطلوب زمانی توسط



شکل ۲-۸ دو مدلسازی مختلف برای یک محدوده

عملکرد مطلوب زمانی

این زوج نقطه بحرانی نقض شود. این امکان از آنجا ناشی می شود که تناظر یک به یک محدوده ای بین

حوزه زمان و فرکانس وجود ندارد. بدین ترتیب محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی جدیدی بدست

می آید که در شکل نوعی ۲-۸ نشان داده شده است. اگر به ازای مقدار جدید $\delta_R(\omega_k)$ زوج نقطه بحرانی

برای $\omega = \omega_k$ ، $P_m(\omega_k)$ و $P_n(\omega_k)$ ، تغییر نکنند، کرانه ردیابی در $\omega = \omega_k$ متناظر با این زوج نقطه بحرانی محاسبه می‌شود. طبیعی است که به علت افزایش $\delta_R(\omega_k)$ ، محدودیت کرانه جدید از کرانه قبلی کمتر خواهد بود. ممکن است که در اثر افزایش $\delta_R(\omega_k)$ ، زوج نقطه بحرانی $P_m(\omega_k)$ و $P_n(\omega_k)$ تغییر کنند. در این صورت لازم است که شبیه قبل، $\delta_R(\omega_k)$ متناظر با زوج نقطه بحرانی جدید تنظیم شود.

ایده نهفته در این روش، این است که فقط منحنیهای «ممکن» از داخل محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی در نظر گرفته شود، نه تمام منحنیهایی که بتوان داخل این محدوده رسم کرد. منظور از منحنیهای ممکن، منحنیهایی هستند که متناظر با منحنی $(Lm|T_R|)Lm|T|$ به ازای یک $P \in P_R$ باشند. در این صورت شاید بتوان محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی را گسترش داد و در نتیجه کرانه‌های ضعیفتری روی L_0 بدست آورد. اما انجام این عمل مستلزم مدلسازی مکرر محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی برای زوج نقاط بحرانی مختلف و ایجاد ارتباط بین طراحی در فرکانس‌های مختلف (برخلاف روشهای معمولی که طراحی به روش فرکانس به فرکانس است) می‌باشد. علاوه براین، وابستگی زوج نقاط بحرانی به $\angle G(j\omega_i)$ کار را بیش از پیش مشکل می‌کند. $\angle G(j\omega_i)$ در مرحله شکل‌دهی تابع حلقه نامی مشخص می‌شود و درحین محاسبه کرانه‌ها اطلاعی از آن نداریم. از اینرو بکارگیری این روش نیاز به پیش‌بینی $\angle G(j\omega_i)$ یا تقریب آن دارد. این مشکلات سبب می‌شود که پیاده‌سازی این ایده دور از دسترس بنماید. اما منظور از ارائه این بحث، این است که کرانه‌هایی که به روش معمول در QFT بدست می‌آید، در حالت کلی کرانه‌های لازم نیستند و ممکن است دارای فوق‌طراحی باشند.

مشابه همین بحث برای سایر اهداف عملکردی نیز مطرح است، با این تفاوت که در آن دسته از اهداف عملکردی که F نقشی ندارد، محدوده عملکرد مطلوب تنها دارای حد بالاست، درحالی‌که برای

عملکرد ردیابی، حد بالا و پایین وجود دارد. از اینرو در آن دسته از اهداف عملکردی، بجای زوج نقطه بحرانی، نقطه بحرانی وجود دارد و در نتیجه حجم محاسبات لازم کاهش می یابد.

۲-۵-۲ تعیین کرانه مرکب

در هر فرکانس طراحی $\omega = \omega_i$ ، با ترکیب کرانه هایی که از اهداف مختلف کنترلی بدست آمده، کرانه مرکب $B_o(\omega_i)$ بدست می آید. ترکیب به این صورت است که محدودکننده ترین کرانه (بالا ترین یا خارج ترین کرانه) به عنوان کرانه غالب تعیین می شود. تعیین کرانه مرکب در هر فرکانس طراحی، مستقل از سایر فرکانس های طراحی، می تواند منشأ فوق طراحی باشد. در [۱] این فوق طراحی مستقل از روش طراحی دانسته شده است. در حالیکه در اینجا نیز این احتمال وجود دارد که با ایجاد ارتباط بین طراحی در فرکانس های مختلف، همراه با مدلسازی مجدد اهداف کنترلی، کرانه های مرکبی با محدودیت کمتر بدست آورد. عبارت دیگر در حالت کلی، روش معمول در تعیین کرانه مرکب، کرانه های لازم را بدست نمی دهد.

فرض کنیم که دو مشخصه عملکردی، مثلاً ردیابی و تضعیف اغتشاش در ورودی فرآیند مدنظر باشد و طبق مدلسازی انجام شده برای این اهداف، در فرکانس های $\omega_k \leq \omega$ ، کرانه های تضعیف اغتشاش در ورودی فرآیند، B_D ، و در فرکانس های $\omega_k > \omega$ ، کرانه های ردیابی، B_R ، غالب باشند. در نتیجه طبق روش معمول برای محاسبه کرانه مرکب داریم

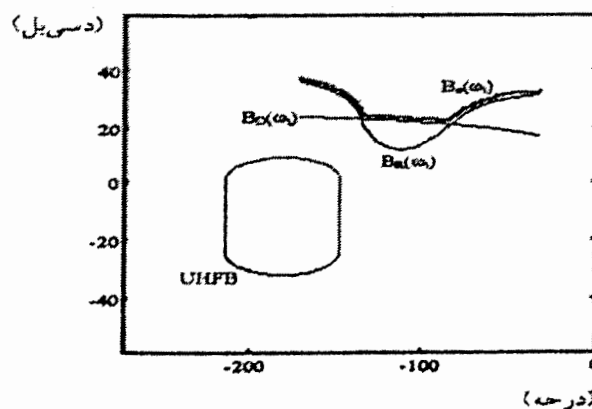
$$B_o = \begin{cases} \omega_k \leq B_D, \omega \\ \omega_k > B_R, \omega \end{cases}$$

اگر در طراحی برای فرکانس های $\omega_k \leq \omega$ ، تابع حلقه نامی روی کرانه های مرکب و در واقع روی کرانه های B_D واقع شود، بالای کرانه های B_R قرار خواهد گرفت. حال فرض کنیم که δ_R را (در مدلسازی عملکرد ردیابی) در فرکانس های $\omega_k \leq \omega$ به نحوی افزایش دهیم که با سخت تر شدن کرانه های B_R در این فرکانس ها، این کرانه ها به کرانه های B_D برسند. در این صورت کرانه های B_o در

فرکانس‌های $\omega_k \leq \omega$ تغییری نخواهد کرد اما چون δ_R را در فرکانس‌های $\omega_k \leq \omega$ کاهش داده‌ایم، می‌توان همانطور که در شکل نوعی ۸-۲ نشان داده شده است، در فرکانس‌های $\omega_k > \omega$ ، δ_R را مقداری افزایش داد، بدون اینکه محدوده عملکرد مطلوب زمانی نقض شود. افزایش δ_R در $\omega_k > \omega$ ، کرانه‌های B_R را در این محدوده فرکانسی تسهیل می‌کند و این به معنی تسهیل شدن کرانه‌های مرکب در این محدوده فرکانسی است.

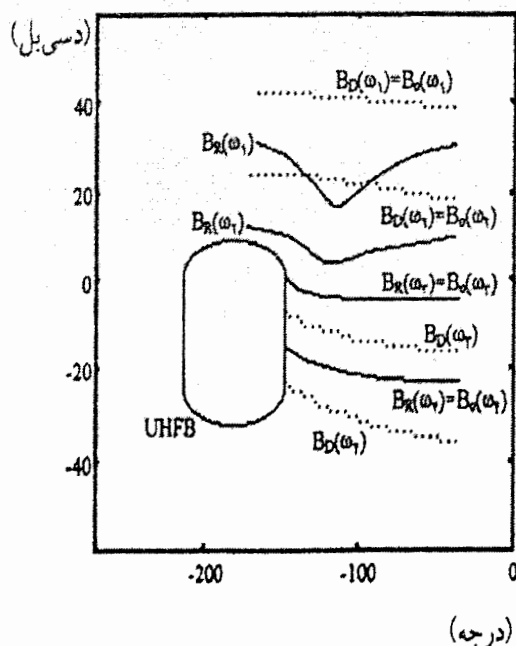
عمل مشابهی را می‌توان با مدلسازی مجدد δ_D انجام داد. به این صورت که δ_D را در $\omega_k > \omega$ کاهش می‌دهیم تا B_D به B_R برسد. در عوض، δ_D را در $\omega_k \leq \omega$ افزایش می‌دهیم که منجر به تسهیل کرانه‌های B_D و در نتیجه B_o در این محدوده فرکانسی خواهد شد. همچنین می‌توان مدلسازی مجدد را هم برای δ_R و هم برای δ_D انجام داد. بدین ترتیب معلوم می‌شود که در حالتیکه کرانه غالب در محدوده‌های مختلف فرکانسی از اهداف عملکردی ناشی شود، می‌توان با ایجاد ارتباط بین طراحی در فرکانس‌های مختلف و نیز مدلسازی مجدد اهداف عملکردی، کرانه‌های مرکب آسانتری بدست آورد. از این نظر مدلسازی اهداف عملکردی، در صورتی بهینه خواهد بود که در فرکانس‌های طراحی، کرانه‌های مربوط به اهداف مختلف عملکردی روی هم قرار می‌گیرند. اما منحصر به فرد بودن این حالت و در نتیجه بهینه مطلق بودن آن محل سؤال است زیرا همانطور که در مثال فوق مشاهده شد، راه رسیدن به انطباق کرانه‌های مختلف منحصر به فرد نیست.

بدلیل ماهیت متفاوت اهداف مختلف عملکردی، با یک مدلسازی واحد نمی‌توان کرانه‌های مختلف

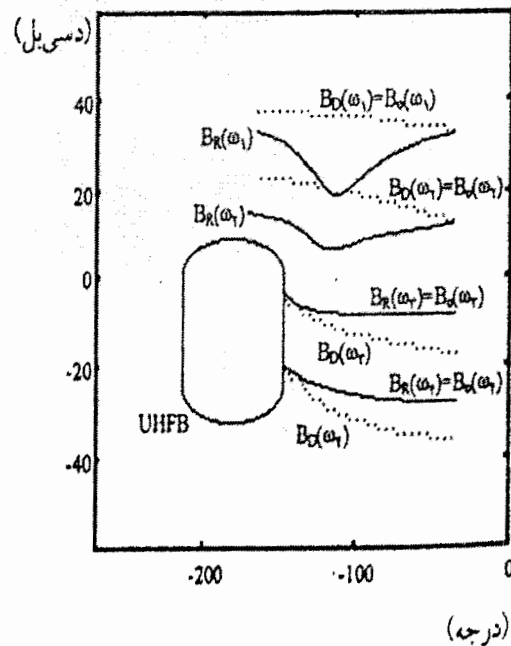


شکل ۹-۲ عدم انطباق دو نوع کرانه برای یک مدلسازی معین

را در هر فرکانس طراحی $\omega = \omega_i$ بر هم منطبق کرد، که این ناشی از وابستگی اندازه کرانه‌ها به $\angle G(j\omega_i)$ است. اگر مدلسازی را بگونه‌ای انجام دهیم که برای یک فرکانس طراحی $\omega = \omega_i$ ، انطباق در یک $\angle G(j\omega_i)$ مشخص رخ دهد، لزوماً در سایر مقادیر $\angle G(j\omega_i)$ انطباق نداریم (به شکل ۹-۲ مراجعه شود). جهت انطباق کامل در فرکانس طراحی $\omega = \omega_i$ ، باید برای هر $\angle G(j\omega_i)$ یک مدلسازی جداگانه انجام دهیم. این مدلسازی نیاز به اطلاع از $\angle G$ در فرکانس‌های طراحی دیگر دارد. از آنجا که در حین محاسبه کرانه‌ها، $\angle G$ مشخص نیست، بکارگیری این روش مستلزم پیش‌بینی یا تقریب $\angle G$ می‌باشد در اینجا نیز شبیه بخش قبل، پیچیدگی زیاد ناشی از وابستگی طراحی در فرکانس‌های مختلف به یکدیگر و تداخل بین مرحله مدلسازی و تعیین کرانه‌ها با مرحله شکل‌دهی تابع حلقه، دستیابی به مرزهای واقعی طراحی را مشکل و تاحدی غیرعملی می‌کند. اما جدای از مشکلات عملی در دستیابی به مرزهای واقعی، این بحث نشان می‌دهد که روش معمول در محاسبه کرانه مرکب در QFT، در حالت کلی کرانه‌های لازم را بدست نمی‌دهد ممکن است دارای فوق طراحی باشد.



شکل ۱۰-۲ کرانه‌های نوعی برای عملکردهای ردیابی و تضعیف اغتشاش در ورودی فرآیند



شکل ۱۱-۲ تسهیل کرانه‌های مرکب نشان داده شده در شکل ۱۰-۲ با تغییر مدلسازی و بکارگیری شرط تماس

البته در اینجا می‌توان با جایگزینی شرط انطباق برای کرانه‌های مختلف در هر فرکانس، با شرط تماس (یا مثلاً برابر بودن مقدار متوسط) مسئله را تا حد زیادی ساده نمود. با این جایگزینی، دیگر تأثیر $\angle G$ در نظر گرفته نمی‌شود و در نتیجه تداخل بین مرحله مدلسازی و تعیین کرانه‌ها با مرحله شکل دهی تابع حلقه حذف می‌شود. اما وابستگی طراحی در فرکانس‌های مختلف به یکدیگر و لزوم مدلسازی‌های مجدد پابرجاست، گرچه کرانه‌های حاصله از این روش نیز در حالت کلی کرانه‌های لازم نیستند، اما همانطور که از مقایسه شکل‌های ۲-۱۰ و ۲-۱۱ معلوم می‌شود، می‌توانند بهتر از کرانه‌های حاصله از روش معمول در محاسبه کرانه مرکب باشند.

۲-۵-۳ جنبه‌هایی دیگر از تأثیر مدلسازی در طراحی بهینه

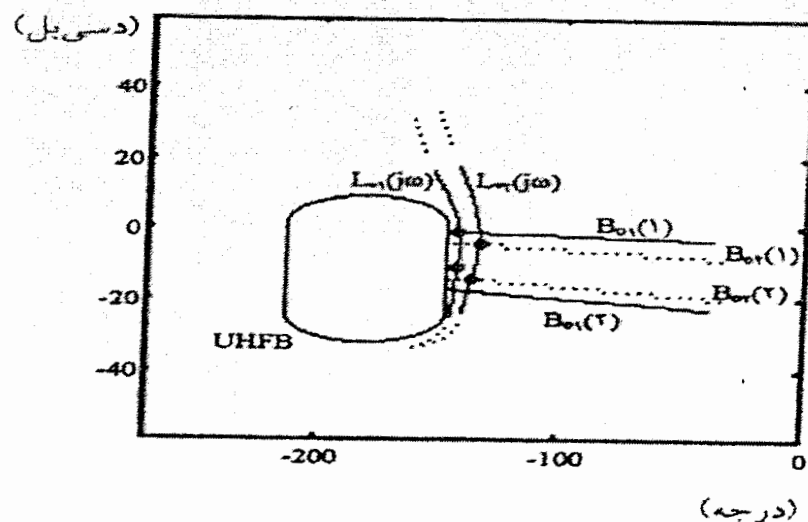
محدودیت جبران‌سازی خطی ثابت می‌تواند مانع از قرار گرفتن همزمان تابع حلقه نامی بر روی کرانه‌های متناظر با فرکانس‌های طراحی شود. این محدودیت به رابطه موجود بین فاز و اندازه توابع تبدیل برمی‌گردد. شیب افت اندازه یک تابع تبدیل توسط فاز آن محدود می‌شود. به عنوان مثال اگر حاشیه فاز مطلوب 30° باشد، حداکثر شیب افت ممکن برای $|L_o|$ در محدوده‌ای از فرکانس که L_o از کنار UHFB می‌گذرد ($\angle L_o \approx 150^\circ$)، تقریباً برابر $-10 \frac{\text{decible}}{\text{octave}}$ است. از اینرو اگر مثلاً مطابق شکل ۲-۱۲، کرانه‌های $B_o(1)$ و $B_o(2)$ بیش از 10^{db} اختلاف داشته باشند و اگر $L_o(j1)$ روی $B_o(1)$ قرار گیرد، $L_o(j2)$ بالای $B_o(2)$ قرار خواهد گرفت که این نشانه فوق طراحی است. بطور شهودی انتظار داریم که اگر $L_o(j1)$ به میزان اندکی $B_o(1)$ را نقض کند، به دلیل فوق طراحی موجود در $\omega = 2$ ، نتیجه طراحی باز هم در محدوده مطلوب زمانی بگنجد. اما حداکثر مقداری که می‌توان $B_o(1)$ را نقض کرد، چقدر است؟

نقض کرانه در $\omega = 1$ و فوق طراحی در $\omega = 2$ و در عین حال باقی ماندن در محدوده زمانی، مثل این است که مدلسازی را بگونه‌ای انجام داده باشیم که $B_o(1)$ به میزان نقض انجام شده، پایین‌تر و $B_o(2)$ به میزان فوق طراحی بکار رفته، بالاتر آمده باشد. واضح است که این مدلسازی جدید باعث

می‌شود که هزینه فیدبک در طراحی کاهش یابد. عبارت دیگر، چنین احتمالی وجود دارد که با تغییر مدلسازی، کرانه‌هایی بدست آورد که با محدودیت جبران‌سازی خطی ثابت سازگارتر باشد و در نتیجه طراحی بهتری بدست آورد.

مسئله دیگر، درجه جبران‌ساز است. در واقع درجه جبران‌ساز نیز جزیی از هزینه طراحی است و نحوه مدلسازی می‌تواند بر این هزینه تأثیر بگذارد. به‌عنوان مثال اگر فاصله بین کرانه‌های متوالی در یک محدوده فرکانسی بگونه‌ای باشد که $\angle G \leq$ لازم برای قرار گرفتن همزمان L_o روی این کرانه‌ها مضربی از $\frac{\pi}{2}$ باشد، نیازه استفاده از صفر و قطب در جبران‌ساز G برای تنظیم $\angle G$ روی مقدار مناسب کاهش می‌یابد. همینطور اگر فاصله‌ای بین کرانه‌های متوالی در یک محدوده فرکانسی بگونه‌ای باشد که تغییرات $\angle G$ لازم برای قرار گرفتن همزمان L_o روی این کرانه‌ها، شبیه تغییرات منحنی فاز یک صفر یا قطب باشد.

نتیجه کلی از بحث ارائه شده در این بخش این است که نمی‌توان کرانه‌های محاسبه شده در QFT



شکل ۲-۱۲ تغییر مدلسازی برای سازگاری با جبران‌سازی خطی

به روش معمول را کرانه‌های لازم و طراحی‌های حاصله را طراحی‌های بهینه و مرز توانایی جبران‌سازی خطی ثابت دانست. جهت اجتناب از این فوق‌طراحی، ایجاد ارتباط بین مشخصات طراحی در

فرکانسهای مختلف الزامی است. اما این امر بمعنای از دست رفتن مزیت عمده روشهای پاسخ فرکانسی (طراحی نقطه به نقطه) بوده و محاسبات حجیم و پیچیده‌ای را می‌طلبد و ممکن است مزیت حاصله چندان زیاد نباشد. البته اگر طراحی را از حوزه فرکانس شروع کنیم، یعنی در صورت مسئله محدوده عملکرد مطلوب فرکانسی داده شود، طراحی بهینه امکان‌پذیر است. این موضوع در سایر روشهای پاسخ فرکانسی کنترل مقاوم نیز مطرح می‌باشد و ریشه آن هم در عدم تناظر یک به یک محدوده‌ای بین حوزه‌های زمان و فرکانس است. اما معمولاً در روشهای پاسخ فرکانسی، طراحی را از حوزه فرکانس شروع می‌کنند و این مسئله را که نحوه مدلسازی اهداف زمانی در حوزه فرکانس در نتیجه طراحی مؤثر است، در طراحی وارد نمی‌کنند.

طراحی MIMO QFT زمان پیوسته

۱-۳ مقدمه

در طراحی سیستم‌های کنترل چندورودی-چندخروجی (MIMO)، روشهای شکل‌دهی تابع حلقه از جمله QFT، در عین مفید بودن محدودیت دارند [۱۰]. اگر سیستم MIMO را $n \times n$ فرض کنیم، در حالت کلی هر تابع حلقه بسته بین یک ورودی و یک خروجی، تابعی پیچیده از تمام n^2 تابع حلقه‌باز سیستم است و نحوه تبدیل مشخصات حلقه‌بسته مطلوب به مشخصات متناظر بر روی توابع حلقه‌باز روشن نیست. به همین دلیل در روشهای شکل‌دهی تابع حلقه معمولاً حالت‌های خاصی منظور می‌شود. بعنوان مثال تنها n تابع حلقه طراحی می‌گردد که این امر منجر به محدودیت روش و عدم بهره‌گیری از تمام قابلیت‌های ممکن کنترل چندورودی-چندخروجی می‌شود. در عوض این روشها از سادگی و شفافیت خوبی برخوردارند. از سوی دیگر با بکارگیری روشهای ماتریسی، درجه آزادی در انتخاب جبران‌ساز کم نمی‌شود اما معیارهای کلی ماتریسی مانع از تحلیل و طراحی مناسب تک‌تک عناصر ماتریس می‌گردد.

یکی از انتقادات فوری به MIMO QFT عدم بهینگی آن است؛ درحالی‌که از ابتدا هیچ ادعایی روی بهینگی آن نشده است بلکه ادعا شده که این تکنیک، یک طراحی رضایتبخش را برای دسته وسیعی از سیستم‌های نامعین با یک الگوریتم سیستماتیک و سراسر تضمین می‌کند [۲۲]. طراحی به روش MIMO QFT می‌تواند محافظه‌کارانه باشد و قابلیت کاربرد آن برای اهداف تحلیلی به مقدار زیادی از بین برود اما بعنوان یک تکنیک طراحی مهندسی نشان داده شده است که این الگوریتم برای طراحی کنترلی مسائل دارای نامعینی و مشخصات مختلف عملکرد مقاوم مفید است [۲۱]. روشن است که QFT در MIMO قوت SISO را ندارد اما بنوبه خود روشی است که انتخاب دیگری پیش روی طراح می‌گذارد و طراح باید تصمیم بگیرد که چگونه از این انتخاب‌های ممکن در مواجهه با هر مسئله خاص استفاده کند. البته طبق تجربیات و نتایج موجود این انتخاب در حدی هست که کاربردهای مفیدی

هم داشته باشد و درواقع QFT بر مجموعه غنی مثالهای طراحی عملی و متنوع خود تأکید می‌کند. قابل ذکر است که هیچ روش دیگری نیز (لااقل در حال حاضر) نمی‌تواند ادعای بهینگی در طراحی کنترل مقاوم MIMO داشته باشد.

در بخش بعدی این فصل اشاره‌ای گذرا به محدودیتهای ذاتی در طراحی سیستم‌های MIMO خواهیم داشت و در بخش سوم به بیان چارچوب طراحی MIMO QFT می‌پردازیم. در بخشهای چهارم و پنجم دو روش عمده طراحی MIMO QFT، روش شاوردر و روش ترتیبی^۱ (اصلاح شده^۲)، به تفصیل شرح داده خواهد شد و نتایج جدیدی در زمینه شرط غلبه قطری در روش شاوردر و تعیین تحلیلی کرانه‌ها در هر دو روش ارائه می‌گردد. در بخش آخر مقایسه‌ای بین دو روش مهم طراحی کنترل مقاوم MIMO، روشهای μ و QFT، انجام خواهیم داد.

۳-۲ محدودیتهای ذاتی

گرچه محدودیتهای ذاتی در طراحی SISO بخوبی معلوم شده است، اما این مسئله در MIMO تا حد زیادی ناشناخته مانده است. از تازه‌ترین تلاشها در این زمینه می‌توان به [۲۳] اشاره کرد که در آنها سعی شده است قیدهای انتگرالی تابع حساسیت به حالت MIMO تعمیم داده شود. یک نتیجه مشترک آنها این است که مصالحه‌ها و محدودیتهای موجود در طراحی MIMO علاوه بر سایر عوامل شناخته شده در SISO به خواص جهتی^۳ تابع حساسیت و نیز جهتهای قطبهای ناپایدار حلقه‌باز و صفرهای غیرمینیمم‌فاز سیستم مربوط می‌شود. موضوع جهت را می‌توان به امکان مصالحه بین ورودیها و خروجیهای مختلف نیز تعبیر کرد؛ یعنی علاوه بر مصالحه بین محدوده‌های مختلف فرکانسی (که در SISO با آن روبرو هستیم) اصطلاحاً مصالحه مکانی^۴ نیز وجود دارد. یک نتیجه دیگر

در این ارتباط، مسئله هزینه دکوپله سازی است. این هزینه در مواردی مانند سیستم‌های غیرمینیمم فاز بخوبی روشن می‌شود. سیستم‌های MIMO غیرمینیمم فاز را می‌توان دکوپله کرد اما در عوض عملکرد قابل دستیابی در تک تک حلقه‌ها محدود می‌شود؛ درحالی‌که با پذیرش تداخل می‌توان این محدودیت را کاهش داد. برای شرح بیشتر به [۲۳] و مراجع آنها و نیز [۲۴] رجوع شود.

۳-۳ چارچوب طراحی MIMO QFT

شکل ۱-۳ ساختار فیدبک با دو درجه آزادی را برای سیستم‌های MIMO مربعی $n \times n$ نشان می‌دهد. $P \in \{p\}$ ماتریس تابع تبدیل فرآیند است که ضرایب موجود در توابع تبدیل آن، تابعی از پارامترهای نامعین فرآیند می‌باشد. ماتریس تابع تبدیل پاسخ ردیابی سیستم عبارتست از:

$$T=[t_{ij}]=[I+PG]^{-1}PGF \quad (۱-۳)$$

محدوده عملکرد مطلوب برای هر t_{ij} بطور جداگانه توسط کرانهای پایین و بالا بر روی اندازه آن تعریف می‌شود:

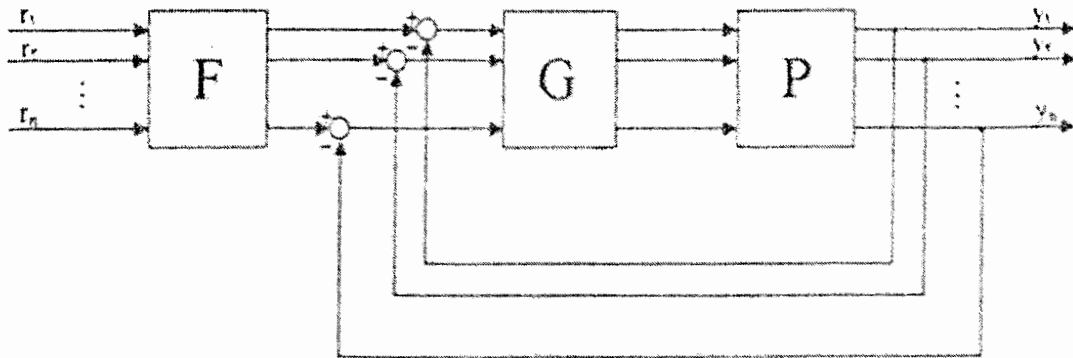
$$b_{ij}(\omega) \leq |t_{ij}(j\omega)| \leq a_{ij}(\omega) \quad ; \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad ; \quad \forall P \in \{P\} \quad (۲-۳)$$

در صورتیکه سیستم غیرمینیمم فاز باشد باید مشخصه فاز نیز مد نظر قرار بگیرد. هدف طراحی عبارتست از تعیین عناصر جبران ساز G و پیش فیلتر F بگونه‌ای که سیستم حلقه بسته علیرغم وجود نامعینی، پایدار بوده و مشخصات مطلوب برای عملکرد سیستم برآورده گردد.

دو روش عمده تعمیم QFT به مسئله MIMO، روش شاور [۲۵] و روش ترتیبی [۲۶] می‌باشد که در آنها مسئله MIMO مربعی $n \times n$ به n^2 مسئله چندورودی- تک خروجی^۳ (MISO) تک حلقه‌ای تبدیل می‌شود. طراحی انجام شده برای این سیستم‌های MISO جواب مسئله MIMO خواهد بود. عموماً بمنظور سادگی، جبران ساز G قطری در نظر گرفته می‌شود و در نتیجه

^۳- Multi- input single- output

تنها n تابع حلقه قابل طراحی است و هر تابع حلقه l_i باید ملزومات n تابع تبدیل حلقه بسته، $t_{ij}; j = 1, 2, \dots, n$ را برآورده سازد.



شکل ۳-۱ ساختار فیدبک با دو درجه آزادی در سیستم MIMO مربعی

تعیین کرانه‌ها در QFT برای تعداد محدودی فرکانس طراحی $\omega_L = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_L\}$ ، انجام می‌شود. در تعیین تحلیلی کرانه‌ها، مجموعه فرآیند نامعین $\{P\}$ با یک مجموعه گسسته $P_N = \{P_1, P_2, \dots, P_n\}$ تقریب زده می‌شود که در آن P_0 فرآیند نامی است. بنابراین اهداف عملکردی (۳-۲) به این صورت درمی‌آید.

$$b_{ij}(\omega) \leq |t_{ji}(j\omega)| \leq a_{ij}(\omega) ; i, j = 1, 2, \dots, n ; \forall P \in P_N ; \forall \omega \in \omega_L \quad (3-2)$$

علاوه بر پاسخ ردیابی، اهداف عملکردی دیگری نیز می‌توان در نظر گرفت [۲۵]. توجه اصلی معطوف به سیستم‌های مربعی نامتداخل^۱ می‌باشد؛ گرچه می‌توان حالت متداخل^۲ را نیز در نظر گرفت. یک سیستم MIMO نامتداخل است اگر عناصر غیرقطری T نامتداخل و عناصر قطری آن متداخل باشد؛ و t_{ij} نامتداخل است اگر بخواهیم تحریک ورودی زام تأثیری روی خروجی I ام نداشته باشد ($t_{ij} = 0$). البته بعلت وجود نامعینی نمی‌توان این تأثیر را کاملاً حذف نمود، از اینرو یک حد بالا برای این تأثیر در نظر گرفته می‌شود.

واضح است که به ازای ساده‌سازی مسئله با فرض G قطری، قابلیت روش محدود می‌شود. پیشنهادهایی برای رفع این محدودیت ارائه شده است. در [۲۵] ایده‌هایی برای چگونگی بکارگیری عناصر غیرقطری برای کاهش نامعینی ارائه شده است، اما نمی‌توان آنها را بصورت یک الگوریتم

مشخص در طراحی بکار گرفت و در هیچ مثال طراحی نیز از آن استفاده نشده است. ایده دیگر استفاده از جبران سازی سری برای کاهش تداخل و سپس اعمال QFT به فرآیند جبران شده است. هرچند که در برخی موارد، طراح با دیدی که نسبت به فرآیند دارد می تواند از این ایده بخوبی استفاده کند، اما در حالت کلی الگوریتمی برای تعیین مناسب جبران ساز سری در فرآیندهای نامعین در دست نیست. در [۲۷] روشی برای تعیین جبران ساز سری ارائه شده است. معیار این روش کاهش نامعینی در فرکانسهای بالا براساس یک مسئله بهینه سازی است. جدای از اینکه در این روش مشخصات فرآیند در فرکانسهای پایین و میانی لحاظ نمی شود، چگونگی انتخاب وزنها در مسئله بهینه سازی و وجود و یکتایی جواب آن نیز روشن نیست. از همه مهمتر یک فرض بسیار محدودکننده در آن، فرض برابری درجه نسبی تمام عناصر ماتریس تابع تبدیل فرآیند می باشد.

تلاشهایی نیز برای ترکیب QFT با سایر روشهای طراحی بمنظور دستیابی به روشهای بهتر صورت گرفته است. در [۲۸] شرط کافی برای دستیابی به اهداف بیان شده در چارچوب طراحی QFT براساس یک مسئله H_∞ بیان شده است. گرچه این، شرط کافی است و می تواند سبب فوق طراحی شود اما بعلت عدم فرض G قطری درجه آزادی بیشتری دارد. [۲۹] با ترکیب روشهای QFT و آرایه نایکوئیست معکوس^۱ (INA)، روش جدیدی بنام آرایه نایکوئیست کمّی^۲ (QNA) ابداع کرده است. در این روش، تداخل بعنوان نامعینی در نظر گرفته می شود و برای کاهش آن از یک حلقه فیدبک داخلی استفاده می گردد. با این دیدگاه، کرانه های کمّی هم برای عناصر ماتریس تابع تبدیل حلقه بسته و هم برای شاخص تداخل بدست آمده و طراحی براساس آن انجام می شود. البته جبران سازی سری نیز همین درجه آزادی QNA را دارد اما در QNA چارچوبی فراهم شده که بتوان از این درجه آزادی بصورت کمّی استفاده کرد.

۴-۳ طراحی MIMO QFT به روش شاوادر

اولین روش مؤثر در متون QFT برای مسئله MIMO، براساس قضیه نقطه ثابت شاوادر^۴ ارائه گردیده است. در این روش مسئله MIMO مربعی $n \times n$ به n^2 مسئله MISO تک حلقه‌ای معادل تبدیل گشته و بوسیله قضیه مذکور ثابت می‌شود که طراحی انجام شده برای سیستم‌های تک حلقه‌ای معادل، یک طراحی مطلوب برای سیستم مربعی اصلی است. با فرض G قطری n تابع حلقه l_i بطور جداگانه‌ای طراحی می‌شوند و می‌توان در حین طراحی، بار فیدبک^۲ را بطور دلخواه بین حلقه‌ها تقسیم نمود (کاهش پهنای باند یک حلقه در ازای افزایش پهنای باند یک یا چند حلقه دیگر) و یا کرانه‌های عملکردی b_{ij} را بدون نقض اهداف اولیه بگونه‌ای اصلاح کرد که طراحی بهتری حاصل شود (پهنای باند کمتر در برخی حلقه‌ها بدون فشار بر حلقه‌های دیگر). در نظر نگرفتن تابع حلقه‌های طرح شده قبلی در طراحی تابع حلقه بعدی، یک زمینه فوق طراحی در این روش است. در QFT از قضیه نقطه ثابت شاوادر برای حل مسائل غیرخطی و تغییرپذیر با زمان نیز استفاده شده است [۱].

