

UNIVERSIDAD NACIONAL DE EDUCACIÓN A
DISTANCIA

Departamento de Informática y Automática

E.T.S.I. INFORMÁTICA

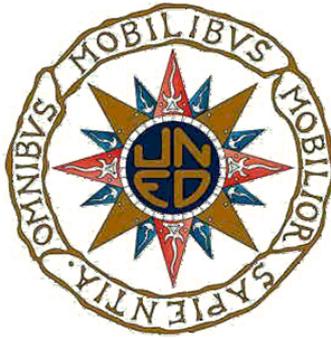
Control Multivariable Mediante Técnicas QFT:
Aplicaciones a Sistemas Navales

TESIS DOCTORAL

Rocío Muñoz Mansilla

Lda. en Física por la Universidad Complutense
de Madrid

Madrid, 2007



UNIVERSIDAD NACIONAL DE EDUCACIÓN A
DISTANCIA

Departamento de Informática y Automática

E.T.S.I. INFORMÁTICA

Control Multivariable Mediante Técnicas QFT:
Aplicaciones a Sistemas Navales

TESIS DOCTORAL

Autor de la Tesis:

D^a. Rocío Muñoz Mansilla

Lda. en Física por la Universidad Complutense
de Madrid

Director de la Tesis:

Dr. D. Joaquín Aranda Almansa

Madrid, 2007

*A mis padres Paco y Andrea,
a mis hermanos Paquito y Fernando,
y a mis sobrinas Lucía y Ana.*

*Lo que sabemos es una gota de agua;
lo que ignoramos es el océano.*

I. Newton

Agradecimientos

Muchas son las personas a las que quiero agradecer el apoyo e interés que me han prestado durante la realización de este trabajo.

En primer lugar, quisiera expresar mi más sincero agradecimiento a Dr. Joaquín Aranda Almansa, mi director de esta tesis, por sus ideas, consejos y comentarios, por su enorme calidad humana, y por su inestimable comprensión y apoyo a lo largo de todos estos años.

Igualmente, quiero agradecer a los profesores Dr. Sebastián Dormido Bencomo y Dr. Jesús Manuel de la Cruz por todas sus ideas y continuas palabras de ánimo, y que por su larga trayectoria de dedicación y entusiasmo por su trabajo alientan a un doctorando a conseguir sus propias metas.

Al profesor Dr. José Manuel Díaz, mi primer compañero de despacho y autor de la tesis precursora a esta, por su ánimo, respaldo, ayuda e interés, por sus acertadas sugerencias, por la revisión de esta tesis, y por su amistad.

También quería mostrar mi más sincera gratitud a los profesores Dr. Francisco Velasco y Emiliano Moyano, por su hospitalidad brindada en mi estancia en el Dpto. de Tecnología Electrónica y Sistemas de Automática de la Universidad de Cantabria en Santander, por su humanidad, y su compañerismo. Nombrar también a mis compañeros de despacho que tuve allí, Elías, Amaya y Javier. Y una mención muy especial a Teresa M. Rueda, que me acogió gustosamente y ejerció de perfecta anfitriona en Bilbao durante mi primera Conferencia.

No quiero olvidarme tampoco de todos mis compañeros con los que he compartido despacho en algún momento a lo largo de estos años, y con los que algunos conservo una buena amistad a pesar de la distancia: Luis Torres, Roselvi Pérez, Arnoldo W. Fernández, Miguel Ángel Rubio, José Luis Guzmán, Gonzalo Farias, y Carlos Hernández, que siempre han conseguido hacer más amenas las horas de despacho. Sin olvidar a Dictino Chaos, por los trabajos y viajes de Congresos que compartimos, y a Carla Martín, por su apoyo y por todos estos años que llevamos juntas en el mismo camarote.

Agradecer a mis profesores de los cursos de Doctorado, y a los compañeros de la Escuela de Informática que me han alentado para concluir este trabajo.

También, mi reconocimiento y gratitud a Pilar Riego, Secretaria del Dpto. de Informática y Automática, por su siempre predisposición, eficiencia, y por toda su ayuda.