۱-۴-۳ سیستم‌های تک حلقه‌ای معادل

با فرض معکوس پذیری P به ازای تمام $P \in P_N$ (شرط کنترل پذیری خروجی)، از رابطه (۱-۳) داریم

$$[P^{-1} + G] T = GF \quad (۴-۳)$$

تعریف می‌کنیم

$$P^{-1} = [p_{ij}^{-1}] = \left[\frac{1}{q_{ii}} \right] = \Lambda + B \quad (۵-۳)$$

که در آن Λ بخش قطری P^{-1} می‌باشد. با این تعریف خواهیم داشت

$$T = [\Lambda + G]^{-1} [GF - BT] \quad (۶-۳)$$

با تعریف $G = \text{diag}\{g_1, g_2, \dots, g_n\}$ و با توجه به تعریف q_{ij} می‌توان رابطه فوق را چنین بسط داد

$$t_{ij} = \frac{g_i q_{ii}}{1 + g_i q_{ii}} f_{ij} + \frac{q_{ii}}{1 + g_i q_{ii}} d_{ij} = t_{rij} + t_{dij} \quad ; \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (۷-۳)$$

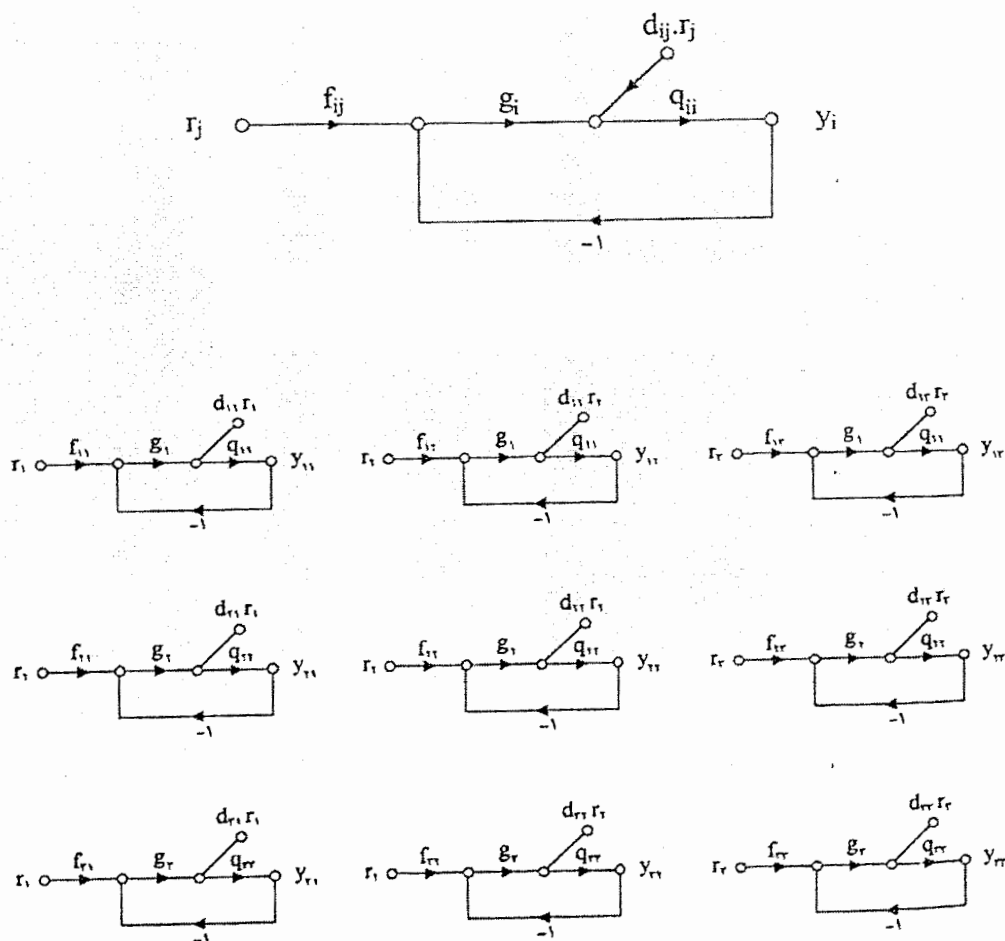
^۴- Schauder's fixed point theorem

2- Feedback burden

که در آن

$$d_{ij} = - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n t_{kj} / q_{ik} \quad (۸-۳)$$

روابط فوق متناظر با سیستم MIMO تک حلقه‌ای نشان داده شده در شکل ۲-۳ می‌باشد. بدین ترتیب سیستم n^2 MISO تک حلقه‌ای بدست می‌آید. هدف طراحی در هر کدام از این سیستم‌ها، ردیابی ورودی فرمان r_j و دفع اغتشاش $d_{ij}r_j$ بگونه‌ای است که t_{ij} مطلوب حاصل شود. شکل ۲-۳ سیستم‌های تک حلقه‌ای معادل را برای یک سیستم 3×3 نشان می‌دهد.



شکل ۲-۳ سیستم تک حلقه‌ای معادل (متناظر با t_{ij})

فرض کنیم که فرآیند تحت کنترل P یک فرآیند معین باشد. با استفاده از قضیه نقطه ثابت شاورر ثابت می‌شود [۲۵] اگر طراحی g_i ها و f_{ij} ها تحت ساختار شکل ۱-۳ به فرآیند P ، دقیقاً همین t_{ij} ها را ایجاد خواهد کرد. به بیان دیگر، طراحی سیستم MIMO اصلی (شکل ۱-۳) معادل با طراحی سیستم‌های تک‌حلقه‌ای (شکل ۲-۳) می‌باشد. بطور مشابه اگر فرآیند تحت کنترل یک فرآیند نامعین متعلق به $\{P\}$ باشد با اعمال قضیه مذکور برای هر $P \in \{P\}$ ، ثابت می‌شود که طراحی یک مسئله MIMO نامعین نیز معادل با طراحی سیستم‌های تک‌حلقه‌ای نامعین متناظر است. توجه شود که این معادل بودن مستقل از این است که در طراحی سیستم‌های تک‌حلقه‌ای از QFT یا هر روش دیگر استفاده شود.

عجیب این است که چگونه می‌توان یک مسئله MIMO را بصورت حلقه‌های جداگانه طراحی کرد و ادعا نمود که بکارگیری این طراحی‌ها در سیستم MIMO اصلی دقیقاً همان جواب را خواهد داد. مگر نه این است که در سیستم MIMO بعلت وجود تداخل نمی‌توان یک خروجی را به یک ورودی بدون اطلاع از سایر حلقه‌ها بطور دقیق تعیین نمود. نکته در d_{ij} گنجانده شده است (رابطه ۸-۳). گرچه سیستم‌های تک‌حلقه‌ای با سیستم MIMO اصلی کاملاً معادلند اما نمی‌توان این سیستم‌های تک‌حلقه‌ای را بطور دقیق طراحی نمود زیرا در طراحی سیستم تک‌حلقه‌ای متناظر با t_{ij} ، توابع تبدیل d_{ij} در t_{kj} ؛ $k=1,2,\dots,n$ ؛ $k \neq i$ ظاهر می‌شود و در صورتیکه طراحی حلقه‌ها را جدا از یکدیگر انجام دهیم، اطلاعاتی از این توابع تبدیل نداریم. از اینرو در عمل بجای t_{kj} ، بدترین مقدار آن یعنی کران b_{kj} بکار برده می‌شود

$$d_{ije} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n b_{kj} / |q_{ik}| \quad (9-3)$$

علامت $|.$ بکار رفته نیز بعلت عدم اطلاع از فاز نسبی t_{kj} ها می باشد. گرچه بکارگیری d_{ije} بجای d_{ij} زمینه ایجاد فوق طراحی است، اما بعلت اینکه می خواهیم طراحی حلقه ها را جدا از هم انجام دهیم باید آنرا بپذیریم.

بدین ترتیب نقش قضیه نقطه ثابت شاوردر روشن می شود: انتقال مسئله MIMO به چارچوبی که برای طراحی جداگانه حلقه ها مناسب باشد؛ بدین صورت که در سیستم تک حلقه ای متناظر با هر t_{ij} ، تنها یک z ظاهر می شود و اثر سایر g_k ها در t_{kj} ها مستتر می شود. طراحی هر تابع حلقه $l_{io} = g_i \cdot q_{iio}$ جدای از سایر توابع حلقه و بگونه ای انجام می شود که اهداف n سیستم تک حلقه ای متناظر با n تابع تبدیل t_{ij} ؛ $j=1,2,\dots,n$ برآورده گردد و البته در آن فرض می شود که طراحی $(n-1)$ تابع حلقه دیگر بگونه ای است که (n^2-n) تابع تبدیل دیگر، $k \neq j$ ؛ $j=1,2,\dots,n$ ؛ $k=1,2,\dots,n$ ؛ رفتار مطلوبی داشته باشند. قضیه نقطه ثابت شاوردر این اطمینان را می دهد که تکیه داشتن طراحی هر تابع حلقه l_{io} بر نتایج سایر توابع حلقه (که به ظاهر دور است) مشکلی پیش نخواهد آورد. البته آنچه تضمین می شود برقراری شرط (۳-۳) است و پایداری مقاوم باید بطور جداگانه اثبات شود. معمولاً اثبات پایداری مقاوم با استفاده از قضیه ریشه^۵ انجام می شود اما فرض بکار رفته در آن معادل با فرض پهنای باند بینهایت برای جبران ساز می باشد که غیر عملی است. این نقیصه در [۳۰] با اضافه کردن یک شرط کافی برطرف شده است.

طراحی f_{ij} های متناظر با t_{ij} های متداخل را می توان به دو روش انجام داد (در t_{ij} های نامتداخل تنها مسئله دفع اغتشاش مطرح است و داریم $f_{ij}=0$). یک روش این است که در طراحی سیستم تک حلقه ای متناظر با t_{ij} ، f_{ig} را شبیه حالت SISO طراحی نماییم. در روش دیگر، طراحی f_{ij} ها به بعد از طراحی تمام g_i ها موکول می شود. بدین صورت که بعد از طراحی g_i ها، محدوده تغییرات t_{ij} ها در سیستم MIMO حلقه بسته به ازای $f_{ij}=1$ برای t_{ij} های متداخل و $f_{ij}=0$ برای t_{ij} های نامتداخل،

* - Rouché's theorem

محاسبه شده و از آنجا محدوده مجاز برای f_{ij} ها تعیین می گردد. گرچه این روش محاسبات بیشتری لازم دارد اما بعلت حذف فوق طراحی های مربوط به عدم اطلاع از روابط دقیق سایر f_{ij} ها، می تواند محدوده مجاز وسیعتری برای f_{ij} ایجاد کرده و طراحی آن را ساده تر نماید.

قابلیت های این روش را باید در چارچوب روشهایی بررسی کرد که در آنها جبران ساز G قطری بوده و عناصر آن جداگانه طراحی می شود. در این چارچوب، روش شاوردر می تواند تا مرز قابلیت های ممکن پیش برود. طبیعی است که بعلت وجود فوق طراحی، میزان نزدیکی به این مرز وابسته به شرایط مسئله باشد. هر روش دیگر در چارچوب فوق نیز مجبور به پذیرش فوق طراحی است و اینکه کدامیک از این روشها جواب بهتری می دهد بستگی به این دارد که شرایط مسئله با کدامیک از این روشها همخوانی بیشتری داشته باشد، بنحوی که فوق طراحی کمتری ظاهر شود. با استفاده از قضیه نقطه ثابت شاوردر می توان نمونه های دیگری از این نوع طراحی ارائه کرد که یکی از آنها روش تضعیف اغتشاش معادل^۱ (EDAM) می باشد. در این روش، نامعینی فرآیند و نیز نامعینی ناشی از محدوده عملکرد مطلوب بصورت اغتشاش در یک سیستم معین ظاهر می شود و مسئله به شکل تضعیف اغتشاش خروجی درمی آید [۱،۲۵]. این روش از نظر محاسباتی ساده تر است و علت آن هم در نظر نگرفتن همبستگی بین نامعینی فرآیند و محدوده عملکرد مطلوب می باشد. در عوض، این امر موجب افزایش فوق طراحی و نیز حساسیت روش به انتخاب فرآیند نامی می شود. از سوی دیگر در این روش $L_0 = P_0 G$ قطری فرض می شود و l_{i0} ها مستقل از یکدیگر طراحی شده و از آنجا G تعیین می گردد. در حالت کلی G حاصله غیرقطری است. گرچه این می تواند سودمند باشد اما مسائلی نیز به همراه دارد. جهت بهره گیری مناسب از G غیرقطری انتخاب P_0 مهم است. علاوه بر این، بکارگیری این روش در فرآیندهای ناپایدار و یا غیرمینیمم فاز با مشکل پایداری داخلی مواجه می شود.

^۱Equivalent disturbance attenuation method

۳-۴-۲ کرانه‌ها و تعیین تحلیلی آنها

عملکرد مطلوب برای هر کدام از t_{ij} ها به ازای $j=1,2,\dots,n$ ، کرانه‌هایی بر روی $(g_i)l_{io}$ در فرکانسهای مختلف ایجاد می‌کند. با ترکیب این کرانه‌ها در هر فرکانس طراحی، کرانه l_{io} برای آن فرکانس بدست می‌آید که در شکل دهی l_{io} باید رعایت شود. برحسب اینکه t_{ij} متداخل یا نامتداخل باشد، نوع کرانه‌ها متفاوت خواهد بود. در ادامه به شرح انواع این کرانه‌ها و ارائه روشی تحلیلی برای تعیین آنها در حالت کلی سیستم $n \times n$ و در مختصات قطبی می‌پردازیم. شبیه حالت SISO، کرانه‌ها برای n بدست می‌آید که می‌تواند برای شکل دهی g_i بکار رود. بطور معادل می‌توان از کارنه‌های l_{io} ، که از انتقال کرانه‌های q_{iio} اندازه بدست می‌آید، برای شکل دهی l_{io} استفاده کرد.

کرانه نوع D - برای t_{ij} های نامتداخل داریم $a_{ij}=0$ و $f_{ij}=0$ و شرط عملکرد مطلوب عبارتست از

$$b_{ij}(\omega) \leq |t_{ij}(j\omega)| = |t_{dij}(j\omega)| \quad (10-3)$$

و یا

$$\frac{q_{ii}}{1 + g_i q_{ii}} \leq \left| \frac{b_{ij}}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n b_{kj} / |q_{ik}|} \right| \quad (11-3)$$

کرانه‌های حاصله از این نوع محدودیت، کرانه نوع D نامیده می‌شود (کرانه D_{ij} متناظر با t_{ij}). بمنظور تعیین تحلیلی کرانه نوع D ، شبیه [۱۶] برای سیستم‌های SISO، متناظر با فرکانس طراحی $\omega = \omega_m$ تعریف می‌کنیم

$$q_{ij}(j\omega_m) = \rho_{ij} e^{j\theta_{ij}} \quad ; \quad g_i(j\omega_m) = g e^{j\phi} \quad (12-3)$$

با جاگذاری تعاریف فوق در رابطه (۱۱-۳) داریم

$$\frac{P_{ii}}{|1 + P_{ii} g e^{j(\theta_{ii} + \phi)}|} \leq \frac{b_{ij}}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n b_{kj} / p_{ik}} \quad (13-3)$$

با به توان دو رساندن دو طرف نامساوی فوق و انتقال جملات آن به یک طرف نامساوی خواهیم داشت

$$p_{ii}^* g^* + 2 p_{ii} g \cos(\theta_{ii} + \phi) + \left[1 - \left(\frac{p_{ii}}{b_{ij}} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{b_{kj}}{p_{ik}} \right)^2 \right] \geq 0. \quad (14-3)$$

با مساوی صفر قرار دادن رابطه فوق به ازای یک ϕ دلخواه و جاگذاری پارامترها به ازای یک $P_i \in P_N$ ، یک معادله درجه دوم بر حسب g حاصل می‌شود که از روی آن محدوده مجاز g برای P_i تعیین می‌شود. (شبهه [۱۶]) با ترکیب محدوده‌هایی که به ازای یک ϕ ثابت و تمام $P \in P_N$ بدست آمده است، محدوده مجاز g در ϕ انتخاب شده بدست می‌آید. با تغییر ϕ ، کرانه g_i در فرکانس طراحی $\omega = \omega_m$ حاصل خواهد شد.

کرانه نوع AB - برای t_{ij} های متداخل شرط عملکرد مطلوب عبارتست از

$$b_{ij}(\omega) \leq |t_{rij}(j\omega) + t_{dij}(j\omega)| \leq a_{ij}(\omega) \quad (15-3)$$

در t_{ij} های متداخل هم عملکرد ردیابی و هم عملکرد تضعیف اغتشاش مطرح است. چون فاز نسبی t_{irj} و t_{dij} نامعلوم است، باید برای رعایت شرط (۱۵-۳)، بدترین حالت منظور شود

$$b_{ij}(\omega) - |t_{dij}(j\omega)| \leq |t_{rij}(j\omega)| \leq a_{ij}(\omega) + |t_{dij}(j\omega)| \quad (16-3)$$

روشی که تقریباً در همه موارد برای حل رابطه فوق بکار رفته است، تقسیم محدوده مجاز $[a_{ij}, b_{ij}]$ بین این دو عملکرد است

$$b_{dij} \leq |t_{dij}| \quad (17-3)$$

$$b_{ij} - b_{dij} \leq |t_{rij}| \leq a_{ij} + b_{dij} \quad (18-3)$$

با این شرط

$$b_{dij} < (b_{ij} - a_{ij}) / 2 \quad (19-3)$$

کرانه‌های حاصله از محدودیتهای متناظر با روابط (۱۷-۳) و (۱۸-۳) به ترتیب کرانه نوع B و کرانه نوع A نامیده می‌شود. بر این اساس انتخاب بهینه برای b_{dij} مقداری است که به ازای آن کرانه نوع A و

کرانه نوع B با هم برابر باشند. اما این روش به دو علت مناسب نیست. اولاً بدلیل ماهیت متفاوت کرانه‌های نوع A و نوع B نمی‌توان با یک bdiج این کرانه‌ها را بر هم منطبق کرد و تنها می‌توان آنها را در دو یا چند نقطه (فاز) با هم برابر کرد و از اینرو برای اجتناب از فوق طراحی لازم است که برای هر $\angle g_i$ عمل انتخاب بهینه bdiج تکرار شود. ثانیاً این روش بطور ذاتی دارای زمینه فوق طراحی است زیرا کرانه‌های نوع A و B، جداگانه محاسبه می‌شود؛ درحالی‌که حداکثر |tdiج| و اکسترمم (حداکثر یا حداقل) |trij| لزوماً به ازای یک $P_i \in P_N$ رخ نمی‌دهد. جهت اجتناب از این فوق طراحی لازم است که عمل انتخاب بهینه bdiج برای هر $P_i \in P_N$ جداگانه انجام شود.

محاسبه کرانه‌های نوع A و نوع B با بهینه سازی bdiج برای هر $\angle g_i$ و هر $P_i \in P_N$ مستلزم حجم محاسباتی بسیار زیادی است. در [۳۱] روشی برای متحد کردن کرانه‌های A و B ارائه شده است. اما در این روش نیز مجموعه PN دو بار و سطور جداگانه دخالت داده میشود. علاوه براین روش مزبور اشکال تکنیکی دارد؛ رابطه‌ای که جایگزین رابطه (۳-۱۶) شده است تنها در حالت خاص $|f_{ij}| = 1$ معادل آن می‌باشد در نهایت اینکه چگونگی تعیین تحلیلی کرانه بیان نشده است. در [۳۱] کرانه‌های A و B بدرستی برای سیستم‌های 2x2 متحد شده است اما روش تحلیلی ارائه شده که آنها، کرانه‌ها را در مختصات کارترین x+jy محاسبه می‌کند که در پیاده سازی مشکل زا است. کرانه‌ها در نهایت باید به نمودار نیکولز منتقل شود. نحوه انتخاب نقاط محاسبه کرانه‌ها در مختصات کارترین (کرانه‌ها در تعداد محدودی نقطه محاسبه میشود) برای همواری کرانه‌ها در نمودار نیکولز، با ابهام روبروست. از اینرو بهتر است که کرانه‌ها در مختصات قطبی $re^{j\theta}$ (شبه [۱۶]) برای سیستم‌های SISO محاسبه شود. در ادامه با بکارگیری همان ایده در متحد سازی کرانه‌های A و B، روشی برای محاسبه کرانه متحد شده AB در مختصات قطبی و در حالت کلی n×n ارائه خواهیم کرد. تعریف می‌کنیم:

$$\alpha_{ij} = \frac{f_{ij} g_j q_{ii}}{1 + g_i q_{ii}} \quad , \quad \beta_i = \frac{q_{ii}}{1 + g_i q_{ii}} \quad (۲۰-۳)$$

با این تعاریف رابطه (۱۶-۳) چنین بازنویسی میشود.

$$\alpha_{ij} + |\beta_i| d_{ije} \leq |d_{ij}| \leq b_{ij} + |\beta_i| d_{ije} \quad (۲۱-۳)$$

شبهه حالت SISO، برای برقراری (۲۱-۳) ابتدا لازم است که g_i را بگونه‌ای طراحی کنیم که برای هر

$P_1, P_K \in P_N$ داشته باشیم:

$$\left| \frac{\alpha_{ijk}}{\alpha_{ijl}} \right| \leq \frac{b_{ij} - |\beta_{ik}| d_{ijek}}{a_{ij} + |\beta_{im}| d_{ijel}} \quad (۲۲-۳)$$

$$\alpha_{ijm} = \alpha_{ij} |_{p=p_m} \quad ; \quad \beta_{im} = \beta_i |_{p=p_m} \quad ; \quad d_{ijem} = d_{ije} |_{p=p_m} \quad (۲۳-۳) \quad \text{که در آن}$$

پس از طراحی g_i ، برای تبدیل (۲-۳) به (۲۱-۳) طراحی میشود (شبهه SISO) می‌شود

$$(۲۲-۳) \text{ خواهیم داشت:} \quad (۲۴-۳) \quad M_1 - CM_2 \geq e \quad \text{که در آن}$$

$$\begin{cases} c = \frac{a_{ij}}{b_{ij}} \left| \frac{q_{iik}}{q_{iil}} \right| & ; e = \frac{|q_{iik}|}{b_{ij}} (d_{ijek} + d_{ijel}) \\ M_1 = |1 + g_i q_{iik}| & ; M_2 = |1 + g_i q_{iil}| \\ q_{ijm} = q_{ij} |_{p=p_m} \end{cases} \quad (۲۵-۳)$$

با به توان دو رساندن (۲۴-۳) و جابجایی جملات حاصله داریم

$$M_1^* + c^* M_2^* - e^* \geq 2c M_1 M_2 \quad (۲۶-۳)$$

با به توان دو رساندن (۲۶-۳) و انتقال جملات حاصله به یک طرف نامساوی داریم

$$M_1^* + c^* M_2^* + e^* - 2c^* M_1^* M_2^* - 2e^* M_1^* - 2e^* c^* M_2^* \geq 0 \quad (۲۷-۳)$$

$$\text{تعریف می‌کنیم (۲۸-۳)} \quad q_{iik}(j\omega_m) = q_k e^{j\theta_k} ; q_{iil}(j\omega_m) = q_l e^{j\theta_l} ; g_i(j\omega_m) = g e^{j\phi}$$

با جاگذاری این تعاریف در (۲۷-۳) و انجام محاسبت لازم، یک نامساوی درجه چهارم برای g

برحسب سایر پارامترها حاصل خواهد شد

$$A_g^* + A_g g^* + A_g g^* + A_g g + A_g \geq 0 \quad (۲۹-۳)$$

که در آن

(۳۰-۳)

$$\begin{cases} A_1 = (q_k^r - c^r q_l^r)^r \\ A_r = r(q_k^r - c^r q_l^r)(q_k \cos(\theta_k + \phi) - c^r q_l \cos(\theta_l + \phi)) \\ A_r = r \left[(q_k^r - c^r q_l^r)(1 - c^r) + r(q_k \cos(\theta_k + \phi) - c^r q_l \cos(\theta_l + \phi))^r - e^r (q_k^r + r c^r q_l^r) \right] \\ A_r = r \left[(q_k \cos(\theta_k + \phi) - c^r q_l \cos(\theta_l + \phi))(1 - c^r) - e^r (q_k \cos(\theta_k + \phi) + c^r q_l \cos(\theta_l + \phi)) \right] \\ A_\Delta = (1 - c^r + e^r)^r - r e^r \end{cases}$$

با مساوی صفر قرار دادن (۳-۲۹) به ازای یک ϕ دلخواه و جاگذاری پارامترها به ازای یک زوج $P_k, P_l \in P_N$ ، یک معادله درجه چهارم برای g بدست می‌آید که دو جواب آن خارجی است. با جاگذاری جوابها در (۳-۲۴) می‌توان جوابهای اضافی را تشخیص داده و حذف نمود. دو جواب باقیمانده محدوده مجاز g را برای زوج فرآیند P_k و P_l تعیین می‌کند (شبهه [۱۶]). با ترکیب محدوده‌هایی که به ازای ϕ ثابت و تمام زوج فرآیندهای ممکن $P_k, P_l \in P_N$ بدست آمده است، محدوده مجاز g در ϕ انتخاب شده بدست می‌آید. با تغییر ϕ کرانه i در فرکانس طراحی $\omega = \omega_m$ حاصل خواهد شد. کرانه AB ناشی از محدوده عملکرد مطلوب برای t_{ij} متداخل را کرانه AB_{ij} می‌نامیم.

کرانه پایداری - در طراحی حلقه i ام، شبهه حالت SISO سعی می‌شود که I_{io} به اندازه کافی از نکته بحرانی $(-180^\circ, 0^\circ)$ در نمودار نیکولز فاصله داشته باشد. شرط کافی برای پایداری سیستم MIMO حلقه بسته بر حسب فاصله توابع حلقه از نکته بحرانی در $\{30^\circ\}$ ارائه شده است. کرانه پایداری برای هر تابع حلقه کاملاً شبهه SISO $\{16\}$ محاسبه می‌شود.

۳-۴-۳ تعادل، مصالحه و ساده‌سازی در فرکانسهای بالا

در این بخش خواهیم دید که چگونه می‌توان با اصلاح کرانه‌های عملکردی t_{ij} و بدون نقض آنها به طراحی‌های بهتری دست یافت و نیز در صورت لزوم با فشار بر یک یا چند حلقه به حلقه دیگری کمک کرد. همچنین روابط ساده شده مربوط به تعیین کرانه‌ها در فرکانسهای بالا بیان خواهد شد.

کرانه عملکردی ناشی از سیستم تک حلقه‌ای متناظر با t_{ij} را (مستقل از یک نوع D یا AB است) C_{ij} می‌نامیم. هر تابع حلقه I_i با n کرانه $z = 1, 2, \dots, n$ ؛ C_{ij} روبروست. لازم است که I_i کرانه مرکب حاصله از این n کرانه را، که با B_i نشان خواهیم داد، رعایت کند. از روابط (۳-۱۰) و (۳-۱۵) معلوم است که در ایجاد کرانه C_{ij} بر روی تابع حلقه I_i ، علاوه بر b_{ij} که مستقیماً دخیل می‌باشد d_{ij} اثر می‌گذارد. از آنجا که هر یک از این b_{jk} ها بنوبه خود در ایجاد کرانه C_{kj} بر روی تابع حلقه I_j مؤثر است، روشن می‌شود که کرانه‌های (محدودیت‌های) موجود بر روی توابع حلقه مختلف دارای تأثیر متقابل می‌باشند. بعنوان مثال اگر b_{ij} کاهش داده شود، کرانه C_{ij} بر روی I_i سخت‌تر می‌شود، چون کران عملکردی سیستم تک حلقه‌ای با t_{ij} سخت‌تر می‌شود؛ در عوض کرانه $k=1, 2, \dots, n; k \neq i$ C_{kj} (بر روی I_k) متناظر آسانتر می‌شود، چون اغتشاش وارده به سیستم تک حلقه‌ای متناظر با t_{kj} کاهش می‌یابد.

البته بدهی است که کاهش b_{kj} ، اهداف طراحی رانقض نخواهد کرد اما اینکه این عمل چه فایده‌ای می‌تواند داشته باشد از شرح زیر معلوم می‌شود. فرض کنیم که C_{ij} به ازای یک j معین، کرانه غالب برای I_i نباشد ($C_{ij} \neq B_i$). در نتیجه I_i که مجبور به رعایت کرانه B_i است بناچار از کرانه C_{ij} فاصله خواهد داشت و $\max |t_{ij}|$ حاصله از طراحی نیز کوچکتر از b_{ij} خواهد بود. حال که قرار است $\max(t_{ij})$ کوچکتر از b_{ij} باد (بعلت محدودیت بیشتری که t_{ik} ها به ازای $k=1, 2, \dots, n, k \neq j$ روی I_i می‌گذارند) پس چه بهتر که b_{ij} را کاهش دهیم تا شاید بتوانیم به سایر حلقه‌ها کمک کنیم. بدین منظور b_{ij} تا حدی کاهش می‌دهیم که C_{ij} به B_i برسد. این میزان کاهش B_i ، b_{ij} را تغییر نمی‌دهد و هیچگونه محدودیت اضافی برای I_i ایجاد نخواهد شد اما این کاهش b_{ij} ، سبب کاهش $k=1, 2, \dots, n; k \neq i$ و در نتیجه آسانتر شدن C_{kj} خواهد شد. در صورتیکه

برخی از این C_{kj} ها کرانه غالب برای l_k متناظر باشند ($B_k = C_{kj}$) اصلاح مزبور منجر به آسانتر شدن B_k و در نتیجه کاهش محدودیت l_k خواهد شد.

بدین طریق دیده می‌شود که در برخی موارد می‌توان با اصلاح کرانه‌های عملکردی b_{ij} ، محدودیت‌های برخی از حلقه‌ها و در نتیجه بهره و پهنای باند لازم برای آنها را کاهش داد بدون اینکه این امر فشاری بر سایر حلقه‌ها وارد کند. تعادل حالتی است که نتوان محدودیت‌های هیچکدام از توابع حلقه را بدون افزایش محدودیت یک یا چند تابع حلقه دیگر کاهش داد. براحتی استدلال می‌شود که شرط لازم و کافی برای تعادل این است که کرانه‌های C_{ij} به ازای یک z معین، کرانه‌های غالب برای l_k باشند. معلوم است که متناظر با n مقدار ممکن برای z (متناظر با n ستون در سیستم‌های تک حلقه‌ای معادل) n حالت تعادل می‌توانیم داشته باشیم. لازم است تأکید شود که تنها اصلاح مجاز، کاهش b_{ij} (حداکثر به اندازه $b_{ij} - a_{ij}$) می‌باشد (البته افزایش a_{ij} هم مجاز است اما هرگز فایده‌ای در بر ندارد!). در واقع ایجاد تعادل، تلاش برای کاهش فوق طراحی ناشی از طراحی غیرهمزمان عناصر ماتریس جبران ساز است.

در برخی موارد ممکن است که بنا به ملاحظات عملی مایل باشیم بهره و پهنای باند یک حلقه مشخص را بیش از آنچه با ایجاد تعادل میسر است، کاهش دهیم. در اینگونه موارد ناچاریم که برای کمک به این حلقه به سایر حلقه‌ها فشار وارد کنیم و در ازای کاهش بهره لازم برای این حلقه، بهره لازم برای برخی دیگر از حلقه‌ها را افزایش دهیم. این عمل مصالحه نامیده می‌شود و اسلوب انجام آن شبیه ایجاد تعادل است با این تفاوت که در اینجا میزان اصلاح b_{ij} ها توسط طراح و برحسب شرایط مسئله تعیین می‌شود. در واقع انتخاب یک ستون موجود برای ایجاد تعادل نیز مصالحه بحساب می‌آید.

آنچه در مورد تعادل و مصالحه بیان شد برای هر فرکانس طراحی بطور مستقل قابل انجام است. این مباحث علیرغم پیچیدگی ظاهری، بسادگی قابل برنامه‌نویسی است. تعادل و مصالحه بمعنی

ایجاد ارتباط و همزمانی در تعیین کرانه‌های توابع حلقه مختلف می‌باشد. بحث‌هایی شبیه آنچه در بخش ۲-۵ ارائه شد، برای حالت MIMO نیز مطرح است اما همانگونه که در آنجا بیان شد، بعلت پیچیدگی زیاد در پیاده سازی این بحثها، در عمل از آن استفاده نمی‌کنیم.

در فرکانسهای بالا، تعیین کرانه‌ها ساده‌تر می‌شود و بنوبه خود مباحث تعادل و مصالحه نیز راحت‌تر قابل بررسی و انجام است. در این فرکانسها بعلت کوچکی زیاد a_{ij} های متناظر با t_{ij} های متداخل، از آنها صرفنظر می‌شوند، در این صورت ردیابی ورودی فرمان در سیستم تک حلقه ای متناظر با t_{ij} محدودیتی ایجاد نخواهد کرد و تنها مسئله دفع اغتشاش مطرح است یعنی در فرکانسهای بالا تمام کرانه‌های C_{ij} از نوع D خواهد بود. بعلت صرفنظر از a_{ij} ها، در کاهش b_{ij} ها محدودیتی وجود ندارد. براحتی استدلال می‌شود که اصطلاح بهینه b_{ij} ها بگونه‌ای است که برای هر $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ داشته باشیم $B_i = C_{ij}; j = 1, 2, \dots, n$ یعنی برای هر i دلخواه، همه t_{ij} ها محدودیت یکسانی روی i ایجاد کنند. بعنوان مثال ساده حالت 2×2 را در نظر می‌گیریم. کرانه‌های فرکانس بالا عبارتست از

$$\begin{cases} C_{11}: \left| \frac{1}{1+l_1} \right| \leq \frac{q_{12} b_{11}}{q_{11} b_{21}}; C_{12}: \left| \frac{1}{1+l_1} \right| \leq \frac{q_{12} b_{12}}{q_{11} b_{22}} \\ C_{21}: \left| \frac{1}{1+l_2} \right| \leq \frac{q_{21} b_{21}}{q_{22} b_{11}}; C_{22}: \left| \frac{1}{1+l_2} \right| \leq \frac{q_{21} b_{22}}{q_{22} b_{12}} \end{cases} \quad (3.1-3)$$

واضح است که با اصلاح b_{ij} ها تحت شرط $b_{ij} \leq b_{ijn}$ و بنحوی که

$$\frac{b_{11n}}{b_{21n}} = \frac{b_{12n}}{b_{22n}} \quad (3.2-3)$$

خواهیم داشت: $B_1 = C_{11} = C_{12}; B_2 = C_{21} = C_{22}$. در سیستم‌های $n \times n$ به ازای $n > 2$ نیز در صورتیکه v_{ij}

در فرکانسهای بالا تقریباً مستقل از نامعینی باشد، می‌توان اصلاحات لازم را از حل یک

دستگاه معادلات جبری خطی بدست آورد.

در انتهای این بخش اشاره داریم به مسئله مینیمم‌فاز بودن طراحی و تأثیری که صرفنظر از a_{ij} در فرکانسهای بالا بر روی آن دارد. مانند حالت SISO اگر فرآیند غیر مینیمم‌فاز باشد، سیستم حلقه بسته نیز غیر مینیمم‌فاز خواهد بود. در این صورت عملکرد قابل دستیابی محدود است و برای طراحی دقیق باید در کنار مشخصات دامنه از مشخصات فاز نیز استفاده نمود. اگر فرآیند مینیمم‌فاز باشد، هر چند که در جفتهای متداخل مینیمم‌فاز بودن تضمین شده نیست* اما بطور شهودی می‌توان انتظار داشت که صفرهای غیرمینیمم‌فاز در صورت وجود دور از مبدأ باشند و سیستم اصطلاحاً بطور غالب مینیمم‌فاز^۱ باشد {۲۵}. احتمال وجود صفرهای غیرمینیمم‌فاز در جفتهای متداخل را می‌توان با افزایش فرکانسی که در آن از a_{ij} ها صرفنظر می‌کنیم، کاهش داد اما این عمل می‌تواند منجر به شرایط سخت‌تری بر روی توابع حلقه و افزایش پهنای باند آنها بشود. در جفتهای نامتداخل نیز مینیمم‌فاز بودن فاقد اهمیت است.

* یکی از نتایجی که می‌توان از {۲۳} گرفت این است که در حالت خاص سیستم 2×2 نامتداخل و با فرض مینیمم‌فاز بودن Q_{ij} ، طراحی پایدار تک‌تک حلقه‌ها، مینیمم‌فاز بودن عناصر قطری متداخل را تضمین خواهد کرد.

^۱ - Dominantly minimum phase

۳-۴-۴ شرط غلبه قطری و اصلاح آن

یک شرط لازم برای امکان طراحی به روش شاوردر، شرط غلبه قطری در فرکانسهای بالاست {۲۵}. در این بخش با مرور این شرط، آنرا به شرط لازم و کافی تبدیل خواهیم نمود. فرض کنیم در فرکانسهای بالا b_{ij} ها بصورت بهینه اصلاح شده‌اند (۳-۴-۳). جهت دستیابی به شرط غلبه قطری کافی است روابط متناظر با کرانه‌های r_{cij} به ازای یک z معین و $i = 1, 2, \dots, n$ (کرانه‌های متناظر با یک ستون از T) با یکدیگر ترکیب کنیم. در ادامه این بخش بدون کاستن از کلیت مطلب، همواره از ستوم اول ($z = 1$) استفاده خواهیم کرد. ابتدا توجه خود را به حالت 2×2 معطوف می‌کنیم. شرط غلبه قطری در حالت 2×2 را می‌توان با حذف $\frac{b_{11}}{b_{21}}$ از روابط متناظر با کرانه‌های C_{11} و C_{21} در رابطه (۳-۳۱) و نیز با توجه به اینکه در فرکانسهای بالا a_1 و a_2 به سمت صفر میل می‌کنند، بدست آورد

$$\left| \frac{q_{12}}{q_{11}} \cdot \frac{q_{21}}{q_{22}} \right| \geq 1 \quad ; \forall P \in P_N \quad (33-3)$$

این شرط باید برای فرکانسهای بالاتر از یک فرکانس ω_H و به ازای تمام $P \in P_N$ برقرار

باشد و یا بطور معادل و بر حسب عناصر P^{-1}

$$|p_{1\bar{1}} p_{2\bar{2}}| \geq |p_{1\bar{2}} p_{2\bar{1}}| \quad ; \omega > \omega_H \quad ; \forall P \in P_N \quad (34-3)$$

(در حالت 2×2 می‌توان P_{ij} را با P_{ij}^{-1} جایگزین کرد.) گرچه این یک شرط لازم است اما

می‌توان شرط لازم و کافی را نیز بدست آورد. شرط لازم فوق از روابط تعیین کننده کرانه‌های توابع

حلقه a_1 و a_2 بدست آمده است اما نکته در این است که تعیین کرانه‌ها برای تک‌تک حلقه‌ها بطور

جداگانه بر روی مجموعه P_N انجام می‌شود.

ابتدا تعریف می‌کنیم $e_{ij} = \frac{b_{ij}}{b_{jj}}$ ؛ $m_{ij} = \min \left\{ \left| \frac{q_{ij}}{q_{jj}} \right| \mid P \in P_N \right\}$. برای اینکه طراحی قابل انجام

باشد (کرانه C_{ij} در فرکانسهای بالا منحنی بسته‌ای شود) باید سمت چپ روابط متناظر با

کرانه‌های C_{ij} در رابطه (۳-۳۱) بزرگتر از یک باشد (البته در حالت برابر با یک، کرانه مربوطه منحنی بسته نخواهد بود بلکه به شکل $\cap$ می‌باشد اما باز هم می‌توان تابع حلقه را طراحی کرد). بنابراین متناظر با C_{11} و C_{21} لازم است که

$$m_{1r} \cdot \frac{1}{e_{r1}} \geq 1 \quad ; \quad m_{r1} \cdot e_{r1} \geq 1 \quad (۳-۳۵)$$

یا

$$m_{1r} \geq e_{r1} \geq \frac{1}{m_{r1}} \quad (۳-۳۶)$$

و در نتیجه

$$m_{1r} \cdot m_{r1} \geq 1 \quad (۳-۳۷)$$

یا به بیان دیگر

$$\left| \frac{q_{1r}}{q_{11}} \right|_{\min} \cdot \left| \frac{q_{r1}}{q_{r2}} \right|_{\min} \geq 1 \quad (۳-۳۸)$$

توجه شود که عبارت سمت چپ رابطه (۳-۳۳) به ازای هر $P \in P_N$ جاگذاری می‌شود اما دو جزء عبارت سمت چپ رابطه (۳-۳۸) هر یک جداگانه به ازای هر $P \in P_N$ جاگذاری می‌گردد و از اینرو (۳-۳۸) می‌تواند محدود کننده تر از (۳-۳۳) باشد. مثال ساده زیر این مطلب را بخوبی روشن می‌کند.

مثال ۳-۱ فرآیند زیر را در نظر می‌گیریم

$$P = \begin{bmatrix} 3 & k \\ \frac{1}{k} & 1 \end{bmatrix} ; \quad k \in [k_{\min}, k_{\max}]$$

مستقل از میزان نامعینی پارامتر k ، شرط (۳-۳۳) برقرار است اما شرط (۳-۳۸) لازم می‌دارد که:

$$\frac{1}{k_{\max}} \cdot \frac{3}{\frac{1}{k_{\min}}} \geq 1 \Rightarrow \frac{k_{\max}}{k_{\min}} \leq 3$$

و در غیر این صورت طراحی به روش شاوردر میسر نیست.

شرط - (۳-۳۸) شرط کافی نیز می‌باشد. برای اثبات شرط کافی بودن این شرط باید نشان دهیم که اگر (۳-۳۷) برقرار باشد طراحی امکان پذیر است. بدین منظور (۳-۳۷) را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم

$$m_{12} \geq \frac{1}{m_{21}} \quad (۳-۳۹)$$

با کاهش b_{ij} یا b_{ji} می‌توان e_{ij} ($j \neq i$) را برابر هر عدد حقیقی مثبت دلخواه انتخاب کرد. از اینرو می‌توان e_{21} را با توجه به (۳-۳۵) چنان انتخاب کرد که (۳-۳۶) برقرار باشد (۳-۳۶)، (۳-۳۵) بدست می‌آید و (۳-۳۵) نشان می‌دهد که کرانه‌های C_{11} ، C_{21} منحنی‌های بسته (یا در حالت خاص $\cap$ شکل) هستند و در نتیجه طراحی امکان پذیر است گرچه (۳-۳۸) شرط کافی است اما در برخی موارد لازم است که برای ایجاد امکان طراحی بر برخی از حلقه‌ها فشار وارد شود. این نکته را با مثال توضیح می‌دهیم.

مثال ۳-۲ مثال ۳-۱ را در نظر می‌گیریم. فرض می‌کنیم

$b_{ij} = b$; $i, j = 1, 2$ و $k \in \{1, 2\}$ در این صورت کرانه‌ها متعادل است اما

$$m_{12} \cdot \frac{1}{e_{21}} = \frac{1}{2} < 1 \quad ; \quad m_{21} \cdot e_{21} = 3 > 1$$

بنابر این C_{11} یک منحنی باز است (در تمام فازها مقدار محدودی دارد) لذا l_1 قابل طراحی نیست. برای ایجاد امکان طراحی در حلقه اول لازم است که با تنظیم b_{ij} ها، تا حدی به حلقه دوم فشار وارد کنیم (مصالحه).

برای ایجاد امکان طراحی در حالت 2×2 باید (۳-۳۵) برقرار باشد. در موارد مانند مثال

فوق که شرط (۳-۳۸) برقرار است اما شرط (۳-۳۵) برقرار نیست باید با اصلاح b_{ij} ها

امکان طراحی را فراهم کرد b_{ij} های اصلاح شده را b_{ijn} نامیده و تعریف می کنیم $e_{ijn} = \frac{b_{ijn}}{b_{ijn}}$ برای

ایجاد امکان طراحی لازم است که e_{21n} را چنان انتخاب کنیم که (۳-۳۶) برقرار باشد. بعنوان

مثال اگر بخواهیم کرانه های دو حلقه درفرکانسهای بالا مشابه باشند باید

$$m_{12} \cdot \frac{1}{e_{21n}} = m_{21} \cdot e_{21n} \quad (۳-۴۰)$$

یا

$$e_{21n} = \sqrt{\frac{m_{12}}{m_{21}}} = \left(\frac{\left| \frac{q_{12}}{q_{11}} \right|_{\min}}{\left| \frac{q_{21}}{q_{22}} \right|_{\min}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (۳-۴۱)$$

برای متعادل بودن کرانه ها باید اصلاح مشابهی برای ستون دوم انجام شود. از رابطه (۳-۳۱)

براحتی معلوم می شود که این اصلاح چنین باید باشد

$$e_{12n} = \frac{1}{e_{21n}} \quad (۳-۴۲)$$

مثال ۳-۳ را در نظر می گیریم. می خواهیم که کرانه های دو حلقه در فرکانسهای بالا

مشابه باشند. از (۳-۴۱) و (۳-۴۲) داریم

$$e_{21n} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2}}{3}} = \frac{1}{\sqrt{6}}; e_{12n} = \sqrt{6}$$

با توجه به اینکه b_{ij} برابر فرض شده و تنها مجاز به کاهش b_{ij} ها هستیم، اصلاح لازم چنین خواهد

بود

$$\begin{cases} b_{11n} = b_{11} & ; & b_{12n} = b_{12} \\ b_{21n} = \frac{b_{11}}{\sqrt{6}} & ; & b_{22n} = \frac{b_{12}}{\sqrt{6}} \end{cases}$$

با انجام چنین اصلاحی خواهیم داشت

$$B_1 = C_{11} = C_{12} : \left| \frac{1}{1+l_1} \right| \leq \sqrt{\frac{3}{2}} \quad ; \quad B_2 = C_{21} = C_{22} : \left| \frac{1}{1+l_2} \right| \leq \sqrt{\frac{3}{2}}$$

بدین ترتیب با سخت‌تر کردن کرانه حلقه دوم، امکان طراحی برای حلقه اول فراهم می‌شود.

آنچه گفته شد برای حالت کلی $n \times n$ نیز قابل تعمیم است. بعنوان یک مثال دیگر، حالت

3×3 را در نظر می‌گیریم. با توجه به اینکه در فرکانسهای بالا $l_1 \approx l_2 \approx l_3 \approx 0$ ، از روابط کرانه‌های

متناظر با ستون اول T ($C_{i1}; i = 1, 2, 3$) شرط زیر به دست می‌آید

$$\begin{cases} \frac{|q_{11}|}{b_{11}} \left(\frac{b_{r1}}{|q_{1r}|} + \frac{b_{r1}}{|q_{1r}|} \right) \leq 1 & \text{الف)} \\ \frac{|q_{22}|}{b_{r1}} \left(\frac{b_{11}}{|q_{r1}|} + \frac{b_{r1}}{|q_{r1}|} \right) \leq 1 & \text{ب)} \\ \frac{|q_{33}|}{b_{r1}} \left(\frac{b_{11}}{|q_{r1}|} + \frac{b_{r1}}{|q_{r1}|} \right) \leq 1 & \text{ج)} \end{cases} \quad (3-43)$$

با حذف b_{11} ، b_{21} و b_{31} از این روابط شرط لازم زیر در فرکانسهای بالا امکان طراحی بدست می

آید [۶۲، ۱۵۲].

$$\begin{aligned} |p_{1\bar{1}} p_{2\bar{2}} p_{3\bar{3}}| &\geq |p_{1\bar{1}} p_{2\bar{2}} p_{3\bar{2}}| + |p_{1\bar{1}} p_{2\bar{2}} p_{3\bar{3}}| + |p_{1\bar{1}} p_{2\bar{3}} p_{3\bar{2}}| \\ &+ |p_{1\bar{2}} p_{2\bar{2}} p_{3\bar{3}}| + |p_{1\bar{2}} p_{2\bar{3}} p_{3\bar{3}}|; \forall P \in P_N \end{aligned} \quad (3-44)$$

شرط لازم و کافی برای امکان پذیری طراحی، مانند حالت 2×2 بدست می‌آید. جهت

دستیابی به این شرط باید توجه کرد که هر کدام از شرطهای رابطه (۳-۴۳) باید جداگانه روی

مجموعه P_N برقرار باشد.

P_c, P_b, P_a را به ترتیب عناصری از P_N تعریف می‌کنیم که سمت چپ روابط

(۳-۴۳) الف)، (۳-۴۳) ب) و (۳-۴۳) ج) را حداکثر می‌کنند. با جاگذاری P_c, P_b, P_a در روابط

متناظرشان در (۳-۴۳)، روندی را که از (۳-۴۳) به (۳-۴۴) رسیده ایم تکرار می‌کنیم

. نتیجه چنین خواهد بود.

$$\begin{aligned} |p_{11a}p_{22b}p_{33c}| \geq & |p_{11a}p_{23b}p_{32c}| + |p_{12a}p_{21b}p_{33c}| + |p_{12a}p_{23b}p_{31c}| \\ & + |p_{13a}p_{22b}p_{31c}| + |p_{13a}p_{21b}p_{32c}| \quad ; \forall P \in P_N \end{aligned} \quad (45-3)$$

که در آن

$$P_{iju}^- = P_{ij}^- |_{P=P_u} \quad (46-3)$$

کافی بودن این شرط را می توان مانند حالت 2×2 ثابت کرد که در اینجا جهت اختصار از آن صرفنظر نموده و به ذکر این نکته بسنده می کنیم که برای اثبات کافی بودن شرط فوق از دو درجه آزادی موجود $(n-1)$ درجه آزادی در حالت $n \times n$ در انتخاب e_{31}, e_{21} استفاده می شود. شرط غلبه قطری در فرکانسهای بالا نتیجه قطری بودن G و طراحی مستقل از هم عناصر آن است. در بخش ۳-۵ خواهیم دید که اگر از نتایج طراحی g_i قبلی در طراحی g_i بعدی استفاده شود، این محدودیت برداشته خواهد شد.

۳-۵ طراحی MIMO QFT به روش ترتیبی (اصلاح شده)

در این روش، شبیه روش شاوردر مسئله MIMO مربعی $n \times n$ به n^2 مسئله MISO تک حلقه ای معادل تبدیل می شود و با فرض G قطری، طراحی توابع حلقه بطور جداگانه انجام می شود؛ با این تفاوت که طراحی های انجام شده در حلقه های قبلی در طراحی حلقه بعدی منظور می شود و بدین ترتیب فوق طراحی کاهش می یابد. ایده روش شباهت زیادی به حذف گوسی دارد. فرض می کنیم که ترتیب طراحی حلقه ها همان ترتیب سطری در G و F باشد. این فرض محدود کننده نیست زیرا می توان شماره گذاری ورودی و خروجی را بدون خدشه دار شدن اصل مطلب تغییر داد. طراحی حلقه اول شبیه روش شاوردر انجام می شود. در طراحی حلقه دوم، f_{ij}, g_i های طرح شده در مرحله قبل، در روابط طراحی دخالت داده می شود؛ در حالیکه بعلت عدم اطلاع از طراحی حلقه های بعدی (محدودیت ذاتی روشهای ترتیبی)، مجبور به استفاده از

بدترین حالت (متناظر با کرانه‌های تعریف شده برای عملکرد سیستم حلقه بسته) برای توابع تبدیل متناظر با آن حلقه ها هستیم . با ادامه مرحله به مرحله طراحی ، فوق طراحی ناشی از عدم اطلاع از طراحی حلقه های بعدی کاهش می یابد تا اینکه در مرحله آخر (n ام) طراحی کاملاً حذف می شود . اثبات اینکه طراحی انجام شده برای سیستم های تک حلقه ای معادل یک طراحی مطلوب برای سیستم مربعی اصلی است ، نیاز به قضیه خاصی ندارد و بطور بازگشتی از مرحله آخر به مرحله اول براحتی قابل استدلال است .

۳-۵-۱ سیستم های تک حلقه ای معادل

در مرحله اول طراحی (حلقه اول) روابط طراحی روش شاور بکار می رود . در طراحی حلقه دوم از فرآیند معادلی که از فرآیند اصلی و g_1 طرح شده بدست می آید ، استفاده می گردد . فرآیند معادل در مرحله دوم چنین تعریف می شود .

$$\frac{1}{q_{ij}^s} = \frac{1}{q_{ij}^1} - \frac{q_{i1}^1}{q_{i1}^1 q_{1j}^1 (1 + l_1^s)} ; i = 2, 3, \dots, n ; j = 1, 2, \dots, n \quad (3-47)$$

که در آن

$$P^{-1} = \left[\frac{1}{q_{ij}^1} \right] ; l_1^s = g_1 q_{11}^1 \quad (3-48)$$

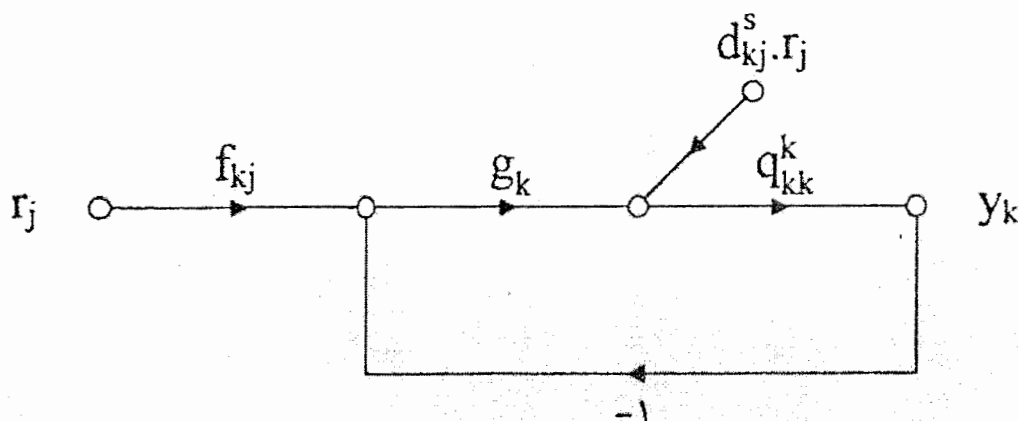
بر این اساس روابط طراحی در مرحله دوم چنین خواهد بود

$$t_{rj} = \frac{l_r^s}{1 + l_r^s} f_{rj} + \frac{q_{rr}^r}{1 + l_r^s} d_{rj}^s ; j = 1, 2, \dots, n \quad (3-49)$$

که در آن

$$d_{vj}^s = -\frac{f_{vj}}{q_{vj}^s} - \sum_{i=1}^n \frac{t_{ij}}{q_{vi}^s} ; l_v^s = g_v q_{vv}^s \quad (50-3)$$

روابط فوق را می توان بصورت سیستم های معادل شکل ۳-۳ نشان داد . متناظر با این n سیستم معادل ، g_2 و f_{2j} ها طراحی می شود . به همین ترتیب در مرحله k ام طراحی ، از فرآیند معادلی که برحسب فرآیند معادل مرحله $(k-1)$ ام و g_{k-1} (یا به بیان دیگر بر حسب فرآیند اصلی و g_i ; $i = 1, 2, \dots, k-1$) تعریف می شود ، استفاده می گردد . فرآیند معادل در مرحله k ام چنین تعریف می شود .



شکل ۳-۳ سیستم تک حلقه ای معادل در مرحله دوم طراحی (متناظر با t_{2j})

$$\frac{1}{q_{ij}^k} = \frac{1}{q_{ij}^m} - \frac{q_{mm}^m}{q_{im}^m q_{mj}^m (1 + l_m^s)} ; i = k, k+1, \dots, n ; j = 1, 2, \dots, n \quad (51-3)$$

که در آن

$$l_m^s = g_m q_{mm}^m ; m = k-1 \quad (52-3)$$

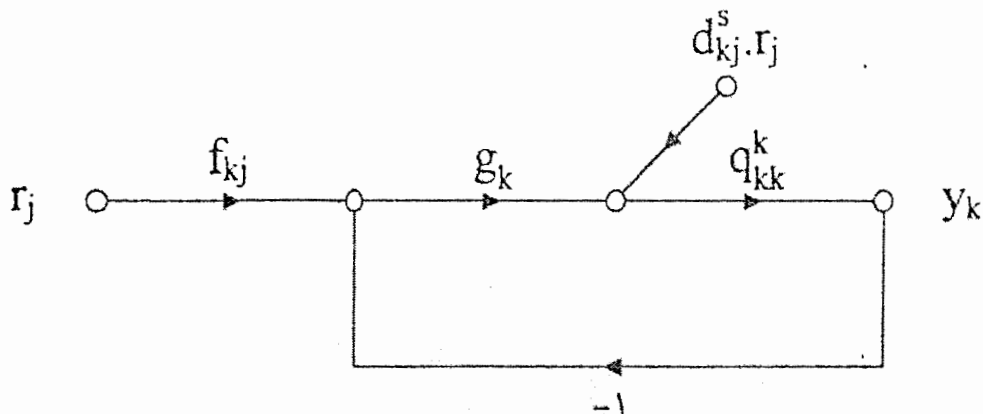
روابط طراحی در مرحله k ام چنین خواهد بود

$$t_{kj} = \frac{l_k^s}{1 + l_k^s} f_{kj} + \frac{q_{kk}^k}{1 + l_k^s} d_{kj}^s ; j = 1, 2, \dots, n \quad (53-3)$$

که در آن

$$d_{kj}^s = -\sum_{i=1}^{k-1} \frac{f_{ij}}{q_{ki}^k} - \sum_{i=k+1}^n \frac{f_{ij}}{q_{ki}^k} ; l_k^s = g_k q_{kk}^k \quad (۵۴-۳)$$

این روابط را می توان بصورت سیستم های معادل شکل ۳-۴ نشان داد .



شکل ۳-۴ سیستم تک حلقه ای معادل در مرحله kام طراحی (متناظر با t_{kj})

معلوم است که در این روش ، ترتیب طراحی حلقه ها در نتیجه طراحی مؤثر می باشد . نظر به اینکه زمینه فوق طراحی در هر مرحله نسبت به مراحل قبلی کاهش می یابد ، یک پیشنهاد این است که انتخاب ترتیب ، عاملی برای مصالحه بین حلقه ها باشد . بر این اساس در هر مرحله حلقه ای برای طراحی انتخاب می شود که بواسطه نامعینی کمتر و یا محدوده عملکرد مطلوب وسیع تر ، پهنای باند کمتری طلب کند و یا افزایش بهره (پهنای باند) آن از اهمیت نسبی کمتری برخوردار باشد . اما جدای از امکان مصالحه ، برخی ترتیبها فوق طراحی کمتری ایجاد می کند . از این نظر ، یک روش بهتر ولی پر زحمت تر این است که ابتدا طراحی را به روش شاوردر انجام دهیم و بر اساس نتایج طراحی که نشاندهنده میزان فوق طراحی در حلقه های مختلف است ، طراحی روش ترتیبی را از حلقه هایی شروع کنیم که فوق طراحی روش شاوردر در آنها کمتر ظاهر می شود . بدین ترتیب مزیت روش ترتیبی (استفاده از طراحی های قبلی) برای جای

صحیح و مفید آن (حلقه هایی که روش شاوردر فوق طراحی بیشتری ایجاد می کند) ذخیره می شود .

امکان مصالحه بین حلقه ها در روش ترتیبی ضعیفتر (مبهم تر) از روش شاوردر است اما دیگر شرط غلبه قطری وجود ندارد . در واقع برای چارچوب G قطری و طراحی غیر همزمان عناصر آن ، روش ترتیبی مرز قابلیت های طراحی است . در عین حال استفاده از روش ترتیبی برای فرآیندهای دارای تداخل زیاد از نظر هزینه فیدبک کار مناسبی نیست و برای کاهش هزینه فیدبک بهتر است که از امکانات G نیز استفاده شود (۳-۳) . بعنوان مثال ، [۳۲] مثالهای حل شده به روش QFT در [۳۳] را از یک روش چرخشی با هزینه فیدبک کمتری طراحی کرده اند . البته در [۳۲] طراحی [۳۴] اشتباه نقل شده است و اختلاف هزینه طراحی ها به اندازه ای که [۳۲] تا حد زیادی شبیه روش EDAM (بخش ۳-۴-۱) است و مشکلاتی شبیه آن دارد (فوق طراحی در قطع کامل ارتباط بین مجموعه نامعینی فرآیند و محدوده عملکرد مطلوب و عدم امکان بکارگیری G کامل ، هزینه طراحی را نسبت به حالت G قطری تا حد زیادی کاهش می دهد ، کاملاً صحیح است .

[۳۵] نشان داده است که معکوس سازی ماتریس تابع تبدیل فرآیند در روش ترتیبی ، امری غیر لازم است و می توان بدون معکوس سازی هم طراحی مشابهی انجام داد (روش مستقیم) . روش مستقیم از نظر ریاضی معادل روش ترتیبی است و مزیت آن نسبت به روش ترتیبی این است که از انجام محاسبات اضافی بر روی توابع تبدیل جلوگیری شده و کارایی عددی افزایش می یابد .

۳-۵-۲ کرانه ها و تعیین تحلیلی آنها

روابط محاسبه کرانه ها شبیه روش شاوردر است ؛ تنها کافی است که در k امین مرحله

اصلی طراحی (طراحی k امین تابع حلقه) دو اصلاح زیر انجام شود

الف - جایگزینی q_{kj} با q_{kl}^k در تمام روابط .

ب - جایگزینی d_{kje} با d_{kje}^s در تمام روابط . d_{kje}^s از رابطه زیر بدست می آید .

$$d_{kje}^s = \left| \sum_{i=1}^{k-1} \frac{f_{ij}}{q_{ki}^k} \right| + \sum_{i=k+1}^n \frac{b_{ij}}{|q_{ki}^k|} \quad (55-3)$$

در (۵۵-۳) بعلت معلوم بودن فاز نسبی جملات داخل مجموع اول علامت اندازه بر روی کل مجموع گذاشته شده است . با انجام تغییرات لازم در روابط محاسبه کرانه های AB و D برای روش شاور بر اساس دو اصلاح فوق ، روابط محاسبه این کرانه ها برای روش ترتیبی بدست خواهد آمد . برای پایداری سیستم MIMO اصلی کافی است که تک تک حلقه ها پایدار طراحی شوند [۲۱] . کرانه پایداری هر تابع حلقه کاملاً شبیه SISO ([۱۶]) محاسبه می شود . برای مینیمم فاز بودن عناصر قطری T در سیستم های نامتداخل ، [۳۴] یک شرط اضافی در طراحی توابع حلقه ارائه کرده است (این شرط کرانه پایداری محاسبه می شود و آن را کرانه E می نامیم .

۳-۶ μ در برابر QFT

μ [۷] و QFT [۱،۳] دو روش مطرح در کنترل مقاوم اند که با نام پایه گذاری خود ، دوئل و هورویتز عجین شده اند . دوئل و هورویتز انتقادات متعددی نسبت به روشهای یکدیگر ایراد کرده اند [۱۰] . برخی از انتقادات مطرح شده در [۱۰] ناشی از سوء تعبیر بوده است که تا حد زیادی در [۳۶] تبیین شده است . علاوه بر این تا کنون اشکالات مربوط به برخی از این انتقادات متقابل ، مرتفع شده است . اما بعلت عدم تشریح ریشه اصلی برخی از این انتقادات ، ارزیابی صریحی از مزایا و معایب این دو روش صورت نگرفته است ؛ از جمله اینکه تأثیر نحوه کار با همبستگی بین نامعینی فرآیند Δ_p و تفرانس عملکرد Δ_T مورد مذاقه قرار نگرفته است . در اینجا ضمن تجلیل از نقش ارزنده دوئل و هورویتز بعنوان دو شخصیت ممتاز در پیشبرد تئوری کنترل ، برآنیم تا با گردآوری نظرات مختلف و ارائه برخی نکات جدید ، از دیدگاهی بنیانی به مقایسه ای روشن بین دو روش μ و QFT دست یابیم.

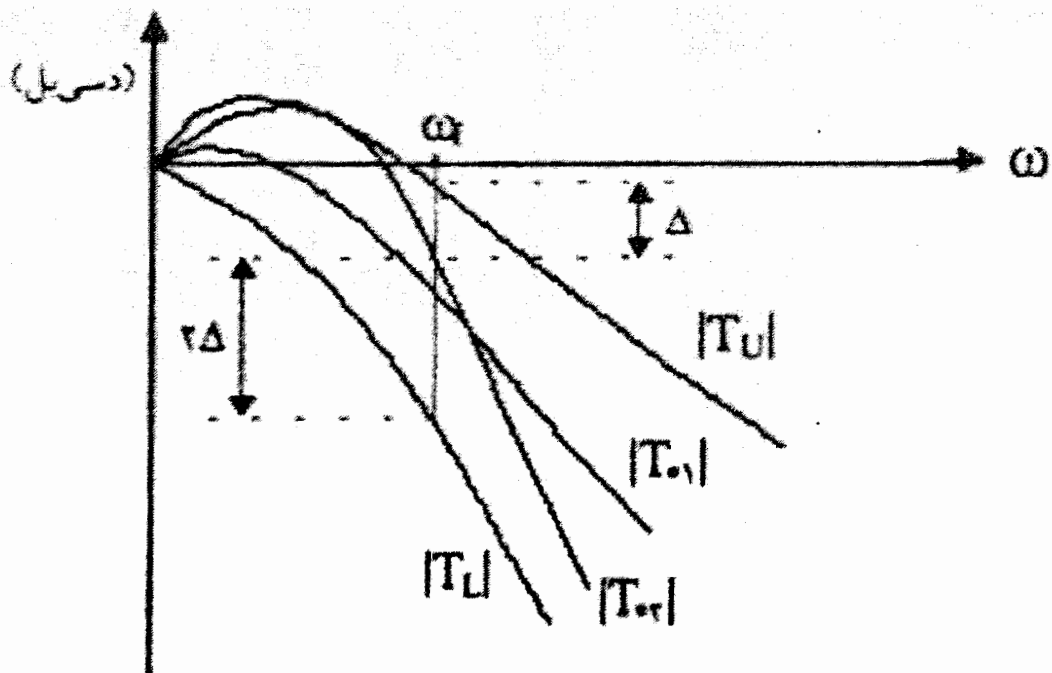
فوق طراحی در MIMO QFT از دو علت ناشی می شود : قطری بودن جبران ساز G و طراحی غیر همزمان عناصر آن ؛ این هزینه ای است که باید برای سادگی (کاهش پیچیدگی طراحی MIMO به طراحی تک حلقه ای) ، شفافیت (کار مستقیم روی عناصر جبران ساز و مصالحه بین حلقه ها و نیز اهداف کنترلی) و همچنین دید جزئی روی تک تک عناصر ماتریس تابع تبدیل پرداخته شود . در حال حاضر یک زمینه عمده تلاش تحقیقاتی در QFT ، بکارگیری امکانات جبران ساز کامل (و نه قطری) است که موفقترین آن تا بحال QNA بوده است (بخش ۳-۳) .

یک مشکل QFT ، رشد نمایی حجم محاسبات لازم بر حسب میزان (تعداد پارامترهای) نامعینی است . در پاسخ به این انتقاد باید گفت که بر اساس تجربیات طراحی موجود ، در عمل مشکلی پیش نمی آید ؛ اما ریشه این مشکل نه توسط منتقدین و نه توسط حامیان QFT مورد توجه قرار نگرفته است . در واقع این هزینه محاسباتی در ازای لحاظ کردن همبستگی بین Δ_T و Δ_P ایجاد شده است . در QFT تک حلقه ای ، این همبستگی بطور کامل در طراحی وارد می شود و مانع از فوق طراحی می گردد. در MIMO QFT ، همبستگی بین بخشی از Δ_P و Δ_T که مربوط به حلقه در حال طراحی است و نیز (در روش ترتیبی) بخشی از آنها که مربوط به حلقه هایی است که قبلاً طراحی آنها انجام شده است ، در طراحی دخالت داده می شود ؛ اما همبستگی بین بخشی از Δ_P و Δ_T که متناظر با حلقه های هنوز طراحی نشده است ، لحاظ نمی شود (رابطه ۳-۵۴) : جاگذاری t_{ij} با b_{ij} . این فوق طراحی در چارچوب هر روش ترتیبی (غیرهمزمان) اجتناب ناپذیر است ، چون عامل این همبستگی g_i هایی است که هنوز طراحی نشده اند. جالب است که دویل این عمل را بسیار محافظه کارانه می خواند [۵۶] در حالیکه خواهیم دید μ بیش از QFT درگیر این زمینه فوق طراحی است اما در متون μ (و سایر متون) به آن اشاره نمی شود . یک زمینه دیگر تحقیقات جاری در QFT ، کاهش محاسبات لازم در عین دخالت دادن همبستگی بین Δ_P و Δ_T است.