Y en el terreno personal, quería dar las gracias a todos mis amigos, a mi red de apoyo: a mi prima Almu, a mi primo Antonio, a Belén, Inés, Arturo, Eva y Gema, que siempre me guarecen antes de caerme. A todos mis amigos de la Facultad de Física de la UCM: Elena, Juliana, Teresa, Fernando, Pilar, Irene y Alba. A Rocío y David, que me han ido anticipando con su experiencia en todos los pasos de elaboración de esta tesis. A todos, que un buen día unió nuestras vidas esa curiosidad por conocer el por qué de las cosas, y que ahora el querer saber de nosotros las mantiene estrechamente enlazadas. Por todo lo que vivimos juntos, y por todos los exquisitos momentos de risas que siempre disfrutamos, por su sana e inestimable amistad. Y también a mis amigas del C.P. San Pablo e I.B. Rafael Alberti de Coslada, Raquel, Ana Belén y Ana María, por toda nuestra adolescencia, porque siempre han estado ahí en los momentos cruciales de mi vida, y por la sincera amistad que conservamos. A todos ellos, por conocerme tan bien, por respetarme y quererme, y sobre todo, por hacérmelo saber.

Por último, y lo más importante, gracias a mi familia, mi salvaguarda, mi guía y mi protección. A ellos les debo lo que soy. Gracias por cómo me quieren y por todo lo que me ofrecen: el optimismo, sensibilidad y nobleza de mi hermano Paquito, la prudencia, saber estar, y paciencia de mi hermano Fernando. Con ellos he compartido, jugado, estudiado y aprendido, sobre todo, a dar sin nada a cambio. A la vitalidad, determinación y honestidad de mi padre Paco, que gracias a él he podido dedicarme en exclusiva al estudio sin ninguna otra preocupación. Gracias a Silvia, porque es una excelente madre, y a mis sobris Lucía y Ana, que sin ellas saberlo, regalan vida en cada instante. Y en recuerdo especial, a mi abuela Josefa, por todo el cariño que me dio, por la energía que me transmitía, y por su lucha y vigor a lo largo de toda su vida.

Y concluyo para dedicar esta Tesis a mi madre Andrea. Gracias por tu inagotable bondad y generosidad, por tu ternura, comprensión, buen humor, sensibilidad, y todo tu infinito amor, por tu alegría, por dedicar y regalar tu vida a tus hijos, por cuidarme como lo haces, y porque eres especial y entrañable. Porque te adoro y te admiro.

Índice general

Capítulo 1. Introducción.

1.1	Motivación y objetivos	1
1.2	Los problemas de control tratados en esta tesis.	6
1.2.1	El problema de posicionamiento dinámico de una plataforma amarrada.	7
1.2.2	El problema de estabilización de las dinámicas vertical y horizontal de un buque de alta velocidad.	8
1.2.3	El problema de seguimiento de trayectoria de un aerodeslizador.	11
1.3	Perspectiva Histórica del Control en Sistemas Navales	13
1.4	Control Robusto en los Sistemas Marinos en los últimos años.	19
1.4.1	Técnicas de diseño robusto de sistemas de control marinos.	19
1.4.2	Control no lineal	24
1.4.3	Control de sistemas subactuados	25
1.5	Control QFT.	27
1.6	Estructura de la Tesis.	31

Capítulo 2. Sobre la Teoría de Realimentación Cuantitativa (QFT).

2.1	Introducción.	33
------------	----------------------	-----------

2.2	Características básicas en el dominio de la frecuencia.	35
2.3	Especificaciones en lazo cerrado.	37
2.3.1	Especificaciones en el dominio del tiempo.	37
2.3.2	Especificaciones en el dominio de la frecuencia.	38
2.3.3	Conversión de las especificaciones en el dominio temporal al dominio de la frecuencia.	41
2.4	Diseño QFT para plantas SISO.	42
2.5	Diseño QFT para plantas MIMO.	45
2.5.1	Controlador diagonal para una planta MIMO 2×2 de 1 grado de libertad con perturbaciones en la salida.	48
2.5.2	Controlador no diagonal para una planta MIMO 2×2 de 1 GL con perturbaciones en la salida.	52
2.6	Diseño QFT para plantas no lineales.	55
2.7	Conclusiones.	60

Capítulo 3. Diseño QFT de un Sistema de Posicionamiento Dinámico de una Plataforma Amarrada Flotante

3.1	Introducción	61
3.2	Descripción del sistema de la plataforma	65
3.2.1	Respuesta en frecuencia en lazo abierto	68
3.2.2	Respuesta temporal en lazo abierto	70
3.3	Estudio de controlabilidad y observabilidad del sistema	71
3.3.1	Matriz de controlabilidad de estado C_0	72
3.3.2	Matriz de controlabilidad de salida S	73
3.3.3	Matriz de observabilidad V	73
3.4	Planteamiento del problema de control	74
3.5	Formulación del diseño QFT	76
3.5.1	Diseño QFT considerado un control MIMO diagonal	79