مشکل دیگری که به QFT منتسب می‌شود این است که روشی ابتکاری است. این ویژگی از نظر علاقمندان به کارهای تحلیلی نامطلوب است زیرا روش از نظر تحلیلی تضعیف می‌کند. در حالیکه همین امر قابلیت انعطاف زیادی در مواجهه با شرایط جدید و انطباق با ملاحظات عملی ایجاد می‌کند که از دیدگاه طراحان عملی بسیار مهم است. ریشه هر انتقاد صحیح از MIMO QFT به یکی از چهار مورد فوق برمی‌گردد و با شرح ارائه شده، روشن است که هر یک در قبال چه مزیتی بدست آمده است. مزیت مهم روش μ ، چارچوب محکم ریاضی، قوت تحلیلی زیاد و تعمیم سراسر آن از SISO به MIMO است. قابلیت تحلیلی زیاد در μ و سایر روشهایی که با نرم ماتریس و بردار کار می‌کنند، محققین زیادی را بخود جذب کرده بگونه‌ای که حجم تحقیقات جاری بر روی اینگونه روشها بسیار بیش از QFT می‌باشد. از سوی دیگر همین چارچوب موجب بروز فوق طراحی و مشکلات عدیده‌ای می‌گردد. در μ مسئله عملکرد مقاوم به مسئله پایداری مقاوم تبدیل شده و Δ_T بصورت یک نامعینی مستقل از Δ_P منظور می‌گردد. لحاظ نکردن همبستگی بین Δ_P و Δ_T موجب بروز فوق طراحی در μ می‌شود. این فوق طراحی دو نمود واضح دارد. نمود اول اینکه طراحی حاصله در برابر نامعینی‌هایی مقاوم است که وجود خارجی ندارد. نمود دوم فوق طراحی، حساسیت روش به انتخاب فرآیند نامی است. نمود دوم نیاز به شرح بیشتری دارد.

فرآیند نامی P_0 باید بگونه‌ای انتخاب گردد که $|T_0|$ متناظر با آن در وسط محدوده تغییرات $|T|$ قرار بگیرد (در شکل ۳-۶). جهت روشن شدن این مطلب مثالی در نظر می‌گیریم. فرض کنید که بخواهیم تغییرات $|T|$ حول $|T_0|$ ، $\pm 10\%$ درصد باشد (اینگونه طراحی کمتری در روش μ تنها در حالت SISO آن هم با سعی و خطا روی توابع وزن، مسیر است و در حالت MIMO امکان طراحی کمتری برای تک تک عناصر ماتریس تابع تبدیل فراهم نیست). اگر P_0 چنان انتخاب شده باشد که مثلاً در $\omega = \omega_1$ ، تغییرات $|T|$ حول $|T_0|$ از بالا Δ و از پایین 2Δ باشد (در شکل ۳-۵)، طراحی بگونه‌ای انجام خواهد شد که 2Δ کوچکتر یا مساوی 10% درصد باشد. در این صورت از

سمت پایین به مرز محدوده مجاز خواهیم رسید (البته با احتساب نامعینی‌هایی که وجود خارجی ندارند : نمود اول فوق طراحی) اما از سمت بالا تغییرات به ۵ درصد محدود خواهد شد، درحالی‌که محدوده مجاز آن ۱۰ درصد است و این بمعنی فوق طراحی است . توجه شود که این فوق طراحی ذاتی نیست بلکه با در نظر گرفتن همبستگی بین Δ_r و Δ_f قابل رفع است. از اینرو فرآیند نامی باید بگونه‌ای انتخاب شود که تغییرات $|T|$ حول $|T_0|$ در تمام فرکانسها متقارن باشد (معیار اول) . توجه شود که در حالت کلی دلیلی برای وجود چنین P_0 ای نیست، جدای از اینکه اگر هم باشد روشن نیست که چگونه باید آن را یافت (آن هم در چار چوب محاسبات نرمی). از سوی دیگر فرآیند نامی باید بگونه‌ای انتخاب شود که نامعینی فرآیند Δ_p حداقل نرم ممکن را داشته باشد (معیار دوم) . بدین ترتیب انتخاب فرآیند نامی باید براساس دستیابی همزمان به این دو معیار باشد. در حالت کلی دلیلی برای بهینگی هر دو معیار به ازای یک P_0 معین نیست؛ مضاف براینکه در حالت کلی معیار اول بطور کامل قابل دستیابی نبوده و روش دستیابی به آن مقدار هم که قابل دستیابی است ، معلوم نیست .



شکل ۳-۵ تأثیر انتخاب فرآیند نامی

توجه شود که در QFT فرایند نامی فاقد هرگونه اهمیت است (همچنانکه برای اجتناب از فوق طراحی باید چنین باشد). نشانه واضح آن در حالت MIMO این است که در طراحی هر تابع حلقه l_i می‌توان یک فرایند نامی P_i دلخواه (مستقل از فرایند نامی انتخابی در سایر حلقه‌ها) انتخاب کرد. در حقیقت طراحی l_i معادل طراحی g_i است و P_i هیچ نقشی در نتیجه طراحی ندارد.

هر دو نمود فوق طراحی که شرح داده شد، ناشی از وارد نکردن همبستگی بین Δ_p و Δ_r در طراحی است که این بنوبه خود نتیجه چارچوب انتخاب شده برای طراحی است و در حالت SISO نیز باقیست. چارچوب طراحی در μ علاوه بر فوق طراحی مشکلاتی نیز ایجاد می‌کند که بعضاً از نظر عملی بسیار دردسرزا هستند. مشکل اول این است که با بکارگیری محاسبات نرمی، شفافیت و دید جزیی روی تک‌تک عناصر ماتریس تابع تبدیل از بین می‌رود و معیارهای کلی ماتریسی نمی‌تواند اهداف جزیی را نمایش دهد [۱، ۵]. بعنوان مثال روشن نیست که چگونه می‌توان حداکثر تداخل بین یک خروجی و ورودی نامتناظرش را به یک سطح معین رساند و یا اینکه چگونه می‌توان شرطهایی نظیر توزیع مکانی مناسب صفرها و قطبها در جبران ساز را در طراحی گنجانده؛ در حالیکه این موضوعات از دید طراح عملی بسیار مهم است.

مشکل دوم انتخاب وزنهاست. انتخاب وزنها می‌تواند یک کار مشکل باشد و نیاز به تکرار وزنها (سعی و خطا) داریم [۹]. از این نظر μ همان مشکل کنترل بهینه را دارد. مشکل انتخاب وزنها در حالت MIMO تشدید می‌شود زیرا با گذاشتن یک تابع وزن روی یک ماتریس تابع تبدیل، درجه آزادی در طراحی محدود می‌گردد. مشکل سوم جنبه محاسباتی روش است. سنتز μ از روش چرخشی D-K استفاده می‌کند. جواب حاصله لزوماً بهینه مطلق نیست و می‌تواند بهینه محلی باشد. حل کامل مسئله طراحی μ چیزی است که باید ارائه شود [۳۲]. این مشکل محاسباتی بویژه

در حالت μ مخلوط تشدید می‌شود [۲۴، ۹]. تلاشهای تحقیقاتی در μ تا حد زیادی به بهبود جنبه های محاسباتی الگوریتم‌ها معطوف است [۹].

مشکلات دیگری نیز به μ نسبت داده می‌شود: بالا بودن درجه جبران سازها، مناسب نبودن نیروی کنترلی در طراحی ها و استفاده از ساختار یک درجه آزادی بجای ساختار دو درجه آزادی. اخیراً سعی شده با گنجاندن تابع تبدیل نیروی کنترلی در اهداف طراحی، مشکل نیروی کنترلی رفع شود. البته این عمل مشکل انتخاب وزنها را افزایش می‌دهد. تلاشهایی نیز برای استفاده از ساختار دو درجه آزادی صورت گرفته و می‌توان انتظار داشت که این مشکل بکلی مرتفع شود.

با این فرض که جنبه محاسباتی μ در آینده بنحو خوبی سامان یابد، این فوق طراحی و مشکل‌های اول و دوم است که قابلیت μ را محدود می‌کند که اینها نیز ریشه در چارچوب انتخابی در μ دارند و قابل رفع و رجوع نیستند و هزینه‌ای است که در قبال چارچوب قوی ریاضی پرداخته می‌شود.

[۸] کوشیده است با حل یک مثال SISO ساده با نامعینی پارامتری حقیقی نشان دهد که روش μ مخلوط می‌تواند در SISO به پای روشهای کلاسیک برسد و از آنجا برتری آن را نتیجه گرفته است، زیرا روش μ می‌تواند به مسائل بسیار پیچیده‌تری اعمال شود که روشهای کلاسیک برای آنها قابل اعمال نیست. می‌توان براساس مطالب بیان شده در این بخش نشان داد که این نتیجه گیری معتبر نیست. اولاً مثال حل شده تنها دارای یک پارامتر نامعین (بهره فرآیند) است و حالت خاصی است که نمود دوم فوق طراحی در μ تقریباً می‌تواند بطور کامل حذف شود. ثانیاً در SISO بالاخره می‌توان با سعی و خطای زیاد در تعیین وزنها به نتایج مورد نظر دست یافت، اما مهم این است که روشی ارائه شود که بتواند بطور سیستماتیک طراحی را انجام دهد. مشکل انتخاب وزنها را خود [۸] نیز تذکر داده است. ثانیاً جبران ساز طراحی شده به روش کلاسیک از درجه ۴ است در حالیکه جبران ساز طراحی شده به روش μ مخلوط از درجه ۹ است و تابع تبدیل آن هم درج نشده است!

رابطاً در MIMO درجه آزادی موجود در انتخاب توابع وزن برای ماتریس‌های عملکردی، جهت کنترل و طراحی تک‌تک عناصر ماتریس کافی نیست و سعی و خطا هم از این نظر چاره ساز نمی‌باشد. این همه تأییدی است بر گفته [۲۹] که تمایل جهت دستیابی به جوابهای ریاضی دقیق برای پوشش مسائل متنوع مهندسی می‌تواند منجر به نتایج غیر قابل قبول از نظر مهندسی شود؛ درحالی‌که می‌توان با بکارگیری روشهای طراحی کلاسیک مفید که بنحو مناسبی برای MIMO تعمیم داده شده باشند، به جوابهای مهندسی قابل قبولی دست یافت که دستیابی به آنها از روش‌های سنتز ریاضی مدرن بسیار مشکل است.

در اینجا به راههای میانه‌ای که بین μ و QFT انتخاب شده است نیز اشاره‌ای می‌کنیم. در بخش ۳-۴-۱ دیدیم که در روش EDAM با پذیرش فوق طراحی ناشی از دخالت ندادن همبستگی بین Δ_p و Δ_r ، میزان محاسبات لازم کاهش می‌یابد و محدودیت G قطری نیز برداشته می‌شود. می‌توان با ادامه این روند و تبدیل محاسبات به محاسبات نرمی، قابلیت تحلیلی روش را افزایش داد (در قبال زایل شدن شفافیت روش) و محاسبات را باز هم کاهش داد. این همان کاری است که [۹] با محاسبه کرانه‌های توابع حلقه توسط ابزار μ انجام داده و از آن بعنوان آشتی بین μ و QFT یاد می‌کند. [۹] انتظار دارد که این روش از روش QFT (در جایگزینی تداخل با اغتشاش معادل) جوابهای بهتری بدهد، اما با توجه به توضیحات ارائه شده می‌توان پیش بینی کرد که جوابهای آن در حد جوابهای روش EDAM باشد. بدین ترتیب می‌توان رشته EDAM-QFT- [۹] μ را در نظر گرفت که با حرکت از سمت راست به سمت چپ آن، قابلیت تحلیلی افزایش و شفافیت کاهش می‌یابد و فوق طراحی از یک نوع به نوع دیگر تحویل می‌شود. در همین ارتباط کار [۲۸] در بیان مسئله QFT برحسب یک مسئله H_∞ نیز قابل ذکر است (بخش ۳-۳).

در نهایت بنا به نظر نگارنده، در حال حاضر و برای مسائل مهندسی، بکارگیری استاندارد QFT می‌تواند نتایج بهتری بدهد. جدای از این، واضح است که تنوع روشهای طراحی امری حیاتی است.

این تنوع از یکسو رقابتی سازنده را دامن می‌زند و از سوی دیگر نظر به تغییر گسترده شرایط و تعدد زیاد اهداف کنترلی، طبیعی است که دستیابی به یک روش بهینه از هر جهت، ناممکن بنظر آید و بجای یک روش جویای یک دسته روش باشیم، بنحوی که هر یک از آنها تحت شرایط خاص خود بهتر عمل نماید. در این میان لازم است که مزایا و معایب هر روش با صداقت و صراحت تبیین گردد. در واقع نقش نظریه پردازان کنترلی، تهیه جعبه ابزاری متنوع برای طراحان عملی است و این گردونه عمل است که قابلیت واقعی هر تئوری را به تماشا خواهد گذاشت.

فصل چهارم: دینامیک پرواز هلیکوپتر و Auto Pilot

۴-۱ مقدمه:

برتری در پرواز ایستا، عملکرد خوب در سرعت‌های پایین و چابکی ذاتی، ویژگی‌های خاص هلیکوپترها هستند. روتور هلیکوپتر قادر است در همه رژیم‌های سرعت نیروی کنترلی لازم را برای هدایت آن تامین نماید که نشان دهنده عدم استال می باشد [37].

شبه خیلی از حامل‌های پرنده، بدنه هلیکوپتر به چندین بدنه کشسان دیگر از قبیل روتور، موتور و سطوح کنترل متصل شده است. طبیعت فیزیکی این سیستم در شکل و حرکت خیلی پیچیده است و به نظرمی رسد مدلهای ریاضی ساده در آن دارای دقت زیادی نباشند. نیروهای آیرودینامیکی غیر خطی و جاذبه زمین روی پرنده عمل میکند، و ساختار انعطاف پذیر آن پیچیدگی را افزایش می دهد و تحلیل واقعی را دشوار می کند. چندین فرضیه می تواند پیچیدگی را به منظور فرموله کردن روابط و حل مسائل وابسته کاهش دهد. این فصل فرضیات لازم را برای رضایتبخش کردن فصل مدلینگ حرکت هلیکوپتر توصیف می کند و حرکت بنیادی پرواز پرنده به طور عمومی معرفی می شود. بعضی خصوصیات برای هلیکوپتر مورد نظر تاکید شده و با مراجعه به آنالیز پایداری و تئوری فیدبک کمی توضیح داده شده است.

۴-۲ معادلات اساسی حرکت متغیر

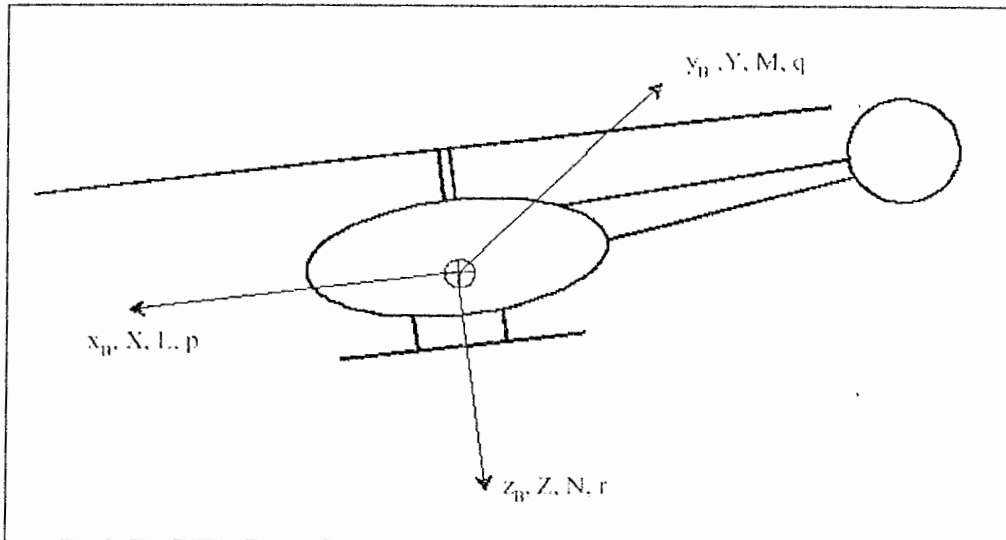
نتیجه گرفتن از قوانین نخست و معادلات می تواند بنیانگذار توصیف هلیکوپتری با بدنه مقاوم و دارای شش درجه آزادی، برای حرکت آزاد درجو باشد. گشتاورها و نیروهای آیرودینامیکی و جاذبه زمین مستقیماً در این معادلات ترکیب شده اند. در فصل پنجم مشتقات اساسی حرکت جزئیات بدنه داده شده است، بنابراین معادلات دینامیکی و سینماتیکی برای یک پرنده اختیاری دارای قابلیت

تغییر در پرواز، نتیجه گرفته شدند. فراهم آوردن یک زمین صاف و ساکن، برای ساده سازی فضای اینرسی مدل مهم است. برای بیشتر مسائل پروازی هلیکوپتر این پذیرفته شده و برای پرواز تجربی هلیکوپتر در سرعت و ارتفاع پائین، این تقریب معتبر می باشد [37]. معادلات نتیجه شده فقط شامل چند فرضیه می باشد:

- هلیکوپتر می تواند با یک بدنه صلب و هر تعداد روتور چرخان صلب عمل کند.
- یک صفحه تراز متقارن وجود دارد که در آن: $I_{xy} = I_{yz} = 0$ [۳۷].
- محورهای چرخش روتور در جهت های وابسته به محورهای بدنه ثابت شده اند و سرعت زاویه ای ثابتی متناسب با محورهای بدنه دارند.

به نظر می رسد فرضیه سوم ناپختگی بیشتری برای هلیکوپتر دارد از وقتی که هلیکوپتر اساساً با کج کردن روتور اصلی نسبت به محورهای بدنه کنترل میشود و بنابراین نیروها و گشتاورهای بیشتری ایجاد می شوند. این فرضیه تصدیق شده است با این مفهوم که فقط کجی روتور به اندازه چند درجه وابسته به محورهای بدنه می باشد. این فرضیه عموماً درست است و هیچ نیازی به اصلاح سازی در این نقطه وجود ندارد.

یک فرضیه متعارف این است که هلیکوپتر دقیقاً دارای صفحه XZ متقارن باشد. چهارچوب بدنه اصلی استفاده شده و علامت گذاریها برای نیروها، گشتاورها و سرعت زاویه ای محورهای یک هلیکوپتر شکل ۴-۱ نشان داده شده است.

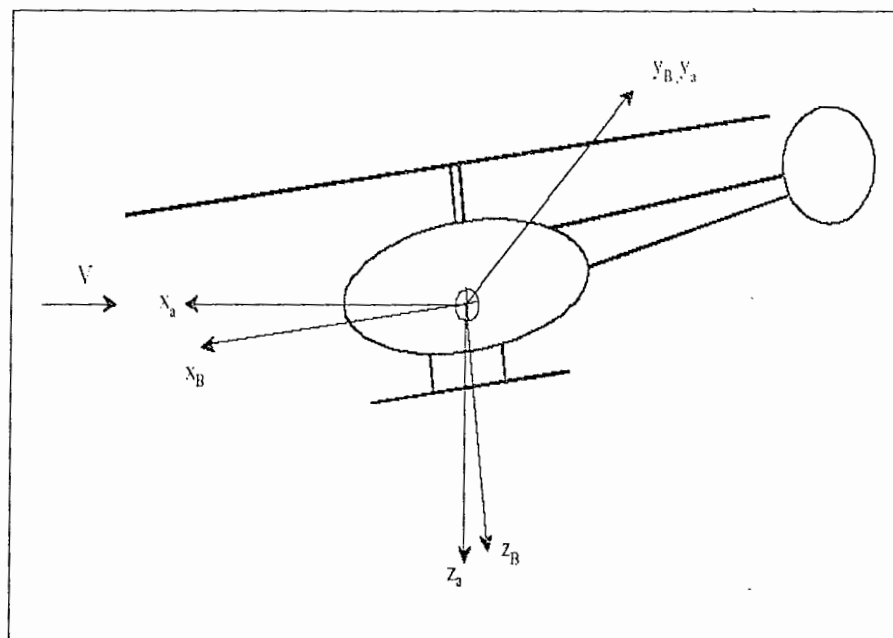


شکل ۴-۱: محورهای بدنه هلیکوپتر و علامت گذاریها

چهارچوب مبنای دیگری که در فرموله کردن معادلات حرکت خیلی مفید است، چهارچوب ثابت شده زمین است. با فرض زمین صاف و ساکن، این چهارچوب کلی سیستم اینرسی داری می شود که در آن قوانین نیوتن معتبر می شود. انتخاب مبداء اختیاری است، محور X نقطه ای افقی در هر راستای مناسبی می باشد، محور Z در راستای عمود و رو به پائین است. محور Y نیز بر هر دوی آنها عمود می باشد. برای همه چهارچوب ها قانون دست راست مبنا می باشد. مرکز ثقل هلیکوپتر (CG) همان مرکز جرم آن می باشد، و موقعیت آن توسط مختصات کارتزین وابسته به چهارچوب زمین داده شده است [37].

توصیف نیروهای آیرودینامیکی چهارچوب بدنه از زمانیکه این نیروها به جرم هوایی که در آن احاطه شدند بستگی پیدا می کنند مهم می شود. این چهارچوب بدنه خیلی خوب به هلیکوپتر ثابت شده است، اما محور X هم اکنون به بردار سرعت V پرنده وابسته به جو متمایل شده است. محور Z دوباره در صفحه متقارن قرار گرفته است و محور Y بر هر دو (X, Z) عمود است. مبداء مختصات در

مرکز جرم (CG) هلیکوپتر قرار دارد. چهارچوب بدنه و علامت گذاریها برای یک هلیکوپتر در پرواز رو به جلو در شکل ۲-۴ آمده است.



شکل ۲-۴: محورهای بدنه هلیکوپتر در پرواز رو به جلو

معادلات کلی هلیکوپتر که شامل شش درجه آزادی و نه حالت می باشد در ضمیمه A آمده است. سیستم حول یک نقطه کار خطی شده، و برای مدهاوری که در فصلهای بعد بیشتر توضیح داده می شود معادلات خطی آن بدست می آیند.

هلیکوپترهای بدون سرنشین و کنترل از راه دور بعلت چابکی می توانند تعاریف جدیدی در کاربردهای نظامی ارائه کنند. جمع آوری اطلاعات امنیتی و نظامی در کوهستانها و مناطق شهری، در جاهایی که برای هلیکوپترهای بزرگ خارج از محدوده مجاز پرواز بوده و هم چنین برای خلبان خطرناک است، اهمیت روز افزون این نوع هلیکوپترها را نشان می دهد.

این هلیکوپترها می توانند در ارتفاعات پایین و در عبور از عوارض پیچ در پیچ زمینی مانند پرواز در میان ساختمانهای بلند و دره ها مورد استفاده قرار گیرند.

برای مأموریت‌های نظامی لازم است تا RPH ها دارای بردی به میزان حداقل چند صد مایل باشند که این مستلزم بزرگ شدن اندازه و هم چنین قیمت آنها است. قیمت احتمالی یک چنین هلیکوپترهایی \$ 500,000 تخمین زده می شود که در مقایسه با پریدیتور (هواپیمایی که برای عملیات خطرناک و با ریسک بالا در افغانستان و عراق استفاده شده است) با قیمت حدود 2000,000 \$ بسیار کم است [38].

استفاده های غیر نظامی RPH به همان خوبی استفاده نظامی آن است. RPH می تواند در هنگام بلایای طبیعی در جاهایی که برای انسان مقدور نیست، جستجو نماید و به تهیه اطلاعات و تصاویر بپردازد. هم چنین با قرار دادن سیستم های حذف ارتعاشات، با استفاده از تصویر برداری می توان به طریقه ارزان و بدون محدودیتی عملیات شناسایی عوارض زمین و فاصله یابی بین نقاط را انجام داد. بعنوان نمونه برای شناسایی عوارض زمین اگر قرار باشد یک هلیکوپتر سرنشین دار بکار گرفته شود هر روز حدود \$ 20,000 هزینه دارد [38].

گشت زنی در حوزه ها و تأسیسات صنعتی و نظامی و ارسال همزمان تصویر فیلمبرداری شده از دیگر قابلیت‌های آن است .

هلیکوپترهای کوچک دارای هاب با اتصال محکم داخلی (Stiff hub) می باشند . این ویژگی بخصوص برای هلیکوپترهای تفریحی که کمتر از ۱۰ کیلو وزن دارند ، به خلبان اجازه می دهد تا مانورهای اکروباتیک پیچیده ای را انجام دهد که در توان هلیکوپترهای بزرگ نیست .

۳-۴ رویکردهای ممکن در دستیابی RPH

بصورت کلی دو رویکرد عمده در مورد RPH می تواند وجود داشته باشد :

۱-۳-۴ طراحی و ساخت RPH با استفاده از دانش و امکانات موجود در یک روند توأم با صرف هزینه و زمان (به دلیل سعی و خطاهای محتمل و ریسک ناشی از سوانح) و در نهایت رسیدن به دانش فنی طراحی و ساخت RPH .

۴-۳-۲) تامین توان

RPH بدون تجهیزات و سیستمهای اضافی (bare) از منابع داخلی یا خارجی و تلاش برای افزودن سیستمهایی مانند اتوپایلوت و تجهیزات اضافی مانند دوربین، سیستمهای فاصله یاب و ... به آن. با توجه به گستره انواع RPH ها، که ویژگیهای خاص خود را از لحاظ طراحی و ساخت دارند، هر کدام از دو انتخاب فوق باید بعد از تعیین نوع RPH مورد نیاز باشد. انتخاب نوع هلیکوپتر نیز پس از تعریف مأموریت قابل انجام است. با توجه به پیچیدگی های موجود در رویکرد اول و سهل الوصول تر بودن رویکرد دوم، این گزارش معطوف به بررسی طراحی و نصب اتوپایلوت می باشد (گزینه دوم). ضمن آنکه اکثر مراحل قابل انجام در طراحی و ساخت اتوپایلوت و همچنین تجربیات ناشی از آن بصورت مستقیم در طراحی و ساخت هلیکوپتر کاربرد دارند.

۴-۴- پیشینه اتوپایلوت در RPH ها :

۴-۵- RPH های کنونی بعلاضع در سیستمهای کنترل، دارای شعاع عملکرد محدودی هستند. پرواز آنها غالباً محدود به پرواز ایستا (Hover) و پرواز در سرعت پایین می باشد. با توجه به این نکته اتوپایلوتهای نصب شده بر روی آنها دارای قابلیت های محدودی هستند. در اغلب آنها ادعا شده است که دارای سیستم کنترل پرواز خودکار (اتوپایلوت) هستند، مانند:

DP4 Dragon fly ، Compcopter schiebel ، CL-227 ، KA-37 ،

اما در هیچکدام از موارد فوق اطلاعات دقیق درمورد اتوپایلوت شامل مدها و عملکرد آنها ذکر نشده است .

با توجه به آنچه که بیان شده می توان گفت که مجموعه اتوپایلوت های موجود در RPH ها شامل مدهایی است که مربوط به پرواز در شرایط هاور (ایستا) و سرعتهای پایین بوده و سرعتهای بالا و پرواز مانوری را در بر نمی گیرد. شاهد ادعای فوق تحقیقاتی است که در حال حاضر در چند مرکز

تحقیقاتی و دانشگاه معتبر دنیا و با حمایت موسسات نظامی و دفاعی در حال انجام است. این تحقیقات شامل تلاش برای توسعه اتوپایلوت به سرعت‌های بالا و پروازهای مانوری می باشد.

علاوه بر سرعت‌های بالا و پرواز مانوری دو حالت پروازی دیگر نیز وجود دارد که جزو شرایط پروازی مشکل محسوب می شوند. برای خلبان انجام نشست و برخاست از این بابت پیچیده و مشکل می باشد که دینامیک هلیکوپتر دارای نامعینی های فراوانی در اثر بازگشت جریان فرورونده از طرف روتور در برخورد با زمین که باعث ممانها و نیروهای غیر قابل پیش بینی و ناشناخته ای می گردد، می باشد.

علاوه بر این جریان بازگشتی مسئله مهم دیگر اینست که به هنگام نشست و یا برخاست نیروها و ممانهایی که از طرف تکیه گاههای زمینی (skid) به پرنده وارد می شود ناگهان قطع (به هنگام برخاست) و یا اضافه (به هنگام نشست) می شوند. ماهیت این نیروها و ممانهای اضافه و یا قطع شونده بصورت ضربه (impuls) می باشد که با توجه به نزدیکی پرنده با زمین امکان باز یافت اثرات نامطلوب این نیروها وجود نخواهد داشت.

به دلایل فوق الذکر خلبانان آماتور از اسکیدهای بزرگ استفاده می کنند تا هلیکوپتر دچار عدم تعادل نشده و تیغه های روتور با زمین برخورد نکند. بنابر ادعا در چند نمونه از RPH ها برای پرواز نشست و برخاست مود اتوپایلوت طراحی و ساخته شده اما به نظر می رسد که این مد دارای ضریب ایمنی و اطمینان بالایی مخصوصاً در شرایط جوی متغیر نمی باشند.

علاوه بر شرکت‌های سازنده RPH بعضی از مراکز که بصورت گسترده تری در زمینه اتوپایلوت RPH تحقیق انجام می دهند شامل دانشگاه MIT، دانشگاه GIT، دانشگاه کارنگی ملون، دانشگاه برکلی، مرکز تحقیقات سوگنو در ژاپن می باشند.

در دانشگاه MIT مجموعه ای از کارها با عنوان ذیل در جهت توسعه اتوپایلوت برای RPH در حال انجام است.

الف) توسعه مدل دینامیک پرواز [39].

ب) طراحی کنترلر [40].

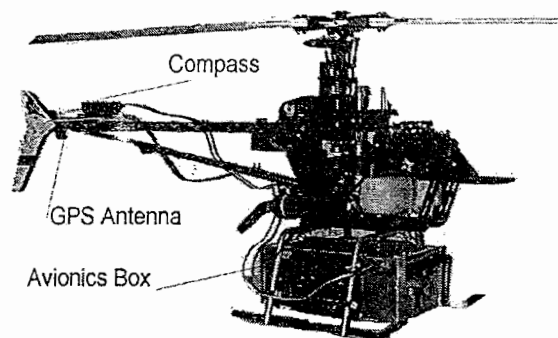
ج) تستهای پرواز، توسعه هدایت و ناوبری، طراحی سیستم های اویونیک با قید ایمنی و شبیه

سازی سخت افزار در حلقه [41,42,43]

کارهای انجام شده در این دانشگاه، حجیم ترین در نوع خود می باشد که از سال ۱۹۹۸ شروع

شده و تاکنون ادامه یافته است. حاصل عملکرد فوق تاکنون طراحی و ساخت اتوپایلوت با قابلیت

بسیار بالا برای هلیکوپتر کوچک XCell-60 (زیر ۱۰ کیلو گرم) (شکل ۳-۴) بوده است.



شکل ۳-۴: هلیکوپتر xcell60 در دانشگاه MIT

این اتوپایلوت قادر است پروازهای مانوری و اکروباتیک شامل split_s و Immelman و axial

roll را بصورت خودکار انجام دهد. شکل (۴-۴)



شکل (۴-۴) : مانور خودکار axial roll توسط xcell60 در دانشگاه MIT

در دانشگاه GIT تمرکز بر روی توسعه کنترلرهای تطبیقی با روش شبکه عصبی است. در واقع هدف اصلی آنها استفاده از سیستم غیر خطی دینامیک هلیکوپتر بعنوان یک بستر مناسب برای توسعه تئوریهای شبکه عصبی است [44]. ولی بهر حال نتیجه آن در اتوپایلوت RPH کاربرد خواهد داشت. علاوه بر آن تحقیقاتی در جهت انجام تست پرواز و طراحی سیستم اویونیک در این دانشگاه انجام شده است [45]. هلیکوپتر مورد استفاده در این دانشگاه Yamaha R-50 می باشد (شکل ۴-۵).



شکل (۴-۵) : هلیکوپتر Yamaha R-50 مورد استفاده در دانشگاه GIT

۴-۵ - تعریف اتوپایلوت :

تعاریف ارائه شده در مورد اتوپایلوت دارای ابهاماتی است و از صراحت و شفافیت کافی برخوردار نیست. بعنوان مثال یکی از تعاریف ارائه شده بدین صورت است:

اتوپایلوت تشکیل شده است از توابع هدایت برای محاسبه مسیر پرواز و توابع کنترل برای ایجاد تعادل و پایداری پرنده در مسیر مشخص شده و حذف اثر اغتشاشات خارجی.

گرچه تعریف فوق دارای جامعیت و کلیت قابل قبولی است اما با توجه به مأموریت UAV ها تعریف آن نیز باید اصلاح شود. عبارت دقیق برای تعریف اتوپایلوت یک UAV بدین صورت است:

اتوپایلوت عبارت از است از یک سیستم کنترل که متغیر یا متغیرهای حرکتی بخصوصی را روی نقطه مرجع خواسته شده کنترل می کند. نقطه مرجع یا توسط سیستم هدایت تعیین می شود و یا توسط اپراتور قبل از پرواز روی هلیکوپتر برنامه ریزی می گردد. بعنوان مثال اتوپایلوت مد سرعت، سرعت هلیکوپتر را روی مقدار از پیش تعیین شده نگه می دارد.

در نتیجه و عبارت صریح اتوپایلوت یک سیستم کنترل است و نه سیستم هدایت.

۴-۶ مدهای متعارف اتوپایلوت برای RPH:

مدهای متعارفی که برای RPH در مراجع گوناگون مطرح شده بدین شرح می باشند:

۴-۶-۱: مد فرمان سرعت: (Velocity command mode)

در این مد مقدار تغییر وضعیت فرمان، تعیین کننده میزان سرعت می باشد.

۴-۶-۲: مد فرمان موقعیت (position command mode)

در این مد مقدار تغییر وضعیت فرمان تعیین می کند که هلیکوپتر بعد از طی چند متر متوقف شود.

۴-۶-۳: مدل پیروی از نقاط تعیین شده: (Waypoint route plan mode)

هلیکوپتر در این مد از تعدادی نقاط از قبل تعیین شده عبور می کند.

سرعت هلیکوپتر بین نقاط، نحوه تغییر مسیر روی هر نقطه برای نقطه بعدی جزو مشخصات این مد می باشد. نحوه تغییر سمت نیز متنوع است. دو نوع اصل آن به صورت دور زدن معمول (turn) و یا دور زدن نقطه ای Spot turn می باشند.

۴-۶-۴: مد سرعت زاویه ای. (Rate tracking mode)

در این مد هلیکوپتر از یک مقدار مشخص سرعت زاویه ای پیروی می کند. کاربری این مد در پروازهای اکروباتیک است.

۴-۶-۷: مد تثبیت سرعت / نرخ زاویه سمت-ارتفاع

(velocity/heading rate command Altitude hold (VHRCAH)mode)

یک مد متعارف در هلیکوپتر ها است که بطور همزمان علاوه بر ثابت نگه داشتن ارتفاع، فرمان تغییر سرعت و تغییر سمت را نیز با دقت اعمال می کند.

جدول ۴-۱: مدهای اتوپایلویت برای هلیکوپتر x-cell در دانشگاه MIT

	Manual	Rate Tracking	VHRCAH	Hover hold
Longitudinal	Lon. Cyclic	Pitch rate	Forward velocity	Position
Lateral	Lat. Cyclic	Roll rate	Side velocity	Position
Directional	Yaw rate	Yaw rate	Turn rate	Heading
Vertical	Collective	Collective	Altitude/rate	Altitude

۴-۶-۸: مد تثبیت پرواز ایستا (hover hold mode)

این مد هلیکوپتر را در یک ارتفاع معین در وضعیت هاور نگه می دارد.

۴-۶-۹: مدهای مانوری (maneuvering mode)

مدهای پرواز مانوری که دو نمونه آن هم اکنون در مرحله تحقیقات توسط MIT برای هلیکوپترهای زیر ۱۰ کیلوگرم ایجاد شده است. این مد جزو مدهای متعارف محسوب نمی شود و پیچیدگی فراوانی دارد.

راهکار تعیین نوع اتوپایلویت:

باتوجه به آنچه که در بند ۱-۱ بیان شد این گزارش درمورد طراحی اتوپایلویت می باشد. ابتدا

یک تصویر کلی از مقدمات لازم برای کار بر روی اتوپایلویت ارائه می شود.

هر اتوپایلوت در درون خود دارای تعدادی مود پروازی است که چگونگی انجام و کیفیت اجرای هر یک از آنها ارزش مود و در نهایت ارزش کل اتوپایلوت را تعیین می کند. منظور از کیفیت اجرای مود ، انجام صحیح و دقیق وظایف تعیین شده برای آن می باشد. بعنوان مثال برای مد تثبیت ارتفاع میزان خطا در ارتفاع هلیکوپتر در طول پرواز با توجه به اغتشاشات وارد شونده بیرونی نشان دهنده کیفیت اجرای مد مذکور می باشد.

بنابر این شاخصهای تعیین نوع اتوپایلوت به شرح ذیل می باشند :

(۱) نوع مد

(۲) کیفیت مد

فرض می شود که یک هلیکوپتر می خواهد بصورت خودکار از چند نقطه معین با سرعت از قبل تعیین شده عبور کرده و در طی مسیر از چند نقطه عکسبرداری نماید. پارامترها و قابلیت های مورد نیاز در این مأموریت شامل برد، مداومت پرواز، مقدار بارقابل حمل، حداکثر سرعت و ... می باشد که در قالب ویژگیهای عملکرد (Performance) قرار می گیرند. از طرف دیگر برای عکس برداری نیاز است که دامنه حرکت نوسانی هلیکوپتر و میزان ارتعاش حرکت آن از یک حد بخصوصی کمتر باشد که این خاصیت در زمره خصوصیات کیفیت پرواز قرار می گیرد.

حال اگر هلیکوپتر بخواهد در حداقل زمان ممکن یا در کمتر از یک زمان معلوم این مأموریت را انجام دهد، نیازمند مانورهایی است که باید قابلیت انجام آن را داشته باشد.

مشخصات فوق در نهایت منجر به تعیین نوع هلیکوپتر می گردد. هلیکوپتری که همه ویژگیهای فوق را در قالب سه گروه **عملکرد، کیفیت پرواز و قابلیت مانور** جای می گیرند ، دارا باشد.

استراتژی پیمایش مسیر هدایت نامیده می شود . هدف از هدایت محاسبه بهترین مسیر برای رفت و برگشت و تعیین مناسبترین روش برای پیمودن این مسیر است. اینکه در هر قسمت از مسیر با چه سرعت و چه ارتفاعی پرواز نماید و در هنگام تغییر جهتها از چه مانورهائی استفاده نماید بعهدہ

هدایت می باشد. بنابراین تا کنون مشخص شد که هلیکوپتر از چه مسیری و چگونه ماموریت خود را انجام خواهد داد. با توجه به این موضوع مودهای لازم برای انجام ماموریت و کیفیت انجام آنها تعیین می شوند.

عامل محدود کننده در همه موارد فوق تکنولوژی قابل دسترس است که در انتخاب و تصمیم گیری تاثیر بسزائی دارد. بعنوان مثال برای یک ماموریت مشخص شد که به هلیکوپتری با وزن کل ۵۰ کیلوگرم نیاز است. علاوه بر آن به منظور برآورده نمودن محدودیت زمانی معین گردید که هلیکوپتر برای انجام ماموریت فوق باید بتواند بصورت خودکار مانور را جهت تغییر مسیر سریع انجام دهد. با توجه به تکنولوژی های موجود انجام چنین مانوری بصورت خودکار (با اتو پایلوت) ممکن نیست و عبارت دیگر چنین مد اتوپایلوتی برای این رده وزنی باتوجه به تکنولوژی موجود قابل حصول نمی باشد. محدودیت تکنولوژی در جای دیگر مانند انتخاب هلیکوپتر و کیفیت انجام مود نیز تاثیر فراوانی دارد.

در نهایت برای انتخاب نوع اتوپایلوت باید گفت با توجه به مجموعه تحقیقات و کارهای انجام شده هلیکوپترهای زیر ۲۰ کیلو گرم دارای بیشترین مقدار تراست به وزن و حدود فرود (نسبت نیروهای اینرسی به وزن) (Frude number) هستند و در نتیجه قابلیت های مانوری بالایی دارند، بنابراین بکارگیری همه مدهای اتوپایلوت برای این دسته از هلیکوپترها قابل تصور است، کما اینکه هم اکنون تعدادی از مدهای مانوری بر روی این هلیکوپترها آزمایش شده و نتیجه داده است برای هلیکوپترهای با وزن بیشتر از ۲۰ کیلوگرم، چون وزن افزایش می یابد نسبت وزن آن به تراست کاهش یافته و در نتیجه قابلیت مانور در آنها کاهش می یابد، بنابراین اعمال اتوپایلوت های مانوری با توجه به محدودیت تکنولوژیکی در آینده نزدیک در آنها قابل تصور نیست. محدودیتهای تکنولوژیکی اثر خود را در طراحی کنترلر نشان می دهند.

برای چنین هلیکوپترهایی کنترلرهای کلاسیک فقط در محدوده پرواز غیرمانوری قابل اعمال هستند، هنگامیکه شرایط پرواز پیچیده تر می شود باید از کنترل های تطبیقی و مقاوم و داری پهنه باند بالا (کنترلرهای سریع) استفاده نمود که اعمال آنها دارای محدودیتهای تکنولوژیکی است. یکی از مزایای کنترلرهای مقاوم، توان آنها در ایجاد ایمنی برای هلیکوپتر در شرایط بحرانی است. وضعیت بحرانی به دو صورت عمده بوجود می آید. یکی از بین رفتن و یا خراب شدن یکی از اجزاء هلیکوپتر است و دیگری تغییر شدید شرایط محیطی است. بعنوان مثال فرض می شود یک هلیکوپتر در کنار یک ساختمان بلند ناگهان دچار تند باد بالا به پایین شدیدی می شود (تغییر دینامیک) در این حالت اگر کنترلر آن از نوع کلاسیک و سنتی باشد منجر به سانحه خواهد شد اما اگر کنترلر مقاوم در سیستم نصب شده باشد بسته به نوع تند باد با احتمال بالایی می توان هلیکوپتر را تجات داد.

با توجه به آنچه که بیان شد می توان نتیجه گرفت که در محدوده وزنی بالای ۱۰ کیلوگرم اتوپایلوتهای قابل نصب از انواع ساده و غیر مانوری می باشند.

علاوه بر آن مودهای مربوط به سرعتهای بالا است که جزو پروازهای مشکل محسوب می شوند. در سالیان اخیر اتوپایلوتهای آماده برای نصب بر روی هلیکوپترها ارائه شده اند (مراجع). این اتوپایلوتهای برای هلیکوپترهای دارای شکل متعارف می باشند. با توجه به ویژگیهای مختص هر هلیکوپتر مراحل تنظیم نصب این اتوپایلوتهای آماده بر روی آن باید انجام شود. همه این اتوپایلوتهای از کنترلرهای کلاسیک استفاده می کنند که بهره های این کنترلر با توجه به نوع هلیکوپتر تنظیم می شوند. این تنظیمات اغلب بصورت تجربی و با انجام پرواز قابل حصول است.

۷-۴ مراحل انجام طراحی اتوپایلوتهای

در طراحی اتوپایلوتهای دو مرحله عمده کاری شامل تعیین مدل دینامیکی و طراحی کنترلر وجود دارد پس از انجام دو مرحله پیش گفته چگونگی اعمال و بکاربری سیستم کنترلر در قالب طراحی سیستم اویونیک بیان می گردد.

۴-۸- تعیین مدل دینامیکی

در طول دهه گذشته، به منظور انجام بعضی از پروازهای محدود مانند هاور، از کنترلرهای کلاسیک همانند PID تک حلقه برای RPH ها استفاده می شده است. به منظور افزایش قابلیت مانور هلیکوپتر و طراحی اتوپایلوتهای پیچیده تر نیاز به استفاده از کنترلر چند متغیره (Multivariable controller synthesis method) می باشد. این کنترلرهای مدل، پایه هستند و مدل هلیکوپتری که کنترلر روی آن نصب می شود باید در اختیار باشد. کنترلرهای دارای پهنای باند بالا نیاز به مدلهای دقیق با پهنه باند بالا (high bandwidth model) دارند.

مدل با پهنای باند بالا و یا عبارت دیگر مدل دقیق باید شامل جزییاتی همانند اثر کوپلینگ (تداخل) روتور- بدنه بوده و هم چنین ملموس و عملی برای طراحی کنترلر باشد. برای بدست آوردن یک مدل دقیق تست های پرواز جهت دار برای تصدیق صحت مدل به همراه پالایش و رفع عیب آن مورد نیاز است. به همین منظور استفاده از روش SI بهترین گزینه می باشد. مدلهای مبتنی بر SI به مهندسان قدرت تشخیص پارامترهای (مشخصه های) دینامیکی کلیدی هلیکوپتر را می دهند. آنها می توانند روی این پارامترهای کلیدی متمرکز شوند.

۴-۹ وظایف سیستم اویونیک:

سه وظیفه عمده سیستم اویونیک به شرح ذیل است :

(۱) اخذ دیتاهای پرواز و ارسال آن به ایستگاه زمینی در انتهای پرواز.

این دیتاها در طول پرواز در داخل حافظه ثابت ضبط می شوند. از این اطلاعات برای مدلسازی دینامیک هلیکوپتر استفاده می شود. به منظور بدست آوردن دینامیک دقیق مجموعه لازم است همه متغیرهای حالت بصورت دقیق ذخیره شوند و بنابراین سیستم اویونیک متناسب با آن باید طراحی شود.

۲) کنترل هلیکوپتر با یک سیستم کنترل که در آن تعبیه می شود. (نرم افزار و سخت افزار کنترل)

۳) سومین هدف اویونیک فرستادن بعضی از دیتاهای پرواز برای ایستگاه زمینی که در هر لحظه اپراتور یا خلبان بداند و ببیند که اتوپایلوت چگونه هدایت هواپیما را انجام می دهد.

علاوه بر الزاماتی که از طرف عملکرد به اویونیک وارد می شود یک سری محدودیتهای فیزیکی در طراحی اویونیک وجود دارد.

الف) محدودیت وزن (مهمترین محدودیت)

ب) محدودیت در اثر وجود ارتعاشات

ج) محدودیت در اثر تداخل امواج EM و RF در داخل جعبه اویونیک

نقش محدودیت وزن کامل روشن است چرا که افزایش وزن سیستم اویونیک هر جایی ممکن است پروسه را متوقف نماید.

سیستم اویونیک به ارتعاشات حساس است. منابع ایجاد ارتعاشات شامل موارد ذیل می باشند.

- روتور اصلی (مهمترین منبع)

- موتور

- روتور دم

- تشدید

در RPH ها ارتعاشات روتور اصلی در حدود 20-30 HZ می باشد. ارتعاشات بویژه روی دقت سنسورهای شتاب سنج و جایروها اثر مستقیم دارد. جاذب ارتعاشی انفعالی (passive) که معمولاً در RPH ها بکار می رود یک حداقل وزنی را می طلبد که بدرستی عمل کند. این حداقل وزن برای یک

هلیکوپتر ۱۰ کیلوپی حدود 51b است از طرف دیگر یک میزان حداکثر برای وزن سیستم اویونیک وجود دارد. بنابراین یک مسئله بهینه سازی باید در اینجا انجام شود.

ساخت مجتمع سیستم اویونیک در یک جعبه (BOX) دارای این حسن است که بهتر می توان از سیستم جاذب ارتعاش برای آن استفاده نمود اما این کار باعث تداخل امواج الکترومغناطیس (EM) و امواج رادیویی (RF) خواهد شد. دریافت کننده ها (receivers) و سنسورها به امواج EM و RF حساس هستند و باید محافظت شوند.

موارد مختلفی درمورد از کار افتادگی سیستم در اثر این تداخل ها دیده شده است. منابع عمده تولید و ایجاد تداخل در طراحی سیستم اویونیک به شرح ذیل هستند:

(۱) سیستم انتقال دیتا و ارتباطات wireless LAN transceiver

(۲) آنتن GPS

(۳) مدارهای منابع تغذیه (باتری ها)

همه موارد فوق باعث اختلال در ارتباط رادیویی R/C خواهند شد که باعث قطع کنترل خلبان روی RPH خواهد شد. بنابراین برای رفع اختلالات از یک پوشش آلومینیومی (جعبه) استفاده می کنند و همه سیستم اویونیک را درون آن قرار می دهند.

علاوه بر جعبه آلومینیومی از پوششی بر روی آنتن GPS و فرستنده / گیرنده LAN استفاده می شود تا اختلالات به حداقل برسد.

۴-۱۰ تشریح سیستم اویونیک

مجموعه سیستم اویونیک که بصورت یک بسته (پکیج) در یک جعبه آلومینیومی قرار می گیرد علاوه بر دارا بودن سیستم جاذب ارتعاشات باید بتواند در مقابل شتابهای ناشی از حرکت هلیکوپتر (در RPH بین $+3g$ تا $-1g$) مقاومت کند.

اجزاء سیستم اویونیک بدین شرح هستند:

۱- کامپیوتر پرواز ، فرستنده و دریافت کننده اطلاعات LAN

۲- دریافت کننده رادیویی کنترل خلبان R/C

۳- سنسورها

۴- برد کنترل سروو

محل نصب آنتن دریافت کننده فرمان رادیو کنترل با روش سعی و خطا تعیین می شود. علاوه بر آن سیستم اویونیک دارای یک دریافت کننده جداگانه از خلبان است که در هر لحظه خلبان را قادر می سازد که سیستم کنترل را از کار انداخته و خود هدایت هلیکوپتر را بدست گیرد. برد (مدار) کنترل سروومسئول است که ورودی خلبان را خوانده، از کامپیوتر پرواز گذرانده و سپس فرامین را از کامپیوتر پرواز به سرووها انتقال دهد.

در کنترل دستی ، کامپیوتر فرامین خلبان را از خود عبور داده و سرووها منتقل می کند. یک استثناء وجود دارد و آن فرمان کالکتیو در روتور دم است که توسط کامپیوتر اصلی پرواز محاسبه شده و به برد کنترلر سروو باز می گردد. این فرمان شامل فیدبک تناسبی نرخ یاو است. از آنجا که کنترل یاو به عهده کامپیوتر است هرگونه خرابی موجب سقوط هلیکوپتر خواهد شد. چرا که پرواز هلیکوپتر بدون کنترل یاو برای خلبان تقریباً غیر ممکن است.

سنسورها شامل موارد ذیل هستند:

اندازه گیرنده شتابها (Imu) شامل ۳ ژایرونرخ و ۳ شتاب سنج

(۱) دریافت کننده GPS

۲) ارتفاع سنج با رومتریك

۳) قطب نما

۴-۱۱ تحلیل ایمنی :

سیستم اویونیک هلیکوپتر در مرحله تست باید بگونه ای طراحی شود که خرابی ها را نشان داده خطاها را جبران کند. مهمترین تهدید شاید افت توان منبع تغذیه برای کامپیوتر ، بورد کنترل سرو و سرووها باشد. هر کدام از باتری ها بگونه ای باید سیم کشی شوند که ولتاژ آنها بسادگی توسط باتری متر روی ایستگاه زمینی قابل رویت باشد

معمولاً باتری اصلی برق کامپیوتر IMU ، BAR ، GPS و CMPS را تأمین می کند و دارای کوتاهترین عمر است. سیستم هایی وجود دارند که از افت توان باتری در هنگام پرواز جلوگیری می کنند همچنین در روی زمین و در هنگام گرم شدن هلیکوپتر از باتری زمینی استفاده می شود. بورد کنترل سروو بصورت جداگانه از کامپیوتر و سنسورها تغذیه می شود تا در هنگام افت ولتاژ باتری اصلی خلبان بصورت مستقیم هلیکوپتر را کنترل کند.

علاوه بر خوانده شده ولتاژ باتری ها در ایستگاه زمینی (مانیتورینگ) بورد کنترل سروو باید دارای یک مد اضطراری ایمنی باشد تا با یک سوئیچ روی فرستنده کنترل از راه دور کل سیستم پرواز شامل همه سخت افزار اویونیک بغیر از بورد کنترلر ، سروو فیدبک نرخ یاو بای پس شده و فرمان خلبان بصورت مستقیم به سرووها اعمال شود. این سیستم وقتی وارد عمل می شود که سیستم کنترل قفل کرده و یا یکی از سنسورهای بصورت کامل از کار افتاده باشد.

با وجود این سیستم ایمنی اگر دریافت کننده رادیو کنترل در حین پرواز قطع شود هلیکوپتر دچار سانحه خواهد شد. نمایش عدم صحت و خرابی سیستم در چنین مواردی بسیار مشکل است چرا که هلیکوپتر از دید سیستم کنترل درست عمل می کند. به همین منظور با استفاده از یک الگوریتم

در سیستم کنترل به همراه اطلاعات اخذ شده از پرواز در هر لحظه، هر گونه تغییر غیر معمول در مسیر پرواز سریعاً به خلبان منعکس می شود.

یک سیستم ایمنی بدین صورت می تواند پیاده شود که به هنگام قطع ارتباط از R/C بصورت خودکار همه فرامین برای صفر قرار گیرند. سیستم کنترل بدین حالت صفر بودن همه فرامین را به منزله حالت قطع R/C تفسیر کرده و بصورت خودکار هلیکوپتر را در وضعیت هاور نگه می دارد تا وقتی که دوباره ارتباط برقرار شود.

یکی از مواردی که در طراحی اویونیک باید مدنظر قرار گیرد. از بین رفتن اطلاعات ذخیره شده پرواز بعد از سقوط و یا سانحه احتمالی است. این اطلاعات با ارزش هستند چرا که علت سانحه را می توان از روی آنها تفسیر نمود. علاج این مشکل استفاده از حافظه های مقاوم و دارای استحکام در برابر سوانح می باشد. راه دوم استفاده از سیستم ارتباطی قوی است که همه اطلاعات را به صورت همزمان به یک مرکز زمینی انتقال دهد.

سیستم عامل مورد استفاده در کامپیوتر نمی تواند از انواع متعارف و حجیم همانند ویندوز باشد. چرا که این سیستم عامل برای یک استفاده خاص و ویژه مورد استفاده قرار می گیرد و بنابراین دارای حجم کمتری است. به همین دلیل سخت افزار مورد نیاز برای پشتیبانی این سیستم عامل از نظر وزن و اندازه کوچکتر خواهد بود.

حجم نرم افزار مورد استفاده بستگی به پیچیدگی اتوپایلوٹ دارد. و اگر قرار باشد که از یک میکروکنترلر استفاده شود حجم آن بسیار کم خواهد بود. بعنوان مثال برای هلیکوپتر XCELL 60 در دانشگاه MIT برای اتوپایلوٹ پرواز اکروباتیک حدود ۱۲۰۰۰ خط برنامه نوشته شده است که توسط یک پروسور با سرعت اجرا می گردد. در فصل پنجم به توضیح مدلینگ سیستم پرداخته و بعد از بدست آوردن معادلات دینامیکی آن، طراحی را آغاز می کنیم.

فصل پنجم : مدلینگ هلیکوپتر

۵-۱ مقدمه :

در این فصل با استفاده از داده های پروازی (Flight Data) هلیکوپتر Yamaha R_50 [37] به بررسی رژیم های پروازی هلیکوپتر مربوطه پرداخته و از دو مد طولی (Longitudinal) و عرضی (Lateral) که طراحی کنترلر برای هر دو مشابه است ، یکی را انتخاب کرده و بعد از انتخاب مد های مناسب به کنترل خروجی های مطلوب پرداخته و حلقه خلبان خودکار را (Auto Pilot) برای آن طراحی می کنیم .

این فصل از قسمتهای مختلفی مثل تعاریف ، مدلینگ ، شرایط پرواز ، دینامیک سنسورها تشکیل شده که در ادامه بطور کامل توضیح داده خواهد شد .

۵-۲ تعاریف :

در این قسمت به توضیح اطلاعات و عبارات به کار رفته در این فصل پرداخته تا خواننده این پروژه ، هر چه بهتر آن را درک کرده و بیشتر قابل استفاده باشد . [۴۶]

Bank : زاویه گردش بالگرد نسبت به افق و یا دوران حول محور طولی تحت زاویه خاص و متمایل شدن به یک طرف را بنک (Bank) گویند.

پرواز هاور : به معلق بودن بالگرد در هوا با حفظ پایداری هاور (Hover) گفته می شود .

Collective : هماهنگی و دسته گام کلی است .

Collective pitch control : اهرم کنترل ارتفاع پرواز می باشد .

Lateral stability : تعادل عرضی یا پایداری حول محور طولی را گویند .

Longitudinal stability : تعادل طولی یا پایداری حول محور عرضی را گویند .

تمام مانورهای پروازی که برای هلیکوپتر تعریف می شود به دو دسته عرضی (Lateral) و طولی (Longitudinal) تقسیم می شوند. مانورهائی از جمله بنک، هاور و ... همگی در این دو مد قرار دارند. چون در سرعتهای ثابت بخصوص نزدیک صفر می توان این دو را تفکیک کرد (دکوپله هستند) [۴۶] ما نیز آنها را از هم جدا کرده (با توجه به مقادیر مشتقات پایداری در اطلاعات پروازی) و چون روش طراحی برای هر دو یکسان و شبیه هم است، یکی را انتخاب کرده و به تحلیل آن می پردازیم. هدف ما در این قسمت از پروژه کنترل مد هاور و طراحی خلبان خودکار برای این مد می باشد. از آنجا که تغییرات ارتفاع در مد طولی می باشد ما نیز آن را انتخاب کرده و در راستای بدست آوردن مدلینگ سیستم و توابع تبدیل آن، حالت های مناسب و مستقل را انتخاب می کنیم و به طراحی می پردازیم.

۵-۳- مدل کردن:

در ضمیمه C و B اطلاعات مخصوص به پرواز هاور (Hover) این هلیکوپتر بدون سرنشین (RPH) داده شده است. البته اطلاعات مربوطه شامل تمامی متغیرهای حرکت طولی و عرضی است. اما از آنجا که در پرواز هاور سرعت تقریباً صفر است، می توان دینامیک مد طولی و عرضی را جدا کرد و برای هر کدام به صورت مستقل کنترلر طراحی کرد [۳۷]. در این مجموعه به بررسی مد طولی پرداخته و خصوصیات و ویژگیهای این مد در پرواز هاور در نظر گرفته می شود. این حرکت شامل پنج متغیر می باشد که عبارتند از u, w, q, a_1, θ که u انحرافات از راستای سرعت رو به جلو، a_1 زاویه طولی بال زدن، w سرعت در راستای محور z ، q سرعت زاویه ای پیچ (Pitch)، θ زاویه پیچ می باشد [۴۷]. بردار حالت این مد $x = [u \ w \ q \ \theta \ a_1]'$ می باشد.

ماتریس فضای حالت در مد طولی به شرح ذیل می باشد که در ضمیمه D نیز می باشد و از ماتریس کلی جدا شده است:

جدول (۱-۵): داده های پروازی ماتریس $A1$, Sea Level برای Yamaha R_50

$A1 =$

	u	w	q	theta
u	-0.0469	-0.0296	1.4106	-32.13
w	-0.0311	-0.6892	-1.1084	1.4901
q	.1559	-0.068	-5.822	0
theta	0	0	.9984	0

متغیر $a1$ به علت عدم اندازه گیری دقیق آن قابل صرفنظر است و فقط با دیدن نتیجه آن می توان پی به مقدار آن برد. متغیر u نیز که سرعت می باشد مقادیر خیلی کمی و شاید نزدیک به صفر را خواهد داشت و دلیل آن حرکت در رژیم پروازی هاور (Hover) می باشد. دو متغیر q و θ نیز با رابطه $q = s * \theta$ به یکدیگر وابسته هستند و با کنترل یکی، تغییرات دیگری را نیز می توان کنترل کرد [۴۷]. پس با انتخاب دو متغیر θ و w به ساده کردن ماتریس فضای حالت می پردازیم. سطر و ستون مربوط به متغیر $a1$ را که قابل اندازه گیری نیست را حذف کرده، به ماتریس فضای حالت 4×4 می رسمیم که اطلاعات آن، مربوط به شرایط پروازی سطح دریا است. این دو ماتریس $A1, B1$ هستند که $A1$ در جدول (۱-۵) و $B1$ در جدول (۲-۵) ارائه شده است:

جدول (۲-۵): معادلات فضای حالت و داده های پروازی ماتریس $B1$, Sea Level برای Yamaha R_50

$B1 =$

	Coll MR	B1
u	-18.185	32.5193
w	-391.01	-1.4548
q	-30.993	-85.857
theta	0	0

$$\frac{d}{dt}X = A1.X + B1.U$$

$$Y = C1.X + D1.U$$

$$X = \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \end{bmatrix}$$

اما شرایط اولیه زیر در تمامی موارد صادق است :

$$\theta_e = \theta_0, \phi_e = \phi_0, \varphi_e = \text{cte}, We = Uc = Ve = 0, Pc = Qc = Re = 0,$$

اکنون با اعمال معادلات فضای حالت چهار معادله و چهار مجهول داریم . هدف کنترل خروجی نظیر ارتفاع و زاویه پیچ می باشد . با توجه به داده های پروازی ، از آنجا که در این مد پروازی یعنی هاور متغیر ها اثر کمی بر یکدیگر دارند می توان متغیر های اضافی را حذف کرده و به همین منظور ، معادلات را به منظور بدست آوردن توابع تبدیل این خروجیها ساده می کنیم ، بعد از حذف دو متغیر u و q داریم [۳۷] :

$$d_{11} \cdot w + d_{12} \cdot \theta = n_{11} \cdot u_1 + n_{12} \cdot u_2 \quad (۱-۵)$$

$$d_{21} \cdot w + d_{22} \cdot \theta = n_{21} \cdot u_1 + n_{22} \cdot u_2$$

$$D1(s) = \begin{bmatrix} -(0.1559 * s + 0.11) & -(0.0311 * s^2 + 0.197 * s - 0.2323) \\ -(0.068 * s + 0.0078) & -(s^3 + 5.877 * s^2 + 0.0536 * s + 5.01) \end{bmatrix} \quad (۲-۵)$$

$$N1(s) = \begin{bmatrix} 62 & 2.9 \\ (31 * s + 4.288) & (85.85 * s - 1.04) \end{bmatrix} \quad (۳-۵)$$

برای اینکه این معادلات را بتوان به توابع تبدیل مناسب جهت استفاده در QFT درآورد [۱] ، آنها را به شکل زیر در آورده ایم :

$$D1(s) * Y1(s) = N1(s) * U1(s) \Rightarrow P(s) = D1^{-1}(s) \cdot N1(s) \quad (۴-۵)$$

اما از آنجا که در طراحی به PI^{-1} احتیاج داریم ، به محاسبه آن بر اساس ماتریس معکوس N می پردازیم که داریم :

$$PI^{-1} = N1^{-1} \cdot D \quad (۵-۵)$$

برای بدست آوردن ماتریس Q باید به ترتیب زیر عمل کنیم :

$$Q1 = \begin{bmatrix} 1 \\ PI_{ij}^{-1} \end{bmatrix} \quad (۶-۵)$$

$$q1_{11} = 333 * (0.6 - s) / ((s + 85.291) * (s + 0.6937) * (s - 0.0147)), \quad (الف-۷-۵)$$

$$q1_{12} = 227 * (s - 0.6) / ((s + 0.7166) * (s^2 - 0.007 * s + 85.57)), \quad (ب-۷-۵)$$

$$q1_21=924*(s-0.6)/((s+85.37)*(s+0.037)*(s-0.066)), \quad (ج-۷-۵)$$

$$q1_22=51*(0.6-s)/((s+60.0128)*(s+5.9934)*(s^2-0.1262*s+0.86)), \quad (د-۷-۵)$$

اکنون با توجه به مطالب گفته شده در بخشهای قبلی، معادلات بدست آمده آماده برای طراحی کنترلر G و پیش فیلتر F به روش QFT می باشد.

۴-۵- شرایط اولیه :

معادلاتی که در ضمیمه C آمده است معادلات کلی شش درجه آزادی می باشد که در آن از ۹ حالت استفاده شده است [۴۶]. همانطور که دیده می شود این معادلات همگی غیر خطی هستند در مواردی نیز ناپایدار می باشند. چون بعضی مقادیر ویژه ماتریس A1 فضای حالت این متغیرها، دارای مقادیر مثبتی است که همان قطبهای تابع تبدیل کلی سیستم می باشد.

با توجه به نوع رژیم پروازی انتخاب شده و فرضهای (شرایط اولیه) به کار برده می شوند که

در رژیم هاور عبارتند از :

$$W_e=U_e=V_e=0, \quad P_e=Q_e=R_e=0$$

$$\theta_e = \theta_0, \phi_e = \phi_0, \varphi_e = cte, \quad (۸-۵)$$

۵-۵- انتخاب خروجیها :

در مد طولی و عرضی نیز خروجیهای ممکن در نظر گرفته می شوند، چون قابل تفکیک هستند مد طولی در نظر گرفته شده است که شامل ۵ خروجی می باشد که همانطور که گفته شد چون اندازه گیری a1 فوق العاده مشکل است امکان کنترل مستقیم آن وجود ندارد [۳۷]، θ و q نیز به یکدیگر وابسته هستند، u نیز در پرواز هاور مقدار آن صفر یا خیلی کم است پس می توان از آن صرف نظر کرد. پس عملاً با دو خروجی θ و w روبرو هستیم که به ترتیب زاویه پیچ (Pitch) و ارتفاع می باشند. برای بدست آوردن توابع تبدیل این دو حالت نیز از داده های پروازی استفاده کرده و با حذف متغیرهای اضافی و تقریب مناسب، توابع تبدیل آن را بدست آوردیم.

۶-۵- شرایط پروازی :

هر پرنده ای در طول مسیر پرواز خود، مستقل از نوع پرواز شرایط مختلفی را دارد و عواملی بر دینامیک آن تاثیر دارند که بسته به نوع آن از اهمیت های مختلفی برخوردارند. رژیم پروازی هاور نیز از این قاعده مستثنی نیست و تابع عوامل مختلفی است. تغییر جرم، تغییر ممان اینرسی، تغییر دما، تغییر ارتفاع، تغییر سرعت باد، تغییر سرعت پرنده، تغییر CG و... از جمله عواملی هستند که دینامیک و تابع تبدیل سیستم را دستخوش تغییرات قرارداده و طراحی را با مشکل بیشتری روبرو می کند.

در مدل مورد نظر این پروژه به علت وزن کم و پرواز تا سقف تقریباً ۲۰۰۰ متر، بعضی عوامل فوق تاثیر بسیار کمی بر دینامیک سیستم دارند که می توان از آن صرف نظر کرد. البته تاثیر کم و ناچیز آنها را محاسبات تائید کردند. مجموعه عواملی که بر دینامیک هلیکوپتر دارای مانور هاور اثربیشتر و برجسته تری می گذارند، شامل تغییرات ناشی از مصرف سوخت، تغییر ممان اینرسی به علت تغییر وزن، تغییر ارتفاع و تغییر CG می باشد [۴۶]. از چهار عامل فوق دو عامل تغییر ارتفاع و CG تاثیر بسیار ناچیزی در بازه تغییرات ارتفاع تعریف شده برای این پروژه دارد، البته تغییر CG خود وابسته به تغییر ممان اینرسی است. لذا فقط تغییرات دو عامل جرم و ممان اینرسی را در نظر گرفته و مدل دینامیکی جدید را برای مینیمم و ماکزیمم مقادیر جرم و ممان اینرسی را بدست می آوریم. برای این منظور تغییرات جرم را بین m و $0.8m$ و تغییرات ممان اینرسی را بین I_y و $0.8I_y$ برای بازه تغییرات ارتفاع مربوطه، در نظر گرفته و دو مدل برای سیستم بدست می آوریم. اکنون به روشنی مشخص است که هلیکوپتر مورد نظر در طول رژیم پروازی در هر زمان مدلی دارد که بین دینامیک این دو شرایط پروازی قرار می گیرد که این محدوده بیانگر **عدم قطعیت** سیستم می باشد. یعنی در طراحی کنترلر و خلبان خودکار با سیستمی روبرو هستیم که مدل آن مرتباً تغییر می کند ولی همیشه بین دو بازه مطرح شده قرار دارد و از آن تجاوز نمی کند. حال مدل سیستم را در ادامه با مقادیر جدید

ماتریس A_2 و B_2 که تغییرات جرم و ممان اینرسی در آن لحاظ شده است و در جدول (۳-۵) ارائه شده است، محاسبه می‌کنیم. داریم:

جدول ۳-۵: داده‌های شرایط پروازی دوم

Flight Condition 2:

$A_2 =$

	u	w	q	theta
u	-0.0586	-0.037	1.763	-32.13
w	-0.0388	-0.86	-0.135	1.4901
q	.1948	-0.085	-7.278	0
theta	0	0	.9984	0

$B_2 =$

	Coll MR	B1
u	-22.731	40.65
w	-488.76	-1.8185
q	-38.74	-107.32
theta	0	0

در این حالت نیز دو متغیر u و q را حذف کرده و معادلات را بر اساس w و θ مرتب می‌کنیم و به صورت توصیف کسری یا MFD (Matrix Function Description) مرتب می‌کنیم. پس از دو متغیر u و q داریم:

$$\begin{aligned}
 &-(.1948s + .17)w - (.0388s^2 + .31s - .29)\theta = 96.94u_1 + 4.52u_2 \\
 &-(.085s + .012)w - (s^3 + 7.35s^2 + .083s + 6.26)\theta = (38.74s + 6.7)u_1 + (107.32s - 1.63)u_2
 \end{aligned}$$

(۳-۹): معادلات دو ورودی-دو خروجی شرایط پروازی دوم

ماتریس D_2 و N_2 نیز عبارتند :

$$D_2 = \begin{bmatrix} -(0.1948s + 0.17) & -(0.038s^2 + 0.31s - 0.29) \\ -(0.085s + 0.012) & -(s^3 + 7.35s^2 + 0.083s + 6.26) \end{bmatrix} \quad (10-5)$$

$$N_2 = \begin{bmatrix} 96.9 & 4.52 \\ 38.74 * S + 6.7 & 107.32 * S - 1.63 \end{bmatrix} \quad \text{ماتریس } N_2 \text{ و } D_2 \text{ شرایط پروازی دوم} \quad (11-5)$$

برای اینکه بتوان این معادلات را به توابع تبدیل مناسب جهت استفاده در QFT در آورد ، به شکل زیر عمل می کنیم :

$$D_2(s) \cdot Y_2(s) = N_2(s) U_2(s) \Rightarrow P_2^{-1}(s) = N_2^{-1}(s) \cdot D_2(s) \quad (12-5)$$

$$Q_2(s) = \left[\frac{1}{P_{2ij}^{-1}} \right] \quad (13-5)$$

اکنون Q_2 آماده استفاده در الگوریتم QFT می باشد .

۷-۵- اعمال دینامیک سنسورها به سیستم :

به روش استخراج تابع تبدیل بل استفاده از پاسخ فرکانسی سیستم اقدام به مدلسازی سنسور ارتفاع شد ، از (۴۸) تابع تبدیل زیر برای آن استخراج گردید :

$$T_{AL}(s) = \frac{1}{d_{AL}(s)}, d_{AL}(s) = \left(\frac{s}{85.3} + 1 \right) \quad (14-5)$$

گرچه توابع تبدیل ژيروسکوپ عمودی را می توان غالباً بهره خالص در نظر گرفت (۴۹) ، ولی در اینجا به عنوان بدترین حالت از تابع تبدیل زیر برای آن استفاده می شود :

$$T_{VG}(s) = \frac{1}{d_{VG}(s)}, d_{VG}(s) = \left(\frac{s}{60} + 1 \right) \quad (15-5)$$

در توابع تبدیل فوق، بهره خالص ذکر نشده است. چرا که در طراحی تاثیری نداشته و پس از اتمام طراحی می توان بهره خالص نهائی را متشکل از این بهره ها در نظر گرفت.

۵-۸- افزودن دینامیک سنسورها به دینامیک پرواز :

می توان دینامیک مربوط به سنسورها را به ماتریس چند جمله ای مخرج شکل MFD اضافه کرد :

$$\begin{aligned}\overline{d_{11}}(s) &= d_{11}(s) \cdot d_{AL}(s), \\ \overline{d_{12}}(s) &= d_{12}(s) \cdot d_{VG}(s), \\ \overline{d_{21}}(s) &= d_{21}(s) \cdot d_{AL}(s), \\ \overline{d_{22}}(s) &= d_{22}(s) \cdot d_{VG}(s)\end{aligned}\quad (۱۶-۵)$$

بنابراین شکل MFD جدید شامل دینامیک محرکها بصورت زیر است :

$$\overline{D_i}(s) \cdot Y_i(s) = N_i(s) \cdot U_i(s), i = 1, 2 \quad (۱۷-۵)$$

که i بیانگر شرایط پروازی مربوطه می باشد.

۵-۹- انتخاب تابع تبدیل مناسب :

اکنون دو شرایط پروازی را کنار یکدیگر قرار داده و تابع تبدیلی به صورت پارامتری انتخاب می کنیم که پارامترهایش بین دو مقادیر FC1 و FC2 باشد. البته می توان قطبهای منفی زیاد دور از مبدا را با حفظ اثر بهره حذف کرد تا مرتبه سیستم در صورت زیاد بودن کاهش یابد. در این شرایط تعدادی قطب سمت راست در هرتابع تبدیل ورودی خروجی وجود دارد که پس از بررسی کنترل پذیری و روئت پذیری می توان با استفاده از یک بردار بهره آنها را پایدار کرد. آنگاه الگوریتم QFT را روی آن پیاده می کنیم.

Flight condition 1 :

$$Q1 = \begin{bmatrix} \frac{333(.6-s)}{(s^3 + 85.97s^2 + 57.9s - .8697)} & \frac{227(s-.6)}{(s^3 + .709s^2 + 85.56s + 61.32)} \\ \frac{924(s-.6)}{(s^3 + 85.34s^2 - 2.478s - .2085)} & \frac{51(.6-s)}{(s^4 + 65.88s^3 + 352.2s^2 + 11.37s + 309.3)} \end{bmatrix}$$

(۱۸-۵)

Flight condition 2 :

$$Q2 = \begin{bmatrix} \frac{407(.7-s)}{(s^3 + 86.12s^2 + 71.56s - 1.353)} & \frac{280(s-.7)}{(s^3 + .0452s^2 + 88.83s + 5.259)} \\ \frac{112(s-.7)}{(s^3 + 85.35s^2 - 1.738s + .3415)} & \frac{64(.7-s)}{(s^4 + 67.32s^3 + 440s^2 + 6.45s + 32.88)} \end{bmatrix}$$

(۱۹-۵)

همانطور که دیده می شود هر دو سیستم قطبهای در سمت راست دارند . برای حل اثر این قطب ها ، ابتدا کنترل پذیری و رویت پذیری آنها را بررسی می کنیم . در صورت مثبت بودن جواب ، از بردار بهره k جهت انتقال قطبها به مکان مورد نظر مناسب در سمت چپ اقدام می کنیم . برای اینکار لازم است که تک توابع تبدیل دو شرایط پروازی 1,2 به حوزه فضای حالت (State Space) برده شود و با بررسی ماتریسهای A, B, C فضای حالت ، کنترل پذیری و رویت پذیری را بررسی کنیم . در ضمیمه F برنامه مربوط به کنترل پذیری و رویت پذیری ارائه شده است که پس از بررسی کامل مشاهده شد که رتبه سیستم در هر دو مورد کنترل پذیری و رویت پذیری کامل است . دراین شرایط با بررسی محدوده تغییرات قطبهای توابع متناظر ، بدترین و ناپایدارترین آرایش قطبها را انتخاب کرده و با بردار بهره مناسب k آن را به شرایط مطلوب مورد نظر که متناظر با مد پروازی مربوطه است ، انتقال می دهیم . این مرحله از طراحی برای هر دو جفت توابع متناظر به کار برده می شود تا بتوان سیستمی را طراحی کرده که در درجه اول از ناپایداری ذاتی در آمده و در درجه دوم پاسخ مناسبی به ورودیها بدهد اکنون کنترلر و پیش فیلتر باید بتواند ضمن کاهش اثر صفر سمت راست ، سیستم را نیز در شرایط مطلوب پاسخ زمانی و فرکانسی طبق استانداردهای مربوطه قرار دهد .

با بردار k مورد نظر سیستم را پایدار کرده تا دیگر قطبی در سمت راست نداشته باشد. اکنون ماتریس Q اصلی را که بین $Q1$ و $Q2$ قرار دارد انتخاب کرده و بردار k را که با دستور Place یا Acker بدست آمده به Q اعمال می کنیم. ماتریس Q و عدم قطعیت‌های آن به شرح ذیل است:

$$q_{11} = \frac{a_1 \times 333 \times (b - s)}{s^3 + 85.97s^2 + 57.9s - 0.8697}, b \in [0.6 \quad 0.7] \quad (5-20-الف)$$

$$q_{12} = \frac{a_1 \times 227 \times (s - b)}{s^3 + 0.7096s^2 + 85.56s + 61.32}, a_1 \in [1 \quad 1.23] \quad (5-20-ب)$$

$$q_{21} = \frac{a_2 \times 112 \times (s - b)}{s^3 + 85.34s^2 - a_3 \times 1.738s - 0.208 \times a_4}, a_2 \in [1 \quad 8.25] \quad (5-20-ج)$$

$$q_{22} = \frac{a_1 \times 51 \times (b - s)}{s^4 + 65.88s^3 + 352.2s^2 + 11.32s + 309.3}, a_3 \in [1 \quad 1.42] \quad (5-20-د)$$

همانطور که گفته شد چون سیستمها کنترل پذیر و رویت پذیر بودند، می توان قطب سمت راست ناپایدار را به سمت چپ انتقال داد و در محل مورد نظر قرار داد. در مورد تابع q_{22} مکان قطبها را به $[-50 \quad -24.46 \quad -12 \quad -53]$ منتقل می کنیم و در مورد تابع q_{11} مکان قطبها را به $[-1 \quad -1.5 \quad -12]$ منتقل می کنیم. البته چون مرتبه توابع q_{11}, q_{12}, q_{21} مساوی است، مکان قطبهای آنها را نیز یکسان انتخاب می کنیم تا طراحی پیش فیلتر و کنترلر با دقت بیشتری صورت بگیرد.

از آنجا که بازه عدم قطعیتها در قطبها کمتر است با انتقال بعضی از آنها به مکانی دورتر از مبدا، این عدم قطعیت را کمتر کرده تا سیستم حساسیت کمتری نسبت به تغییر پارامترها در مخرج توابع تبدیل داشته و از پایداری بیشتری برخوردار باشد.

حال در فصل بعدی به طراحی کنترلر و پیش فیلتر در QFT در دو حوزه پیوسته و گسسته می پردازیم .

فصل ششم: طراحی به روش QFT

۶-۱- مقدمه :

این فصل به طراحی سیستم کنترل پرواز مد هاور هلیکوپتر بدون سرنشین که مدل دینامیکی آن در فصل قبل ارائه شد می پردازد. هدف این فصل طراحی کنترل کننده ای با استفاده از ژيروسکوپ نرخی و ارتفاع سنج (فاصله تا سطح زمین) می باشد که بوسیله آن بتوان به خروجیهای θ و w سیستم بطور مستقل و بدون درهم واکنش فرمان داد. با استفاده از چنین سیستمی می توان مانورهای مختلفی مثل هاور را به انجام رسانید. مراحل مختلف طراحی به مرور طی زیر بخشهای جداگانه ارائه می گردد.

۶-۲- طراحی مدل پاسخ مطلوب

با استفاده از استانداردهای نظامی کیفیت پرواز هلیکوپتر بدون سرنشین (۵۰) و استفاده از استانداردهای سیستمهای کنترل پرواز (۵۱، ۵۲) می توان محدوده رفتار ایده ال یک هلیکوپتر را مشخص کرد.

در مورد تابع تبدیل زاویه θ به فرمان این زاویه در مرجع (۵۲) آمده است که باید بین فرکانس طبیعی و ضریب میرایی $\omega_\theta, \zeta_\theta$ مدل درجه دوم چنین تابع تبدیلی روابط زیر حاکم باشد :

$$\begin{cases} \omega_\theta > 0.46 + 1.46 \zeta_\theta \\ 0.6 < \zeta_\theta < 1.2 \end{cases} \quad (۶-۱)$$

با توجه به این نکته دو تابع تبدیل برای کرانه های مشخص تعقیب در کانال Hover طراحی گردید که حد بالا و پائین قابل قبول این تابع تبدیل را مشخص می نماید. این توابع تبدیل در روابط زیر آمده اند :

$$T_{u_1}(s) = \frac{.25(4-s)}{\frac{s^2}{1.936^2} + \frac{1.2}{1.936}s + 1} \quad (۲-۶)$$

$$T_{l_1}(s) = \frac{1}{(s+1)\left(\frac{s}{1.1871} + 1\right)\left(\frac{s}{4.1217} + 1\right)} \quad (۳-۶)$$

در طراحی QFT این دو تابع تبدیل کرانه های مشخصه تعقیب را مشخص خواهند نمود.

همچنین در موارد توابع تبدیل مشخصه تعقیب خروجی w به فرمان این خروجی با استفاده از مرجع

(۵۳) توابع تبدیل زیر بعنوان محدوده مشخصات ایده آل انتخاب گردید:

$$T_{u_2}(s) = \frac{0.6}{\left(\frac{s}{0.5} + 1\right)(s + 0.6)} \quad (۴-۶)$$

$$T_{l_2}(s) = \frac{(3-s)(s+10)}{30(s+1)^2\left(\frac{s}{9} + 1\right)} \quad (۵-۶)$$

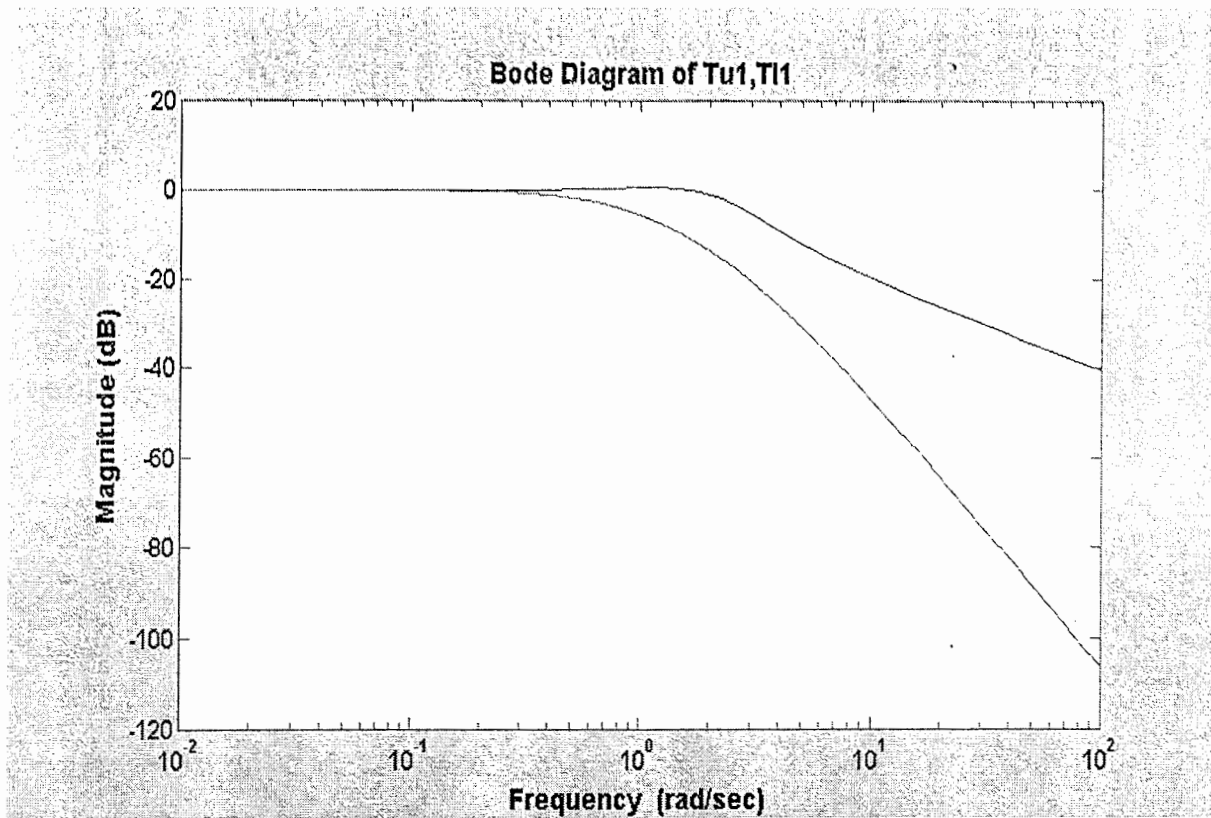
شکل (۱-۶) مشخصه دامنه دیاگرام بود توابع تبدیل (۲-۶) تا (۵-۶) را نمایش می دهد. در ضمن در

شکل (۲-۶) پاسخ پله این توابع تبدیل ملاحظه می گردد.

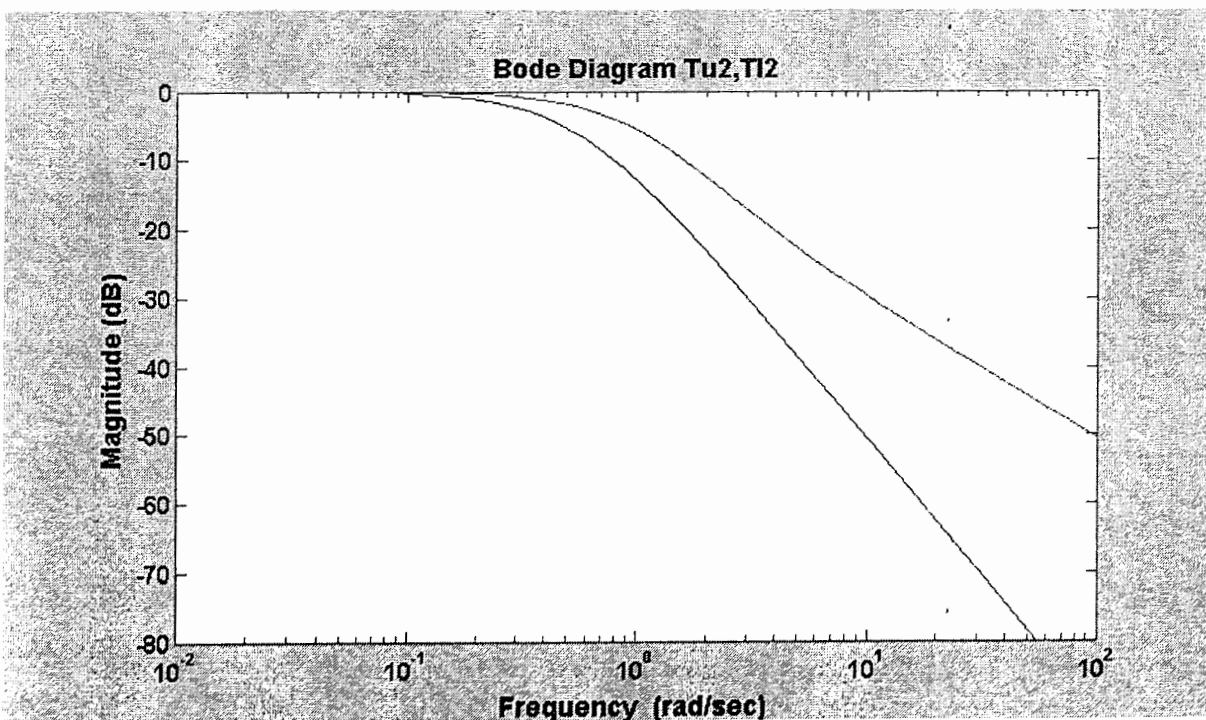
بعلاوه برای جلوگیری از در هم کنش متقابل از کانالها در یکدیگر، بطور یکسان ۲۰ دسی بل تضعیف

در تمام عرض باند فرکانسی برای توابع تبدیل متقاطع فرمان θ به w و فرمان w به θ در نظر گرفته

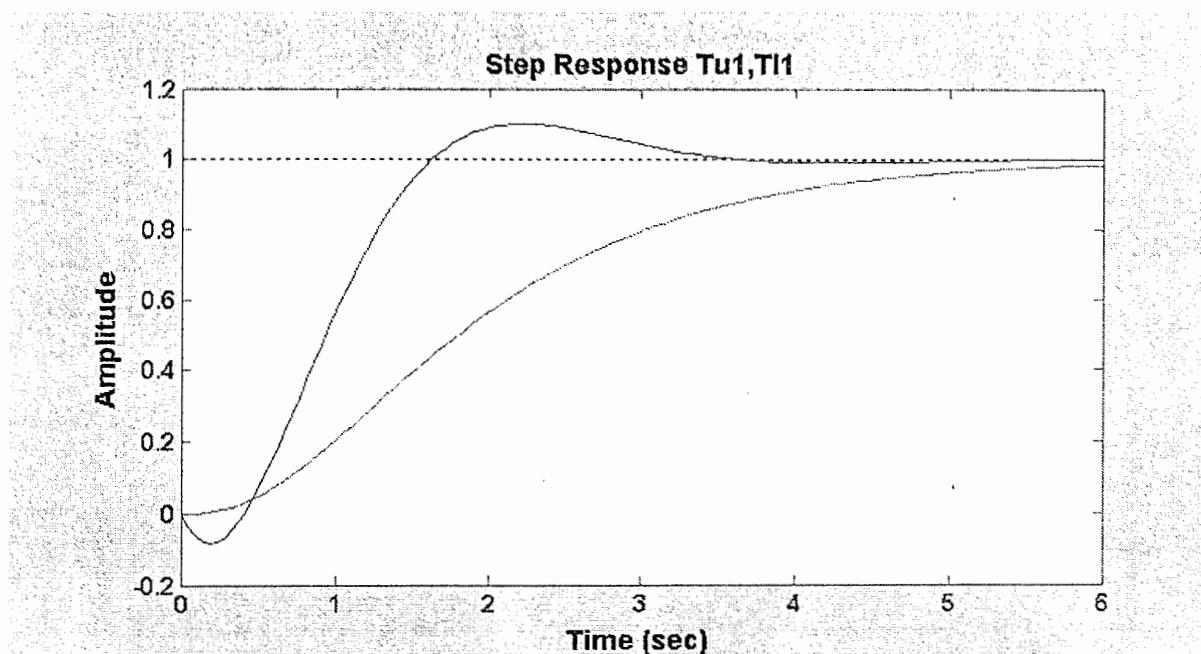
شد. بردار خروجی $[w \ \theta]$ می باشد.



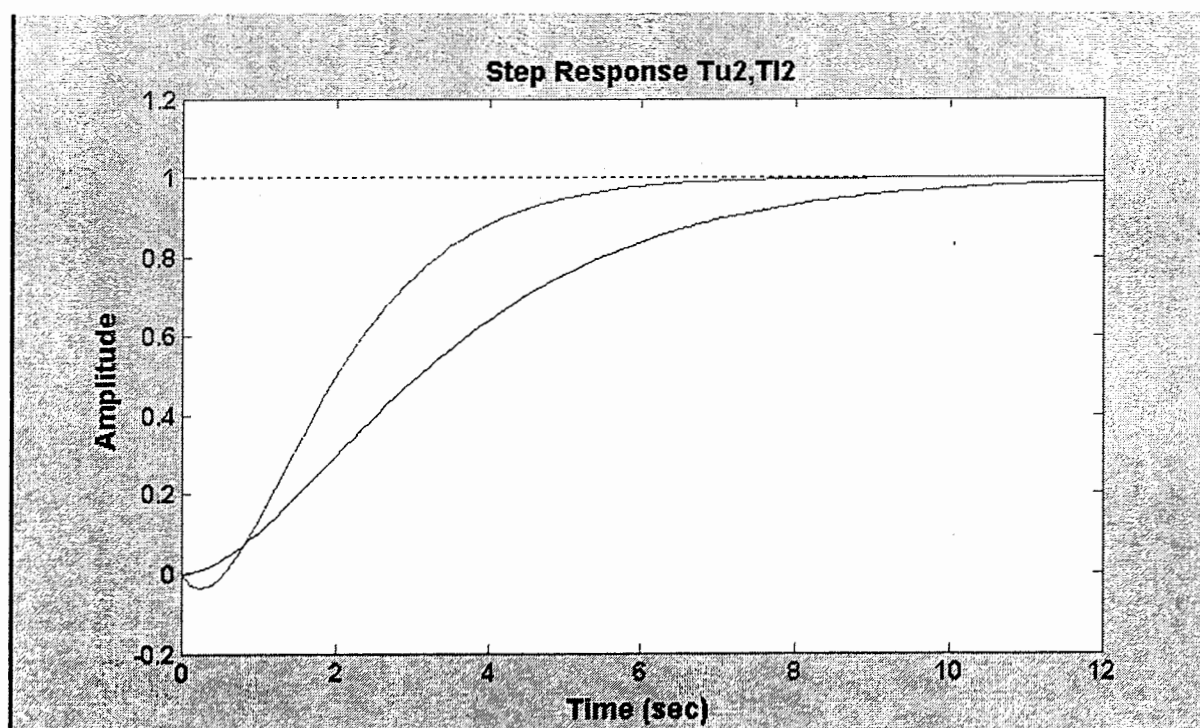
شکل (۱-۶ الف): پاسخ فرکانسی کران بالا و پائین برای خروجی w



شکل (۱-۶ ب): پاسخ فرکانسی کران بالا و پائین برای خروجی θ



شکل (۲-۶ الف): پاسخ پله کران بالا و پائین برای خروجی w

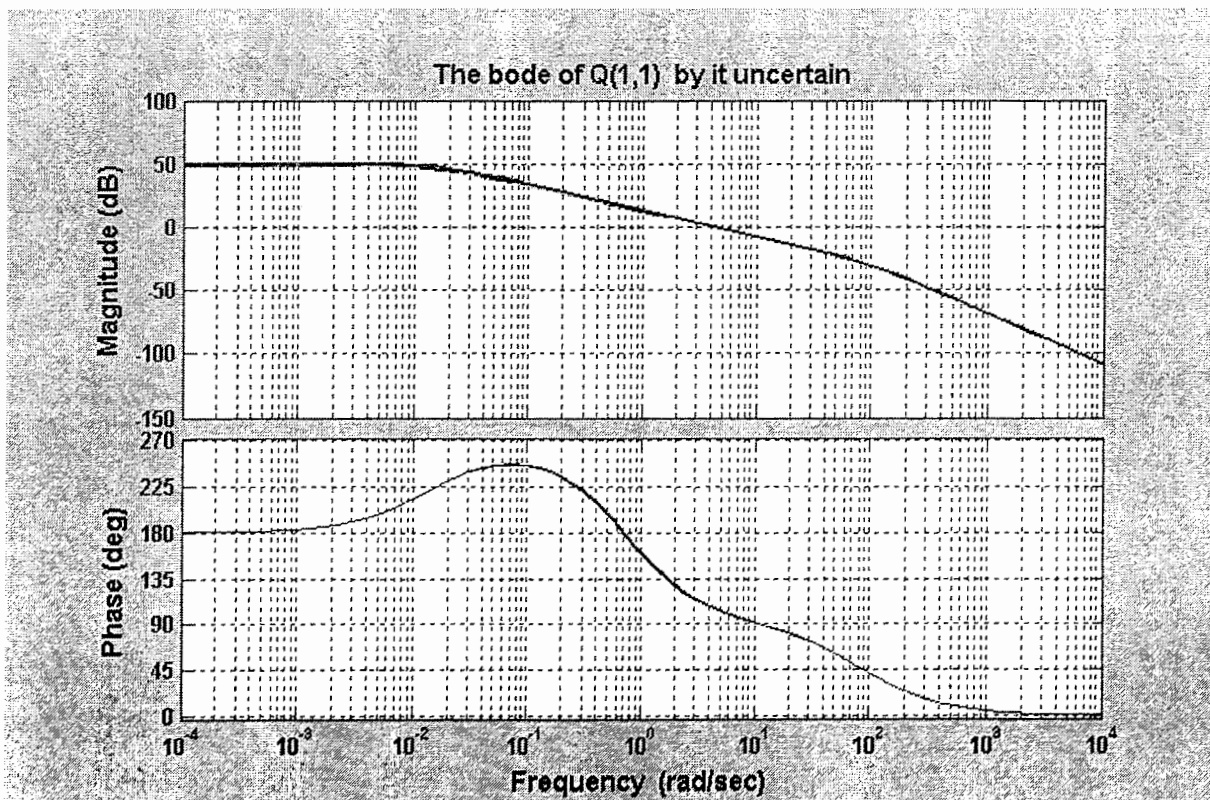


شکل (۲-۶ ب): پاسخ پله کران بالا و پائین برای خروجی θ

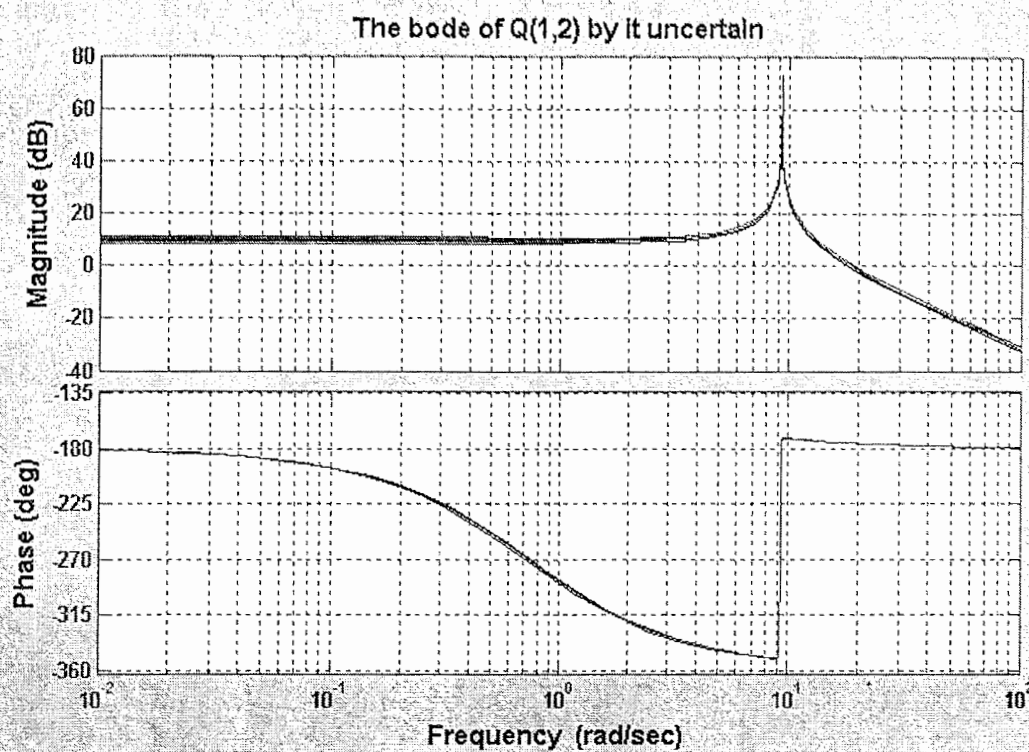
۳-۶- انتخاب اولین حلقه جهت طراحی:

از آنجا که روش دوم QFT چند متغیره دارای فوق طراحی کمتری نسبت به روش اول QFT چند متغیره می باشد ، لذا از آن برای طراحی کنترل کننده سیستم دو ورودی- دو خروجی دینامیک طولی RPH استفاده می کنیم. در این روش از آنجا که طراحی مرحله اول دارای فوق طراحی بیشتری نسبت به مرحله دوم می باشد ، لذا به عنوان اولین حلقه مناسبتر است ابتدا حلقه با کمترین عرض باند لازم برای تابع انتقال حلقه انتخاب شده ، و طراحی با آن آغاز گردد . این حلقه مانند روش اول QFT چند متغیره طراحی خواهد شد .

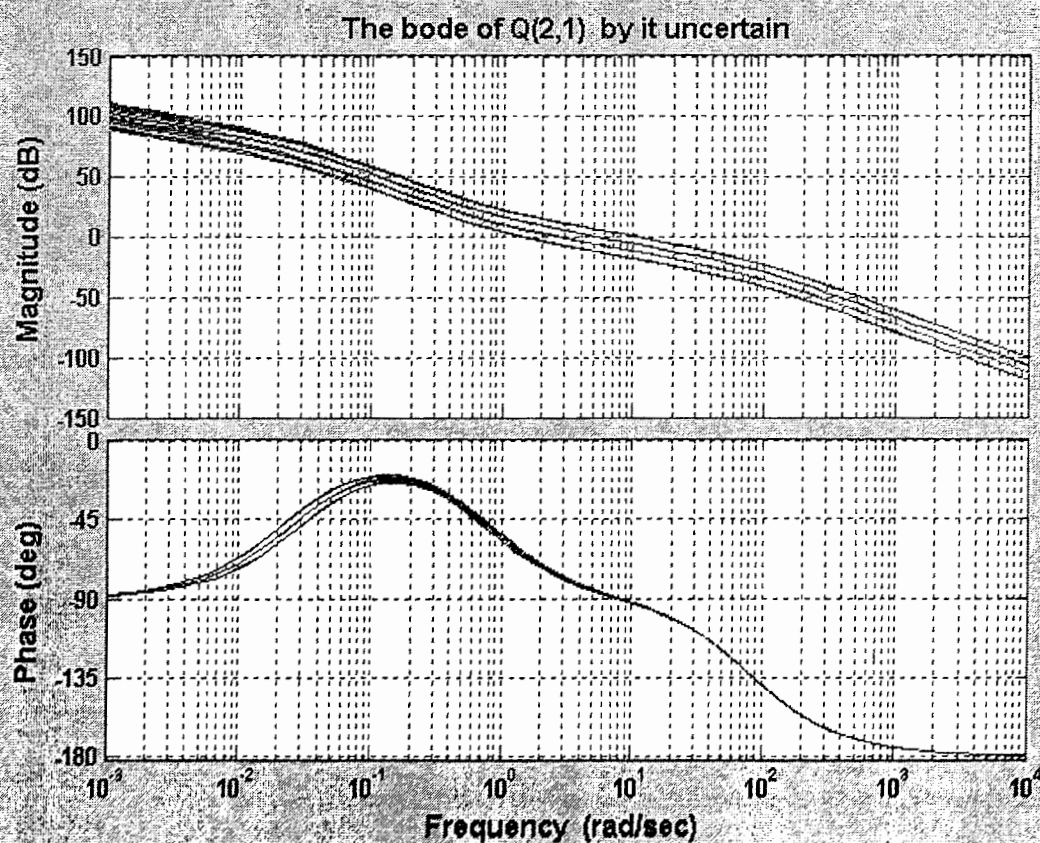
قابل توجه است هر چه عدم قطعیت سیستم بیشتر باشد احتمال استفاده از تابع انتقال حلقه با عرض باند بالاتر ، بیشتر خواهد شد . لذا طراحی را با حلقه ای آغاز می کنیم که عدم قطعیت کمتری داشته باشد . برای درک میزان و مقدار عدم قطعیت ، ترسیم دیاگرامهای بود هر کدام از المانهای قطری ماتریس Q مفید خواهد بود . که چنین دیاگرامهایی در شکل (۳-۶) دیده می شود .

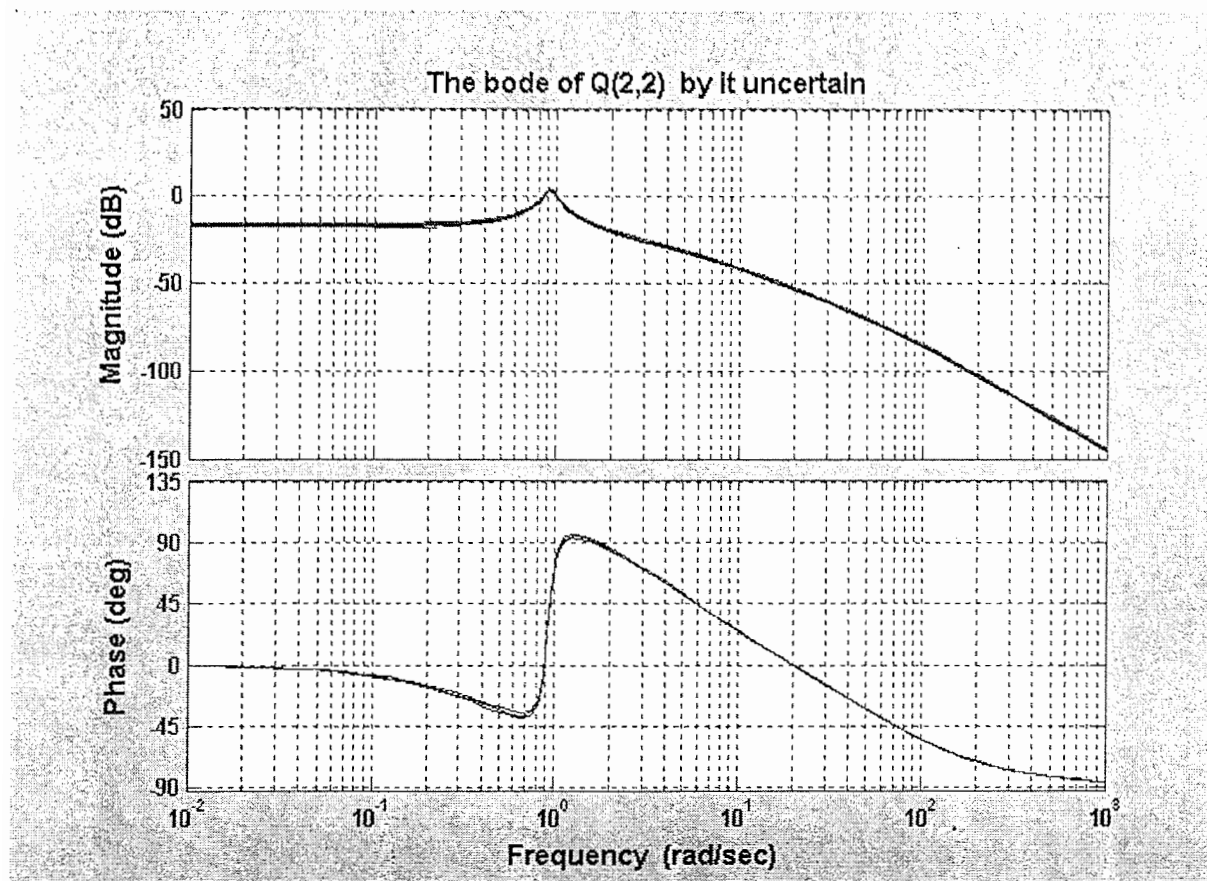


شکل (۳-۶-الف) : نمودار بود تابع تبدیل q_{11}



شکل (۶-۳-ب): نمودار بود تابع تبدیل q12

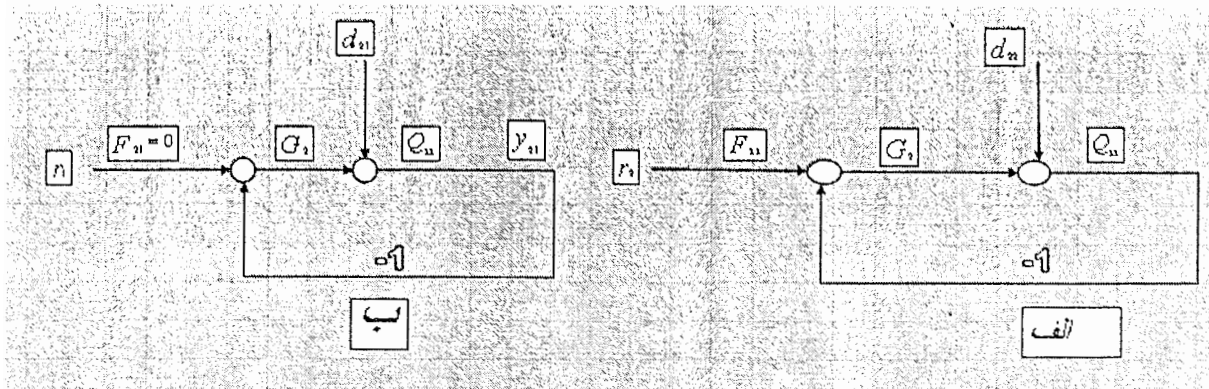


شکل (۳-۶-ج): نمودار بود تابع تبدیل q_{21} شکل (۳-۶-د): نمودار بود تابع تبدیل q_{22}

با توجه به شکلهای (۳-۶) مشاهده می شود که بدلیل بزرگتر بودن پهنای باند تمپلتهای Q_{11} در فرکانسهای پائین و متوسط، می توان استنباط کرد که بهتر است طراحی از حلقه دوم، مربوط به کانال θ آغاز گردد.

۴-۶ - طراحی حلقه دوم:

مرحله اول طراحی QFT چند متغیره را با استفاده از روش اول یعنی روش نگاشت شاورر آغاز می کنیم [۱۲]. در این قسمت سیستمهای MISO معادل با استفاده از نتایج فصل سوم، بصورت شکل (۴-۹) خواهد بود.



شکل (۴-۶) : سیستم های MISO معادل حلقه دوم

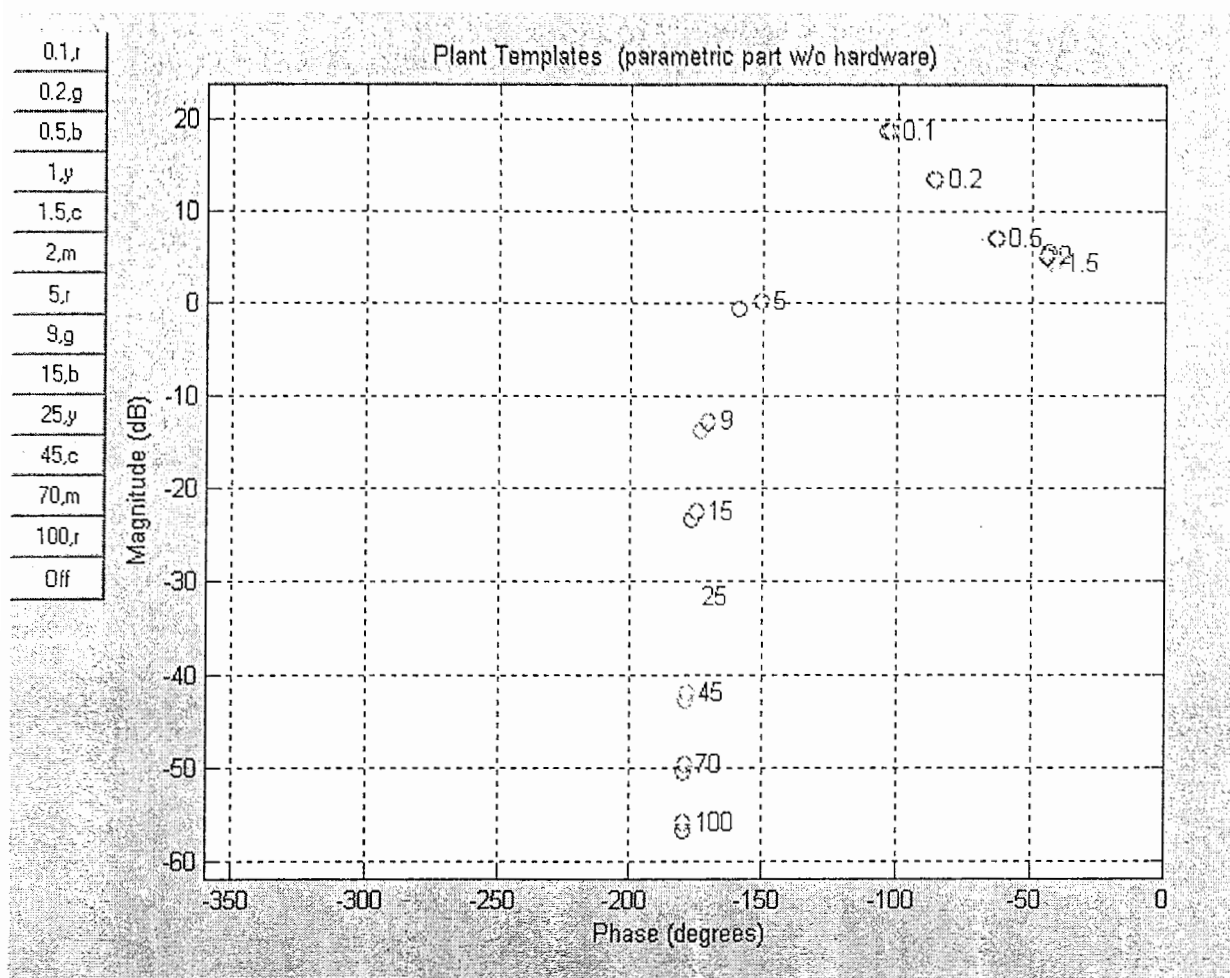
همانطور که در شکل (۴-۶-ب) ملاحظه می شود $f_{21} = 0$ انتخاب شده از ورودی اول به خروجی دوم تأثیری نداشته باشیم. لذا در حلقه مذکور تنها مساله حذف اغتشاش d_{21} مطرح است. شکل (۴-۶-الف) نشاندهنده حلقه در هم کنشی می باشد که در آن d_{22} بصورت اغتشاش از سایر حلقه ها وارد می شود. مساله دیگر در عدم قطعیت $Q_{22}(w)$ می باشد. با توجه به شکل (۴-۳) ملاحظه می شود که چون در فرکانسهائی (و بخصوص در فرکانسهای بالا) عرض تمپلت از ۱۸۰ درجه بیشتر نمی شود، لذا در طراحی سیستم MISO محدودیتی نداریم.

۴-۶-۱- انتخاب فرکانسهای آزمایشی و محاسبه تمپلتهای:

روش مناسب جهت انتخاب فرکانس آزمایشی برای محاسبه تمپلتهای عدم قطعیت این است که با استفاده از شکل (۴-۳) در فرکانسهائی که ارتفاع و عرض تمپلت دارای تغییرات کند می باشد از نقاط کمتری استفاده نمود (فرکانسهای با فواصل حدود ۲ اکتاو کافی می باشد) و در جاهائی که تغییرات ارتفاع و عرض تمپلت شدیدتر است فواصل فرکانسهای انتخابی کمتر گردد.

در شکل (۴-۵) برخی از تمپلتهای عدم قطعیت $Q_{22}(w)$ در برخی از فرکانسهای آزمایشی

نمایش داده شده اند.



شکل ۵-۶- برخی از تمپلتهای $Q_{22}(w)$

۶-۴-۲- کرانه های تعقیب : کرانه های نوع A و نوع B

در مورد شکل (۶-۲ الف) می توان با استفاده از نتایج فصل دوم نوشت [۱۶]:

$$t_{22} = \frac{F_{22}G_2Q_{22} + d_{22}Q_{22}}{1 + G_2Q_{22}} \quad (۶-۶)$$

که در آن داریم :

$$d_{22} = \frac{-t_{12}}{Q_{21}} \quad (۷-۶)$$

و بنابر این :

$$t_{22} = \frac{F_{22}L_2}{1+L_2} - \frac{t_{12}Q_{22}/Q_{21}\Delta}{1+L_2} = \tau_{d22} + t_{22} \quad (۸-۶)$$

از رابطه (۸-۶) ملاحظه می شود که باید محدوده مجاز t_{22} به دو قسمت تقسیم شده و طراحی باید اندازه های این دو قسمت یعنی اندازه های t_{22} و τ_{d22} را بطور بهینه بگونه ای انتخاب نماید که کرانه های ناشی از محدودیت دامنه هر کدام از t_{22} و τ_{d22} بر روی تابع انتقال حلقه نامی در هر فاز به مقدار مساوی باشد. با این انتخاب بهینه کمترین فوق طراحی صورت خواهد گرفت. مثلاً در صورتی که محدوده τ_{d22} اینگونه انتخاب شود:

$$|\tau_{d22}| \leq b_{d22} \quad (۹-۶)$$

آنگاه از آنجا که باید داشته باشیم :

$$a_2 \leq |T_{22}| \leq b_2 \quad (۱۰-۶)$$

بنابر این در بدترین حالت باید رابطه زیر برقرار باشد:

$$a'_2 \leq |t_{22}| \leq b'_2 \quad (۱۱-۶)$$

که در آن داریم :

$$b'_2 = b_2 - b_{d22}, a'_2 = a_2 + b_{d22} \quad (۱۲-۶)$$

علت انتخاب محدوده (۱۱-۶) با استفاده از رابطه (۱۲-۶) این است که از فاز نسبی t_{22} و τ_{d22} بی اطلاع می باشیم و بناچار بدترین حالت را در نظر می گیریم .

رابطه (۱۱-۶) محدودیتی بر روی تابع انتقال حلقه قرار می دهد که موسوم به محدودیت نوع A بوده و بصورت زیر تعریف می گردد:

$$\text{نوع A: } \Delta \left| \frac{L_2}{1+L_2} \right| \leq \left(\frac{b'_{22}}{a'_{22}} \right)_{dB} \quad (۱۳-۶)$$

از طرف دیگر رابطه (۹-۶) محدودیت دیگری بر روی تابع انتقال حلقه بوجود می آورد که موسوم به محدودیت نوع B بوده و بصورت زیر توصیف می شود:

$$B \text{ نوع : } \left| \frac{1}{1 + L_{20} \frac{Q_{22}}{Q_{220}}} \right| \leq \left| \frac{Q_{21}}{Q_{22}} \cdot \frac{b_{d22}}{b_{12}} \right| \quad (۱۴-۶)$$

در محدودیت نوع B رابطه (۱۴-۶) عمداً بجای L_2 از معادل آن ، یعنی از $L_{20} \frac{Q_{22}}{Q_{220}}$ استفاده شده است تا تأثیر انتخاب شرایط کار در دو طرف رابطه بوضوح مشخص شود در واقع به ازای هر شرایط کار خاص یک نامساوی جدید وجود دارد که محدودیت خاص را بر روی تابع انتقال حلقه نامی L_{20} اعمال می نماید و مجموعه تمامی این محدودیت هاست که محدودیت نوع B را بر روی تابع انتقال حلقه نامی L_{20} مشخص می نماید.

مقادیر بهینه b_{d22} و a'_2 و b'_2 در روابط (۱۲-۶) بسته به فاز L_{20} انتخابی بر روی دیاگرام نیکولز، مختلف بوده و باید برای هر فاز بصورت جداگانه محاسبه گردد. این عمل با انتخاب مقادیر مختلف برای b_{d22} و محاسبه مقادیر a'_2 و b'_2 با استفاده از رابطه (۱۲-۶) و سپس محاسبه کرانه های (۱۳-۶) و (۱۴-۶) بصورت تکراری انجام می شود.

کرانه های نوع A و نوع B در فرکانسهای پائین که محدوده (۱۰-۶) کوچک بوده و ارتفاع تمپلت های سیستم مقدار ثابتی پیدا کرده غالباً در اکثر مسائل و از جمله در مسأله حاضر، بصورت محدودیت غالب (محدودیتی که بالاترین کرانه را برای L بوجود می آورد) می باشند. بنابر این عمل بهینه سازی بین کرانه های نوع A و B در این فرکانسها حائز اهمیت می باشد.

در فرکانسهای بالاتر با کوچک شدن سریع اندازه a_2 ، رفته رفته مقدار آن قابل صرف نظر شده و در عمل رابطه (۱۰-۶) محدودیتی اعمال نکرده و کرانه نوع A عملاً از بین می رود. مقدار کوچک برای a_2 را می توان از ۰/۱ در نظر گرفت . در چنین حالتی می توان بجای b_{d22} از b_2 استفاده نموده و کرانه B را با آن محاسبه نمود.

۳-۴-۶- کرانه های حلقه BNIA : کرانه های نوع D

در مورد شکل (۶-۴-ب) تنها مسأله حذف اغتشاش d_{21} وجود داشته و بنابر این رابطه ای مشابه رابطه کرانه نوع B بدست خواهند آمد. چنین کرانه ای موسوم به محدودیت نوع D بوده و بصورت رابطه زیر بیان می شود:

$$\text{نوع D: } \left| \frac{1}{1 + L_{20} \frac{Q_{22}}{Q_{220}}} \right| \leq \left| \frac{Q_{21}}{Q_{22}} \cdot \frac{b_{d21}}{b_{11}} \right| \quad (۱۵-۶)$$

در کرانه نوع D نیز بجای L_2 ، مانند کرانه نوع B، از معادل آن یعنی $L_{20} \frac{Q_{22}}{Q_{220}}$ استفاده شده است تا محدودیت در هر فرکانس خاص برای L_{20} بدست آورده شود. البته در اینجا در فرکانس و به ازای هر شرایط کار، سمت راست رابطه (۱۵-۶) مقدار خاصی بوده و مانند کرانه نوع A و B بهینه سازی مطرح نمی باشد.

با توجه به روابط مربوط به کرانه های نوع B و D ملاحظه می شود که محاسبات مربوطه مشابه یکدیگر بوده و نیازی به استفاده از برنامه های کامپیوتری مجزا وجود ندارد. در پروژه حاضر هر دو نوع محدودیت توسط یک تابع در نرم افزار MATLAB محاسبه شدند.

۴-۴-۶- کرانه های پایداری :

مطابق استاندارد نظامی مرجع (۵۲، ۵۱، ۵۰) برای تمامی حلقه های فیدبک که از طریق آیرودینامیک بسته می شوند باید حاشیه پایداری ۴۵ درجه برای فاز و ۶ دسی بل برای بهره وجود داشته باشد. با

توجه به دیاگرام نیکولز و منحنی های $\left| \frac{L}{1+L} \right|_{dB} \leq 3$ ثابت ملاحظه می شود که حاشیه فاز ۴۵ درجه

مربوط به منحنی ۳ دسی بل می باشد. لذا در این مسأله در نظر گرفته شد که برای تمام سیستم های ممکن داشته باشیم:

$$\left| \frac{L}{1+L} \right|_{dB} \leq 3 \quad (۱۶-۶)$$

رابطه (۶-۱۶) در هر فرکانسی محدودیتی را به تابع انتقال حلقه اعمال می نماید. برای بدست آوردن این محدودیت ها برای تابع انتقال حلقه نامی، می توان از تمپلت های عدم قطعیت استفاده کرده و ناحیه ای را بر روی دیاگرام نیکولز بدست آورد که با قرار گرفتن تابع انتقال حلقه نامی در خارج آن ناحیه، شرط حاشیه پایداری (۶-۱۶) به ازای تمام شرایط کار ممکن برقرار باشد. چنین ناحیه ای در پروژه حاضر به روش جابجا کردن تمپلت بر روی دیاگرام نیکولز و حل یک مسأله حداقل سازی در محیط نرم افزار MATLAB انجام شد.

نکته دیگر اینکه با توجه به شکل (۶-۵) ملاحظه می شود که در فرکانسهای حدود ۴/۵ رادیان بر ثانیه به بالا، بتدریج ارتفاع تمپلت ها ثابت مانده و عرض آن به صفر میل کرده و مکان نقطه کار نامی نسبت به کل تمپلت بدون تغییر باقی مانده است. این خواص نشان دهنده این است که رفته رفته در این فرکانسها به یک^۱ UHFB (کرانه عمومی فرکانس بالا) واحد می رسیم که کرانه پایداری واحدی را در این محدوده فرکانسی بوجود خواهد آورد.

۶-۵- شکل دهی تابع انتقال نامی حلقه دوم:

پس از اتمام محاسبات تمامی کرانه های تابع انتقال حلقه نامی در فرکانسهای آزمایشی، وارد مرحله شکلا دهی تابع انتقال بهره و فاز تابع انتقال حلقه نامی می شویم. قابل یادآوری مجدد است که انتخاب سیستم نامی در تمام مراحل طراحی کاملاً اختیاری بوده است ولی پس از انتخاب اولیه، در تمام مراحل طراحی، این انتخاب نباید تغییر کند.

پس از محاسبات لازم که در فصلهای قبل ارائه شد، تابع تبدیل حلقه دوم با عدم قطعیت هایش به صورت زیر بدست آمد:

$$q_{22} = a_1 * 17225 * (b-s) / ((s^2 + 15*s + 13) * (s + 2.5) * (s + 50)) \quad (۶-۱۷-الف)$$

$$b \in [0.6 \quad 0.7], a_1 \in [1 \quad 1.23] \quad (۶-۱۷-ب)$$

همانطور که مشاهده می شود عدم قطعیتها در بهره و صفری می باشد که در سمت راست قرار دارد و طراح را عملاً با سیستم غیر مینیمم فاز مواجه کرده است. داشتن سیستم غیر مینیمم فاز باعث می شود که نتوان به پاسخ زمانی مناسبی دست یافت زیرا در این مرحله مشاهده میشود که تغییرات فراجش و زمان نشست عکس یکدیگرند و هر چه مقدار صفر کمتر باشد با شرایط دشوارتری روبرو هست و بدست آوردن مقادیر مناسب برای هردو توأمأً بسیار سخت می باشد و به همین دلیل داشتن پاسخ فرکانسی مناسب به منظور (حاشیه فاز) PM مناسب نیز از دیگر مشکلات صفر سمت راست می باشد. در شکل (۶-۶) پاسخ زمانی این تابع را می بینید.



شکل (۶-۶): پاسخ زمانی نامناسب به خاطر فراجش و زمان نشست

بدین منظور به بررسی تکنیکی می پردازیم که از آن در برخورد با سیستمهای غیر مینیمم فاز استفاده کرده است [۵۵]. بدین منظور، با قرار دادن صفر سمت چپ که مقدار آن با صفر سمت راست مساوی است اثر آن را به شدت کاهش داده و بدین وسیله دستیابی همزمان به زمان نشست و

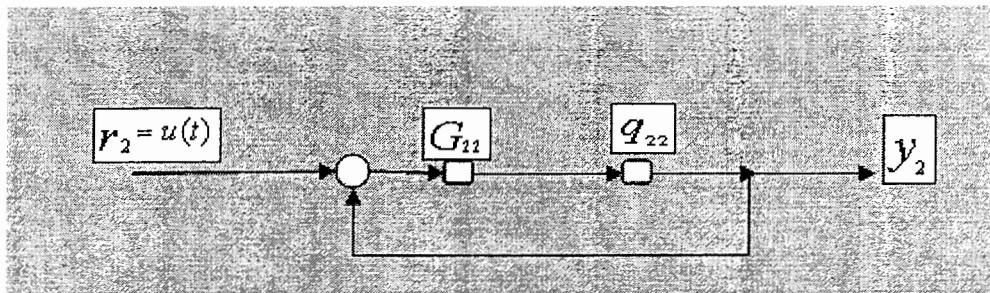
فراجش و حاشیه فاز راتا حدودی فراهم کرده است. در این پروژه نیز از این روش استفاده شده و صفری را در $z = -0.6$ یا $z = b$ قرار می دهیم و کنترلر خود را با افزودن این جمله آغاز می کنیم. البته لازم به توضیح است که هیچ روشی برای جابجائی مکان صفر نداریم و بنا براین نمی توانیم اثر صفر سمت راست را با جابجائی آن کاهش دهیم. ولی با روش مطرح شده در [۵۵] می توان اثر آن را به حداقل رساند. بعد از این مرحله با استفاده از Toolbox QFT Matlab به طراحی می پردازیم.

در این برنامه به شکل دهی همزمان بهره و فاز پرداخته و با بررسی و مقایسه کرانه ها، کرانه مورد نظر را با توجه به دامنه و فاز سایر کرانه ها انتخاب کرده و مناسب ترین تابع تبدیل را به آن نسبت می دهیم.

با استفاده از این برنامه تابع تبدیل کنترلر به شرح ذیل بدست آمد:

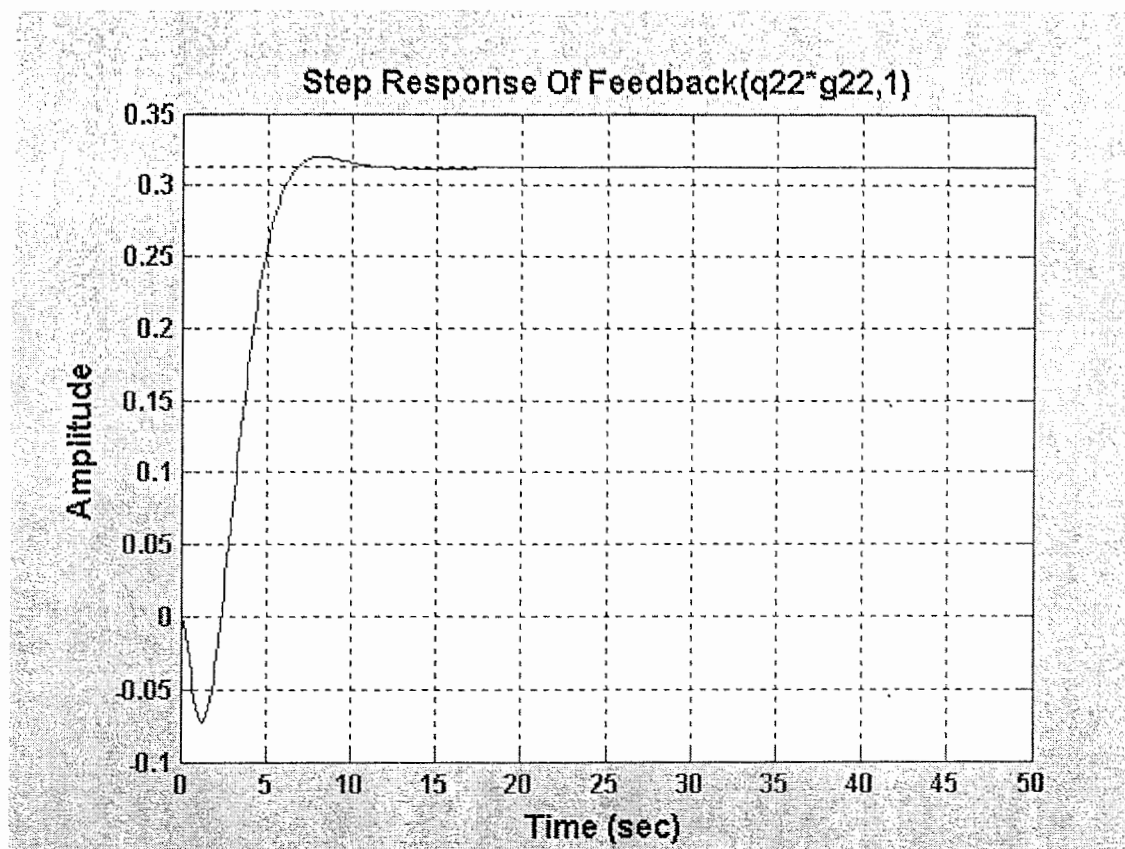
$$g_{22} = 2*(b+s) / ((s+1)*(s^2+70*s+20)); \quad (۱۸-۶)$$

با اعمال این کنترلر به تابع سیستم و استفاده از فیدبک واحد بلوک دیاگرام زیر را خواهیم داشت:



شکل (۶-۷): بلوک دیاگرام کنترلر به همراه سیستم

پاسخ پله این بلوک در شکل (۶-۸) می باشد:

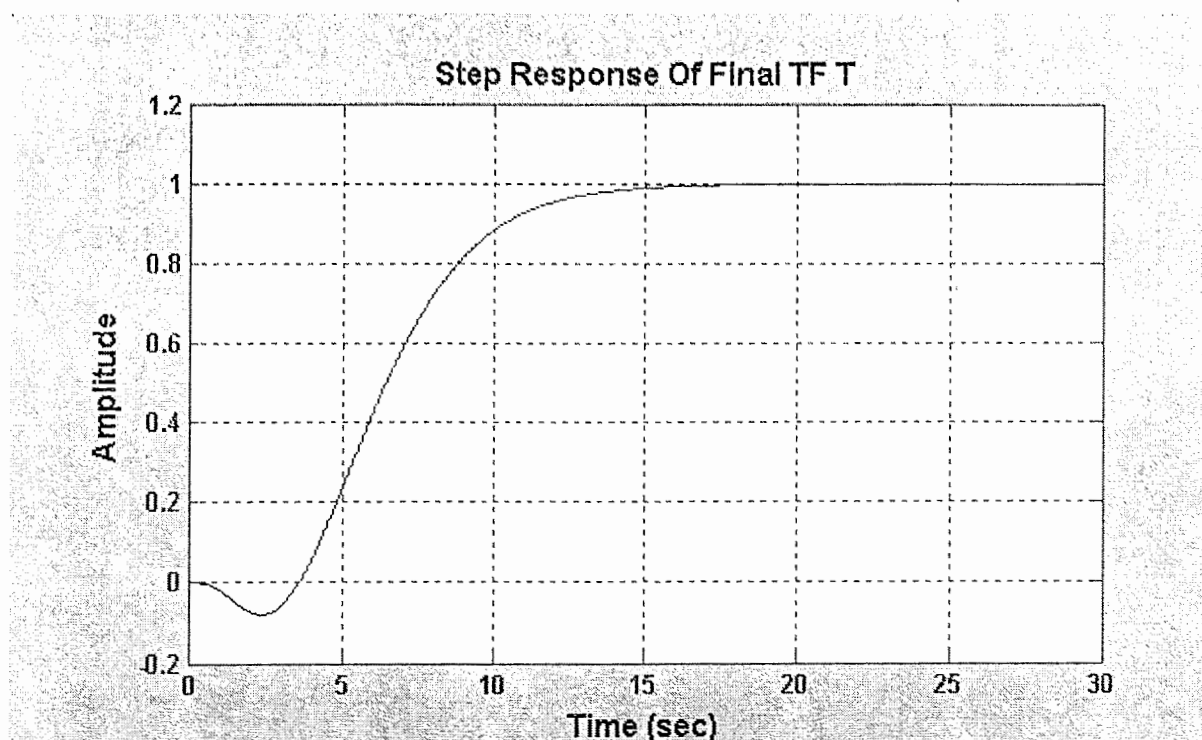


شکل (۶-۸): پاسخ پله حلقه بسته بدون پیش فیلتر

به منظور هر چه بهتر شدن پاسخ خروجی سیستم از پیش فیلتر استفاده می شود که باعث می شود بهره به سمت مقدار واحد میل کرده و بتوان پاسخ فرکانسی را نیز در صورت نیاز بهبود بخشید. تابع تبدیل پیش فیلتر را در رابطه (۶-۱۹) می بینید:

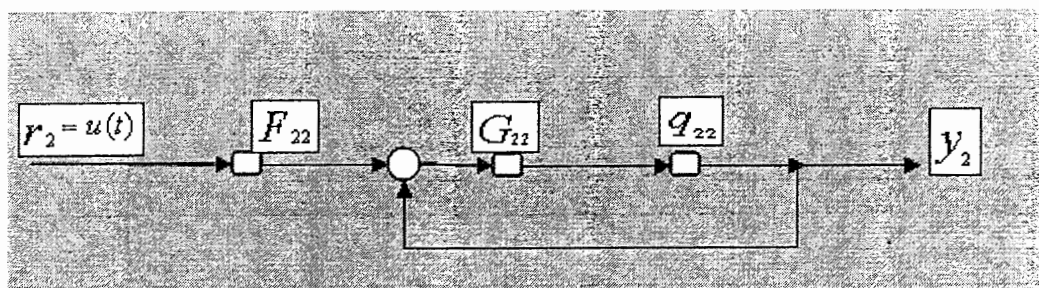
$$f_{22} = 680 / ((s^2 + 158s + 85)(s + 2.5)) \quad (۶-۱۹)$$

همانطور که مشاهده می شود پاسخ، دارای یک فراجهش منفی می باشد که اثر همان صفر سمت راست است. حال هر چه مقدار این صفر کمتر باشد فراجهش بیشتر می شود.



شکل (۶-۹): پاسخ پله نهائی سیستم (مربوط به θ)

با اعمال این پیش فیلتر به تابع سیستم بلوک دیاگرام زیر را خواهیم داشت:



شکل (۶-۱۰): بلوک دیاگرام کنترلر پیش فیلتر سیستم برای خروجی دوم (θ)

۶-۶- طراحی زمان گسسته برای حلقه دوم:

اکنون می خواهیم کنترلرها را در حوزه گسسته طراحی کنیم. البته انتخاب بهترین فرکانس نمونه برداری از اهمیت بالایی برخوردار است. برای انتخاب فرکانس نمونه برداری از دورترین قطب شروع می کنیم. چون دورترین قطب در $p = -85$ قرار دارد بنابراین فرکانس نمونه برداری از رابطه $10 \cdot p / 6.28$ بدست می آید که در اینجا مقدار آن $1/135$ (۰.۰۰۷) می شود. با استفاده از این

فرکانس، توابع تبدیل کنترلر و پیش فیلتر را به حوزه گسسته برده و طراحی می کنیم. این توابع در حوزه گسسته به شرح ذیل می باشند:

$$g22_d = (4.422e-5z^2 - 8.642e-6z - 3.539e-5) / (z^3 - 2.505z^2 + 2.015z - 0.5096)$$

(۲۰-۶)

$$f22_d = (3.504e-5z^2 + 0.0001069z + 1.94e-5) / (z^3 - 2.289z^2 + 1.594z - 0.3046)$$

(۲۱-۶)

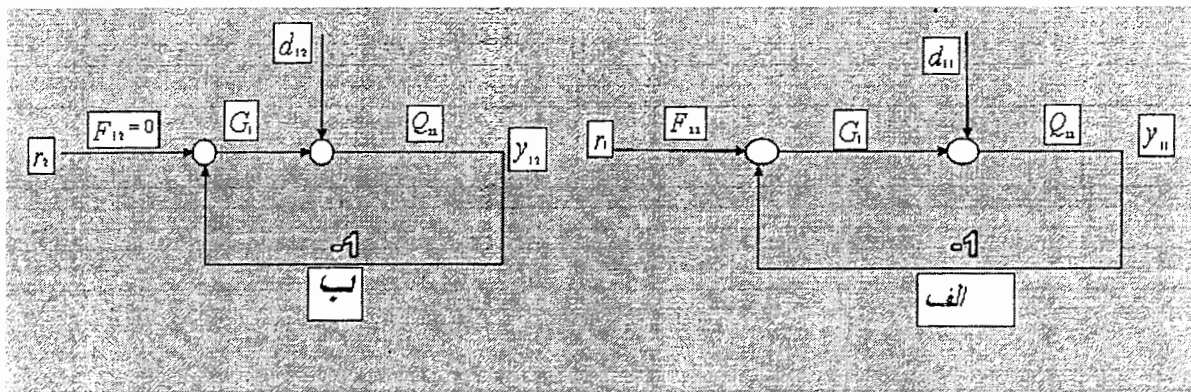
طراحی حلقه اول:

در طراحی حلقه اول از روش دوم QFT چند متغیره استفاده می شود. چرا که این روش دارای فوق طراحی کمتری نسبت به روش نگاشت شاوردر می باشد. در این روش از المانهایی که در مرحله اول طراحی بدست آمده است. استفاده می گردد.

۶-۷- استخراج سیستم معادل حلقه اول:

در طراحی حلقه اول با استفاده از نتایج فصل سوم با سیستمهای MISO معادل شکل

(۶-۵) مواجه می باشیم.



شکل (۶-۱۱): سیستم های معادل MISO حلقه دوم

در شکل (۶-۱۱) از آنجا که لازم داریم پاسخ w به فرمان r صفر باشد، لذا $f_{12} = 0$ انتخاب شده است. با استفاده از این شکل خواهیم داشت:

$$T_{12} = \frac{d_{12}Q_{11}}{1 + G_1Q_{11}}, d_{12} = \frac{-T_{22}}{Q_{22}} \quad (۲۲-۶)$$

بعلاوه با استفاده از شکل (۱۱-۶-الف) داریم :

$$T_{11} = \frac{F_{11}L_1}{1 - L_1} + \frac{d_{11}Q_{11}}{1 + L_1}, d_{11} = \frac{-T_{21}}{Q_{12}} \quad (۲۳-۶)$$

که در آن $L_1 = G_1Q_{11}$ می باشد.

اکنون با استفاده از طراحی حلقه دوم می توان بجای المانهای معلوم در روابط (۲۲-۶) و (۲۳-۶) یعنی بجای T_{21} و T_{22} مقادیر معادل آنها را جایگزین نمود نتیجه حاصله برای حلقه در هم کنشی شکل (۱۱-۶-الف) عبارتست از :

$$T_{11} = \frac{F_{11}L_{le}}{1 + L_{le}} \quad (۲۴-۶-الف)$$

$$L_{1e} = G_1Q_{11e} \quad (۲۴-۶-ب)$$

$$Q_{11e} = \frac{Q_{11}(1 + L_2)}{1 + L_2 - \gamma} \quad (۲۴-۶-ج)$$

$$\gamma = \frac{Q_{11}Q_{22}}{Q_{12}Q_{21}} \quad (۲۴-۶-د)$$

و برای حلقه BNIA داریم :

$$T_{12} = \frac{d_{12e}}{1 + L_{le}} \quad (۲۵-۶-الف)$$

$$d_{12e} = \frac{f_{22}L_2Q_{11}}{Q_{12}(1 + L_2 - \gamma)} \quad (۲۵-۶-ب)$$

با محاسبه حلقه معادل می توان طراحی را به روش طراحی یک مسأله تک حلقه انجام داد.

برای محاسبه سیستم معادل باید ابتدا از رابطه (۲۴-۶-د) شروع کرد.

۶-۷-۱ انتخاب فرکانسهای آزمایشی و محاسبه تمپلت

همانند حلقه دوم ، برای درک تغییرات ارتفاع و عرض تمپلت ها با فرکانس ، اقدام به ترسیم دیاگرامهای بود آنها شد که در این حلقه بعثت تغییرات زیاد دامنه و فاز سیستم ، فرکانسهای بیشتری جهت آزمایش انتخاب شدند .

۶-۷-۲- کرانه های کارآیی و پایداری :

درباره کرانه های تعقیب لازم داریم :

$$a_1 \leq |T_{11}| \leq b_1 \quad (۶-۲۶)$$

و بنابر این با استفاده از رابطه (۴-۲۵-الف) باید داشته باشیم :

$$\Delta \left| \frac{L_{le}}{1 + L_{le}} \right|_{dB} \leq \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{dB} \quad (۶-۲۷)$$

به روش مشابه طراحی حلقه دوم با استفاده از رابطه (۶-۲۷) کرانه هایی برای تابع انتقال نامی L_{10e} در تمامی فرکانسهای آزمایشی بدست می آید .

در مورد حلقه BNIA نیز با استفاده از رابطه (۶-۲۵) باید داشته باشیم :

$$\left| \frac{1}{1 + L_{1e} \frac{Q_{11e}}{Q_{110e}}} \right| \leq \left| \frac{b_{12}}{d_{12e}} \right| \quad (۶-۲۸)$$

این محدودیت نیز با استفاده از روش ذکر شده در طراحی حلقه دوم در تمام فرکانسهای آزمایشی

محاسبه گردید. در انتها بعنوان کرانه پایداری باید داشته باشیم :

$$\left| \frac{1}{1 + L_{le}} \right|_{dB} \leq 3 \quad (۶-۲۹)$$

که برای این کرانه نیز از روش مشابه حلقه دوم استفاده گردید. در محاسبه کرانه پایداری واضح است که در فرکانسهای متوسط و بالا به یک UHFB واحد نمی رسیم بلکه در هر فرکانس یک کرانه

پایداری خاص خواهیم داشت . علت این امر جابجایی مداوم موقعیت سیستم نامی در تمپلت و نرسیدن به عرض صفر و دامنه ثابت در فرکانسهای مزبور می باشد.

۶-۷-۳- شکل دهی تابع انتقال نامی حلقه اول :

پس از اتمام محاسبات تمامی کرانه های تابع انتقال حلقه نامی در فرکانسهای آمایشی ، وارد مرحله شکل دهی تابع انتقال بهره و فاز تابع انتقال حلقه نامی می شویم . قابل یادآوری مجدد است که انتخاب سیستم نامی در تمام مراحل طراحی کاملاً اختیاری بوده است ولی پس از انتخاب اولیه ، در تمام مراحل طراحی ، این انتخاب نباید تغییر کند .

پس از محاسبات لازم که در فصلهای قبل ارائه شد ، تابع تبدیل حلقه اول با عدم قطعیتهايش به صورت زیر بدست آمد :

$$q_{11}=a_1*333*(b-s)/(s^3+14.5*s^2+31.5*s+18)) \quad (۶-۳۰)$$

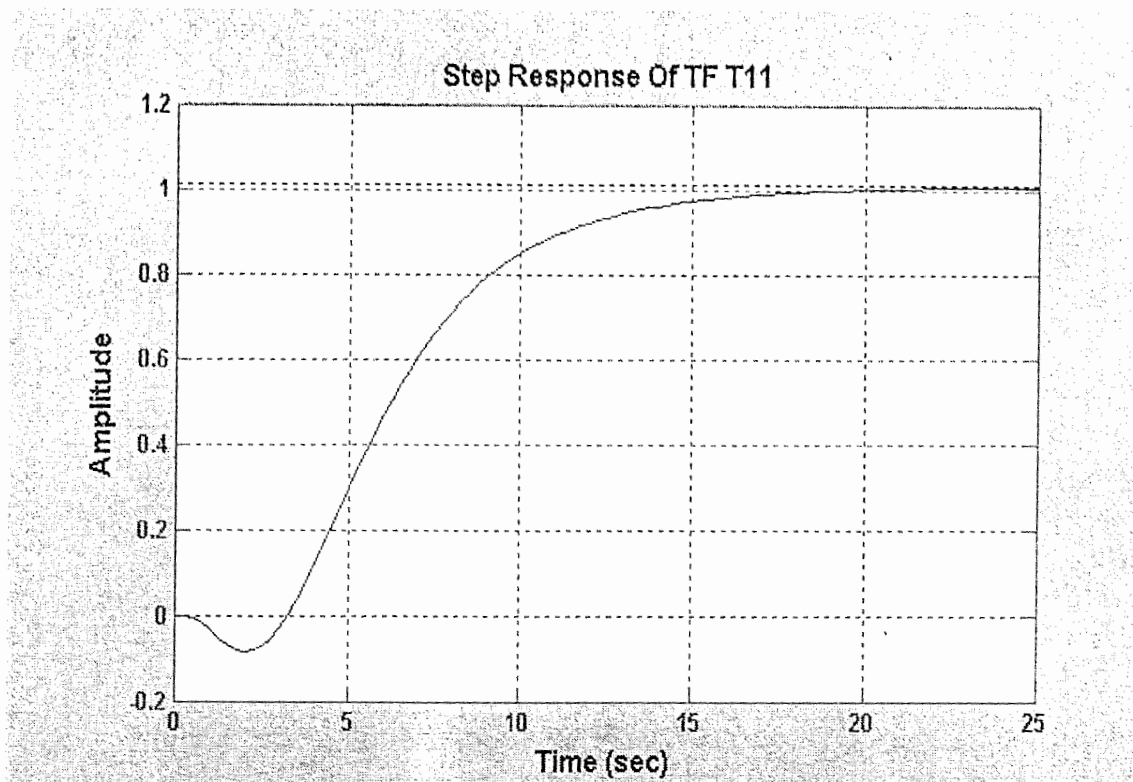
$$b \in [0.6 \ 0.7], a_1 \in [1 \ 1.23] \quad (۶-۳۱)$$

همانطور که مشاهده می شود شبیه حالت قبل ، عدم قطعیتها در صفر سمت راست و بهره سیستم می باشد . روند طراحی شبیه حالت قبل با استفاده از Toolbox QFT Matlab می باشد که در نهایت به کنترلر وپیش فیلتر زیر منتهی می شود :

$$g_{11}=2*40*(b+s)/(10*(s^2+490*s+50)*(s+1.3)) \quad (۶-۳۲)$$

$$f_{11}=26*1.8/(.88*(s^2+28*s+26)) \quad (۶-۳۳)$$

همانطور که در شکل (۶-۱۲) هم مشاهده می شود سیستم از پاسخ زمانی خوبی هم برخوردار است .



شکل (۶-۱۲): پاسخ نهائی حلقه اول

۶-۸- طراحی زمان گسسته برای حلقه اول :

همانطور که برای حلقه اول محاسبه کردیم ، برای این حلقه نیز فرکانس نمونه برداری را مشخص کرده و با استفاده از آن به طراحی کنترلرهای حلقه اول در حوزه گسسته می پردازیم که بعد از محاسبه در حوزه گسسته به شرح ذیل می باشند :

$$g11_d = (0.0001339z^2 - 9.891e-005z - 3.392e-005) / (z^3 - 1.995z^2 + 1.004z - 0.008978)$$

(۶-۳۴)

$$f11_d = (0.002427z + 0.002211) / (z^2 - 1.754z + 0.7558) \quad (۶-۳۵)$$

۶-۹- مقایسه با روشهای دیگر:

در زمینه کنترل مقاوم سیستم‌ها، منتقدین QFT نیز به قوت آن اذعان دارند [۱۰] و به جرأت می‌توان ادعا نمود که QFT حرف آخر را می‌زند. در سیستم‌های چند ورودی- چندخروجی هیچ روشی (لااقل در حال حاضر) نمی‌تواند ادعای بهینگی داشته باشد و هر یک از روشها بنوعی حاوی

زمینه‌های فوق طراحی است. در هر صورت، باتوجه به گستردگی مسائل موجود در سیستم‌های کنترل عملی و دینامیکهائی که پرنده‌های گوناگون دارند، نباید انتظار داشت که یک روش و دیدگاه خاص، بهترین جوابها را تحت تمام شرایط و حالتها بدهد؛ بلکه هر روش نقاط ضعف و قوت خاص خود را دارد که تا حد زیادی به چارچوب مدلسازی مسئله در آن بویژه نحوه توصیف نامعینی و محدوده عملکرد مطلوب وابسته است. البته طراح در هر شرایطی به داده‌های پروازی احتیاج دارد تا بتواند بهترین مدل را بدست آورد و همچنین عدم قطعیت‌های مدل را نیز دقیقاً مشخص کند تا بتوان هزینه‌های اضافی را کاهش داد و بهترین کنترلر را طراحی کرد.

اگرچه بکارگیری فیدبک در طراحی کنترلرها، ویژگی مشترک الگوریتم‌های کنترلی است اما مسئله‌ای که بقدر اهمیت عملی آن بدان توجه نشده است، هزینه ناشی از بکارگیری فیدبک است. معیار مهم برای هزینه فیدبک، میزان بهره حلقه و در نتیجه پهنای باند آن و یا بعبارت بهتر، میزان بهره جبران‌ساز و در نتیجه پهنای باند آن می‌باشد

اما با دانستن محدوده عملیات و مانورهای که پرنده و یا هلیکوپتر انجام می‌دهد، می‌توان بر اساس آن موثرترین کنترلرها را با کمترین فوق طراحی بدست آورد که تمام شرایط پایداری را برآورده میکند.

فصل هفتم : نتیجه گیری و پیشنهاد

در راستای طراحی خلبان خودکار و کنترلرهای آن به امکانات زیادی نیاز می باشد تا بتوان با استفاده از آنها و کارشناسان متخصص ، به داده های پروازی دقیق دست پیدا کرد ، و بهترین طراحی را بدست آورد .البته این کار خود به تجربه زیادی نیاز دارد و با تستهای مختلف می توان بهترین شرایط را بدست آورد وطراحی را بهینه کرد و خلبان خودکار را برای همه مدهای پروازی بدست آورد .

همچنین می توان در آینده ای نچندان دور در ارگانهای مختلف دولتی با هزینه های بیشتر تحقیقات کاملی در این زمینه به عمل آورد تا ایران ما نیز بتواند با استفاده از کارشناسان داخلی خود را در جهان تکنولوژی مطرح کرده و در این زمینه نیز بتواند بهترین محصولات را برای استفاده های مختلف نظامی و غیر نظامی داشته باشد ، به امید آن روز .

مراجع

- [1] Horwitz, I. , "Survey of quantitative feedback theory ," Int. J. Contr., vol.53 no. 2 , pp. 255-291 , 1991 .
- [2] Horwitz, I. , "Optimum loop transfer function in single-loop minimum phase feedback system ." Int. J. Contr. , vol. 22 ,pp. 97-113 , 1973 .
- [3] Horwitz, I. , "Fundamental theory of linear feedback control systems," IRE Trans. Automat. Contr. , vol. 4 , pp. 5-19 , 1959 .
- [4] Bode, H. , "Network analysis and feedback amplifier design", Van Nostrand, 1945
- [5] Horwitz, I. , "Quantitative feedback theory," IEE Proc. D, vol. 129 ,no.6, pp. 215-226, 1982.
- [6] Zames, G. , " Feedback and optimal sensitivity : model reference transformations, multiplicatives seminorms and approximate inverse," IEEE Trans. Automat. Contr. , vol. 26 , pp. 301-320 , 1981.
- [7] Doyle, J. , "Analysis of feedback system with structured uncertainties," IEEE, Proc. D, vol. 129 , no. 6 , pp. 242-250, 1982 .
- [8] Young, P. and K. Astrom, " μ meets Bode," in Proc. Amer. Conf. Contr. , 1994 ,pp. 12223-1227.
- [9] Braatz, R. , "A reconciliation between quantitative feedback theory and robust multivariable control," in Proc. IEEE,Amer. , Cont. ,Conf. ,1994 , pp. 3374-3378.
- [10] Doyle, J. , " Quantitative Feedback Theory (QFT) and robust control ,"in Proc. Amer. Conf. ,pp. 1691-1698 , 1986 .
- [11] Middleton, R. and G. Goodwin, "Digital control and estimation, "A Unified Approach, Prentice –Hall , 1990 .

[۱۲] کاظمی ف.، کنترل پهنپاد ، پایان نامه کارشناسی ارشد ، دانشکده برق ، دانشگاه امیر کبیر،

۱۳۷۲.

[۱۳] بهبهانی، م. ع.، خاکی صدیق و ک. لوکس ، تعیین تمپلت نا معینی در تئوری فیدبک کمی

بوسیله الگوریتم ژنتیکی، کنفرانس مهندسی برق، ۱۳۷۵، جلد چهارم ، ص. ۷۰۸-۷۱۳.

- [14] Chait, Y. , Borghesani and Y. Zheng, "Single loop QFT design for robust performance in the presence of non-parametric uncertainties," ASME Trans. , J. Dyn. Syst. Meas. Contr., vol. 117, no. 3, pp. 420-425, 1995.

- [15] Wang, G., C. Chen and S. Wang, "Equation for loop bound quantitative feedback theory," in Proc. IEEE Conf. Decision Contr., 1991, pp. 2968-2969.
- [16] Chait, Y. and O. Yaniv, "Multi-input/single-output computer-aided control design using the quantitative feedback theory," Int. J. Robust Nonlinear Contr., vol. 3, no 1, pp. 47-54, 1993.
- [17] Rodrigues, J., Y. Chait and C. Hollot, "A new algorithm for computing QFT bounds," in Proc. Amer. Contr. Conf., pp. 3970-3974, 1995.
- [۱۸] ع. خاکی صدیق، م. بهبهانی و ک. لوکس، شکل دهی هوشمند در تئوری فیدبک کمی، کنفرانس مهندسی برق ایران، ۱۳۷۶، جلد چهارم، ص. ۴۶-۵۳.
- [19] Bailey, F., J. Helton and O. Merino, "Alternative approaches in frequency domain design of single loop feedback system with plant uncertainty," in proc. Amer. Contr. Conf., 1994, pp. 345-349.
- [20] Horwitz, I., P. Arnold and C. Houppis, "YF16CCV flight control system reconfiguration design using QFT," in Proc. IEEE NAECON, 1985, pp. 578-585.
- [21] Chait, Y. "Robust internal stability in multi input/output quantitative feedback theory," in Proc. IEEE Contr. Decision Contr., 1991, pp. 2970-2971.
- [22] Horwitz, I. and C. Loecher, "Design of 3*3 multivariable feedback system with large plant uncertainty," Int. J. Contr., vol. 33, no. 4, pp. 677-699, 1981.
- [23] Chen, J., "Sensitivity integral relation and design trade-off in linear multi-variable feedback system," IEEE Trans. Automat. Contr. Vol. 40, no. 10, pp. 1700-1716, 1995.
- [24] Skogestad S. and I. Postlethwaite, "Multivariable feedback control, analysis and design," Wiley, 1996.
- [25] Horwitz, I., "Quantitative synthesis of uncertain MIMO feedback system," Int. J. Contr., vol. 30, no. 1, pp. 81-106, 1979.
- [26] Horwitz, I., "Improved design technique for uncertain MIMO feedback system," Int. J. Contr., vol. 36, pp. 977-988, 1982.
- 47, no. 2, pp. 519-528, 1988.
- [27] Yaniv, O., "MIMO QFT using non-diagonal controllers," Int. J. Contr., vol. 61, pp. 245-263, 1995.
- [28] Zhao, Y. and S. Jayasuriya, "A new formulation of MIMO QFT," in Proc. Amer. Conf. Contr., 1995, pp. 3977-3981.
- [29] Nwokan, O. and G. Grewal, "Quantitative nyquist array feedback design," in Proc. Amer. Contr. Conf., 1995, pp. 3965-3966.

- [30] Zhao, Y. and S. Jayasuriya, "Robust stability of closed loop systems resulting from nonsequential MIMO-QFT design," in Proc. Amer. Conf. Contr., 1995, pp. 3851-3855.
- [31] Sating, R., C. Houppis, and I. Horwitz, "Development of a MIMO QFT CAD package (version 2)," in Proc. Amer. Contr. Conf., pp. 3081-3083, 1993.
- [32] Preng, Y., R. ank K. Pan., "Robust performance design multivariable control system," IEE Proc. D, vol. 142, no. 1, pp. 7-14, 1995.
- [33] Yaniv, O., "Robust non-iterative synthesis of ill-condition plants," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 37, no. 7, pp. 1080-1083, 1992.
- [34] Yaniv, O., "Quantitative design method for MIMO uncertain plants to achieve prescribe diagonal dominant closed-loop minimum-phase tolerance," Int. J. Contr., vol. 50, no. 3, pp. 361-386, 1993.
- [35] Horwitz, I. and M. Sidi, "Optimum synthesis of nonminimum-phase feedback systems with parameter uncertainty," Int. J. Contr., vol. 27, pp. 361-386, 1978.
- [36] Yaniv, O., I. Horwitz, "Quantitative Feedback theory-reply to criticisms," Int. J. Contr., vol. 46, no. 3, pp. 945-962, 1987.
- [37] C. Munzinger, "Development of a real-time flight simulator for an experimental model helicopter" GIT School of Aerospace Engineering, diploma thesis 1998.
- [38] . Johnson. Helicopter Theory. Dover Publications Inc. 1994.
- [39] A. R. S. Bramwell. Helicopter Dynamics. Edward Arnold Publishers. 1976. Heinemann. 2001. (Available)
- [40] P. R. Payne. Helicopter Dynamics and Aerodynamics. Isaac Pitman and Sons Ltd. 1955
- [41] J. Shapiro. Principle of Helicopter Engineering. Mc-Graw Hill. 1955
- [42] J. Shapiro. The Helicopter. Frederick Muller Ltd. 1957.
- [43] R. L. Bielawa. Rotary Wing Structural Dynamics and Aeroelasticity. AIAA. 1992 (Available)
- [44] Seddon and Newman. Helicopter something or the other...Not on my shelf at the moment!
- [46] G. D. Padfield. Helicopter Flight Dynamics. Blackwell Science. 1996
- ۴۸- تست و کالیبراسیون ژيروسکوپ عمودی VG24_1904-1 و ژيروسکوپ نرخی AD813، مرکز تحقیقات مهندسی جهاد سازندگی، واحد ابزار دقیق، اردیبهشت ۷۲
- [49] J. Roskam, Airplane Flight Dynamic & Automatic Flight Control, Part II, Roskam Aviation & Engineering Corporation, 1979.

- [50] C.S.Prosser, C.D. Wiler, RVP Flying Qualities Description Design Criterin, NITS NO:AD-045 170 ,1976.
- [51] MIL-F9490D (USAF), Millitary Specification Flight Control Systems Design Instalation and Test of Piloted Aircraft General Specification for 1975.
- [52] MIL-C_18244A(WEP) Millitary Specification Control & Stabilization Systems Automatic Piloted Aircraft General Specification
- [53] D. G. Wheaton ,Automatic Flight Control System Design For an Unmanned Research Vehicle Using Discrete Quantitative Fedback Theory,MS Thesis ,AF/T/eng/90D-66,NTIS No:AD-A230 364/2/Hom/1990.
- [54] V. Gavrillets , B. Mettler and E. Feron ,Nonlinear Model For a Small-Size Acrobatic Helicopter , Massachusetts Institute of Technology , Cambridge ,MA 02139 .
- [55] W. Chen and D. Balance , "QFT Design For Uncertain Nonminimum Phase and Unstable Plant " ,System & Control Department of Mechanical Engineering Univercity of Glasgow, UK, July 1997 .
- [۵۶] غلامرضا وثوقی ، آریا الستی ، علیرضا حریری ، استفاده از تئوری پسخوراند کمی برای کنترل زوایای چرخشی دستگاه شبیه ساز آزمایشگاهی دو درجه آزادی هلیکوپتر ، اولین کنفرانس بین المللی و سومین کنفرانس سراسری انجمن هوافضای ایران ، دانشگاه صنعتی شریف ، ۱۰-۱۲ دی ماه ۱۳۷۹.
- [۵۷] آریا الستی ، غلامرضا وثوقی و امیر هوشنگ وهابزاده رودسری ، کنترل لغزشی زوایای یاو و پیچ در شبیه ساز آزمایشگاهی حرکات دورانی هلیکوپتر ، اولین کنفرانس بین المللی و سومین کنفرانس سراسری انجمن هوافضای ایران ، دانشگاه صنعتی شریف ، ۱۰-۱۲ دی ماه ۱۳۷۹ .

ضمیمه A : شش معادله و نه حالت

$$\dot{u} = -(w.q - v.r) + \frac{x}{M_a} - g.\sin \theta$$

$$\dot{v} = -(u.r - w.p) + \frac{y}{M_a} + g.\cos \theta.\sin \phi$$

$$\dot{w} = -(v.p - u.q) + \frac{z}{M_a} + g.\cos \theta.\cos \phi$$

$$I_{xx} \cdot \dot{p} = (I_{yy} - I_{zz}).q.r + I_{xz}(\dot{r} + pq) + L$$

$$I_{yy} \cdot \dot{q} = (I_{zz} - I_{xx}).r.p + I_{xz}(\dot{r}^2 - p^2) + M$$

$$I_{zz} \cdot \dot{r} = (I_{xx} - I_{yy}).p.q + I_{xz}(\dot{p} - q.r) + N$$

$$\dot{\phi} = p + q.\sin \phi.\tan \theta + r.\cos \phi.\tan \theta$$

$$\dot{\theta} = q.\cos \phi - r.\sin \phi$$

$$\dot{\varphi} = q.\sin \phi.\sec \theta + r.\cos \phi.\sec \theta$$

B-1

$F =$											
$\frac{X_u}{m}$	$\frac{X_w}{m}$	$\frac{X_q}{m} - w_0$	$-g \cos \theta_0$	$\frac{X_v}{m}$	$\frac{X_p}{m}$	0	$\frac{X_r}{m} + v_0$	$\frac{X_{\delta_e}}{m} \cdot k\beta$	$\frac{X_{\delta_a}}{m} \cdot k\beta$		
$\frac{Z_u}{m}$	$\frac{Z_w}{m}$	$\frac{Z_q}{m} + u_0$	$-g \cos \theta_0 \cdot \sin \theta_0$	$\frac{Z_v}{m}$	$\frac{Z_p}{m} - v_0$	$-g \sin \theta_0 \cdot \cos \theta_0$	$\frac{Z_r}{m}$	$\frac{Z_{\delta_e}}{m} \cdot k\beta$	$\frac{Z_{\delta_a}}{m} \cdot k\beta$		
$\frac{M_u}{m}$	$\frac{M_w}{m}$	$\frac{M_q}{m}$	0	$\frac{M_v}{m}$	$\frac{M_p}{m}$	0	$\frac{M_r}{m}$	$\frac{M_{\delta_e}}{m} \cdot k\beta$	$\frac{M_{\delta_a}}{m} \cdot k\beta$		
I_y	I_y	I_y	0	I_y	I_y	0	I_y	I_y	I_y		
0	0	$\cos \theta_0$	0	0	0	0	$-\sin \theta_0$	0	0		
$\frac{Y_u}{m}$	$\frac{Y_w}{m}$	$\frac{Y_q}{m}$	$-g \sin \theta_0 \cdot \sin \theta_0$	$\frac{Y_v}{m}$	$\frac{Y_p}{m} + w_0$	$-g \cos \theta_0 \cdot \cos \theta_0$	$\frac{Y_r}{m} - u_0$	$\frac{Y_{\delta_e}}{m} \cdot k\beta$	$\frac{Y_{\delta_a}}{m} \cdot k\beta$		
$\frac{I_{xz} L_u + I_{xz} N_u}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_w + I_{xz} N_w}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_q + I_{xz} N_q}{I_c}$	0	$\frac{I_{xz} L_v + I_{xz} N_v}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_p + I_{xz} N_p}{I_c}$	0	$\frac{I_{xz} L_r + I_{xz} N_r}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_{\delta_e} + I_{xz} N_{\delta_e}}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_{\delta_a} + I_{xz} N_{\delta_a}}{I_c}$		
0	0	$\sin \theta_0 \cdot \tan \theta_0$	0	0	1	0	$\cos \theta_0 \cdot \tan \theta_0$	0	0		
$\frac{I_{xz} L_u + I_{xz} N_u}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_w + I_{xz} N_w}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_q + I_{xz} N_q}{I_c}$	0	$\frac{I_{xz} L_v + I_{xz} N_v}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_p + I_{xz} N_p}{I_c}$	0	$\frac{I_{xz} L_r + I_{xz} N_r}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_{\delta_e} + I_{xz} N_{\delta_e}}{I_c}$	$\frac{I_{xz} L_{\delta_a} + I_{xz} N_{\delta_a}}{I_c}$		
0	0	$\frac{\gamma \zeta}{16}$	0	$\frac{\theta_{0CR}}{16l_{CR}}$	1	0	0	$-\frac{\gamma \zeta \Omega}{16}$	0		
$\frac{\theta_{0CR}}{16l_{CR}}$	0	-1	0	0	$-\frac{\gamma \zeta}{16}$	0	0	0	$\frac{\gamma \zeta \Omega}{16}$		

B-2 ضمیمه

$$\begin{aligned}
 G = & \begin{bmatrix}
 \frac{X_{\delta_e}}{m} & \frac{X_{\delta_a}}{m} & \frac{X_{\delta_p}}{m} \\
 \frac{Z_{\delta_e}}{m} & \frac{Z_{\delta_a}}{m} & \frac{Z_{\delta_p}}{m} \\
 \frac{M_{\delta_e}}{I_y} & \frac{M_{\delta_a}}{I_y} & \frac{M_{\delta_p}}{I_y} \\
 0 & 0 & 0 \\
 \frac{Y_{\delta_e}}{m} & \frac{Y_{\delta_a}}{m} & -g \cdot \sin \phi_0 \cdot \sin \theta_0 \\
 \frac{I_z L_{\delta_e} + I_{xz} N_{\delta_e}}{I_c} & \frac{I_z L_{\delta_a} + I_{xz} N_{\delta_a}}{I_c} & \frac{I_z L_{\delta_p} + I_{xz} N_{\delta_p}}{I_c} \\
 0 & 0 & 0 \\
 \frac{I_x L_{\delta_e} + I_x N_{\delta_e}}{I_c} & \frac{I_{xz} L_{\delta_a} + I_x N_{\delta_a}}{I_c} & \frac{I_z L_{\delta_p} + I_{xz} N_{\delta_p}}{I_c} \\
 0 & -\frac{\gamma \zeta_5 \Omega}{16} \cdot k_{CR} & 0 \\
 0 & \frac{\gamma \zeta_5 \Omega}{16} \cdot k_{CR} & 0
 \end{bmatrix} \\
 x = & \begin{bmatrix} u \\ w \\ q \\ \theta \\ v \\ p \\ \phi \\ r \\ \beta_{c,CR} \\ \beta_{s,CR} \end{bmatrix} \\
 \delta_u = & \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_c \\ \delta_a \\ \delta_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_{coll,MR} \\ \delta_{long} \\ \delta_{lat} \\ \delta_{coll,TR} \end{bmatrix} \\
 I_c = & (I_x \cdot I_z - I_{xz}^2)
 \end{aligned}$$

 δ_{long} longitudinal swashplate tilt

 δ_{lat} lateral swashplate tilt

Control rotor **decoupled** from rigid body dynamics (rotor rotating clockwise):

F Matrix:

	u	w	q	theta	Beta_c_cr	v	p	phi	r	Beta_s_cr
u	-.0469	-.0296	1.4106	-32.13	0	-.0034	0.21	0	0	0
w	-.0311	-.6892	-.1084	1.4901	0	-.0032	-.0012	-1.80	0	0
q	.1559	-0.068	-5.822	0	0	.0465	.7644	0	0	0
theta	0	0	.9984	0	0	0	0	0	-.0561	0
Beta_c_cr	.0101	0	-1	0	-2.1633	0	-.0237	0	0	0
v	.0047	-.0039	.2102	.0837	0	-.0998	-1.443	32.0	.4197	0
p	.2176	-.0148	-2.384	0	0	-.4276	-17.88	0	.428	0
phi	0	0	-.0026	0	0	0	1	0	-.0464	0
r	-.0116	-.2397	0	0	0	.2881	.1293	0	-1.752	0
Beta_s_cr	0	0	.0237	0	0	-.0101	-1	0	0	-2.1633

G Matrix:

	Coll MR	B1	A1	Coll MR
u	-18.185	32.5193	3.4817	0
w	-391.01	-1.4548	-.3507	0
q	-30.993	-85.857	-50.0334	0
theta	0	0	0	0
Beta_c_cr	0	-2.1633	0	0
v	-2.3784	-3.4852	32.5522	-43.312
p	-9.0806	-155.97	497.44	-43.350
Phi	0	0	0	0
r	-75.505	0	0	180.708
Beta_s_cr	0	0	2.1633	0

Trim:

theta	-0.0464
phi	0.0561
Coll MR	0.1085
B1	-0.0477
A1	-0.0108
Coll MR	0.0046
a 1s	0.0453
B 1s	-0.0059

ضمیمه D

Flight Condition 1:

A1=

	u	w	q	theta
u	-.0469	-.0296	1.4106	-32.13
w	-.0311	-.6892	-.1084	1.4901
q	.1559	-0.068	-5.822	0
thata	0	0	.9984	0

B1=

	Coll MR	B1
u	-18.185	32.5193
w	-391.01	-1.4548
q	-30.993	-85.857
theta	0	0

Flight Condition 2:

A2 =

	u	w	q	theta
u	-.0586	-.037	1.763	-32.13
w	-.0388	-.86	-.135	1.4901
q	.1948	-.085	-7.278	0
theta	0	0	.9984	0

B2 =

	Coll MR	B1
u	-22.731	40.65
w	-488.76	-1.8185
q	-38.74	-107.32
theta	0	0

Abstract

Remote control helicopter offer many applications. It is popular because of low cost and high ability. In natural disaster help people by sending necessary data to adding camps. It can be used in military field in which the big helicopter can't collect data.

The dynamic of Yamaha - R50 helicopter is discussed in this thesis. An auto pilot for hover mode of this helicopter is designed and simulated.

This system can be model as a system with uncertainty. An efficient controller for such systems can be achieved by using Quantitative Feedback Theory (QFT). In this method the concepts of gain and phase margin in certain frequencies are used in order to guarantee the stability of system in all time of operation. In QFT method the over design is less than other controller design methods. In this method wide number of uncertain parameters and phase information are considered simultaneously to design robust controller. In order to design an autopilot for all flight modes, recorded flight data for other flight mode are necessary.

Keywords:

Flight data, remote control helicopter, QFT, Uncertainty, robust controller

« نمونه فرم انگلیسی تاییدیه اعضای هیات داوران حاضر در جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد »

A thesis written by Ali Zangouran

Entitled.....

Design and Simulation of Hover Mode In Autopilot Helicopter
by RFT

Submitted. The final copy of this thesis for form and content has been examined and recommended that it be accepted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science / Arts.

We have read this thesis and recommend its acceptance:

Fullname

Position

Signature

Mohammad haddad Zarf

Assistant Prof.

haddad Zarf

Ardeshtir Karami Mohammadi

ASSIST. Prof.

Karami Mohammadi

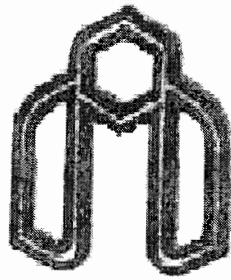
Heydar Toossian Shandiz

Assistant Professor

Shandiz

Ali Akbar Gharaeisi

A.A Gharaeisi



**Shahrood Industrial University
Electronic Engineering-Control**

**Thesis Submitted in Partial Fulfilment of the Requirement
For
The Degree of Master of Science(M.Sc)
In Control Engineering**

**Title
Design And Simulation of Hover Mode in Autopilot Helicopter
By QFT(Quantitative Feedback Theory)**

**Major Advisor
DR. H. Toosian Shandiz**

**Student
Ali Zargaran**

June 2004