3.5.2	Diseño QFT considerado MIMO QFT no diagonal	89
3.6	Diseño QFT de un control para sistemas SIMO	91
3.7	Resultados	95
3.7.1	Etapa 1. Diseño del controlador k_{11}	96
3.7.2	Etapa 2. Diseño del control k_{21}	98
3.7.3	Etapa 3. Re-Diseño del control k_{12}	101
3.7.4	Etapa 4. Re-Diseño del control k_{22}	102
3.7.5	Etapa 5. Re-diseño del control k_{13}	104
3.8	Conclusiones	106

Capítulo 4. Identificación de modelos matemáticos de la dinámica de un buque de alta velocidad

4.1	Introducción	109
4.2	Cómo construir modelos	113
4.3	Justificación del modelo y validez de la teoría lineal	115
4.4	Identificación de sistemas	119
4.4.1	Diseño del experimento. Descripción del sistema	120
4.4.2	Registro de datos entrada-salida	121
4.4.3	Criterio de ajuste	123
4.5	Discusión al método de identificación	126
4.5.1	Elección de la señal de excitación y estructura la planta	126
4.5.2	Parametrización y valores iniciales	130
4.5.3	Procedimiento multi-paso	132
4.6	Una nueva aproximación del problema de identificación	132
4.6.1	Obtención de los datos de entrada-salida	132
4.6.2	Criterio de ajuste	133
4.6.3	Restricciones	134
4.6.4	Valores iniciales	134

4.6.5	Procedimiento multi-paso. Identificación de la función de transferencia $G_{zz}(s)$.	135
4.7	Resultados	136
4.7.1	Modelo $G_{1H}(s)$ de ola a fuerza de arfada $\mu=135^\circ$	137
4.7.2	Modelo $G_{2H}(s)$ de fuerza de arfada a movimiento de arfada $\mu=135^\circ$	139
4.7.3	Funciones de transferencia identificadas	141
4.8	Conclusiones	144

Capítulo 5. Control QFT multivariable de estabilización de la dinámica acoplada de un Buque de Alta Velocidad

5.1	Introducción	147
5.2	Descripción del modelo de la dinámica de un BAV	150
5.3	Planteamiento del problema de control	156
5.4	Formulación del diseño QFT para dinámicas independientes	158
5.4.1	Diseño QFT para la dinámica longitudinal	159
5.4.2	Diseño QFT para la dinámica transversal	162
5.5	Resultados	164
5.5.1	Simulación y criterios de ajuste	164
5.5.2	Control QFT de la dinámica longitudinal	166
5.5.3	Control QFT de la dinámica transversal	169
5.5.4	Sistema completo acoplado	173
5.6	Conclusiones	174

Capítulo 6. Control híbrido QFT+EA de Estabilización de la Dinámica Acoplada de un Buque de Alta Velocidad

6.1	Introducción	181
-----	--------------	-----

6.2	Planteamiento del problema de control	183
6.3	Justificación del método de Asignación de Autoestructuras	185
6.4	La técnica de Asignación de Autoestructuras (EA)	187
6.4.1	Asignación de autoestructuras aplicado al sistema buque	190
6.4.2	Diseño QFT para los resultados del diseño de EA	191
6.5	Resultados	193
6.5.1	Simulación y criterios de medida	193
6.5.2	Resultados del diseño EA	194
6.5.3	Resultados del diseño QFT	196
6.6	Conclusiones	206

Capítulo 7. Control QFT No Lineal MIMO de Seguimiento de Referencia de un Aerodeslizador

7.1	Introducción	209
7.2	Descripción del modelo del Aerodeslizador	212
7.3	Planteamiento del problema de control	215
7.4	QFT no lineal basado en linealización local	216
7.4.1	Linealización local	217
7.4.2	Diseño QFT lineal multivariable	220
7.5	Resultados	225
7.5.1	Determinación Familia Lineal Equivalente $\{P_{\text{planta}}\}$ y perturbaciones $\{D\}$	225
7.5.2	Resultados del problema de control	227
7.5.3	Análisis del diseño del sistema	235
7.5.4	Sensibilidad a variaciones drásticas de los coeficientes de rozamiento	237
7.6	Conclusiones	243

Capítulo 8. Conclusiones

8.1	Contribuciones y conclusiones de la tesis	245
8.2	Líneas futuras de investigación	249

Bibliografía	251
--------------	-----

Anexo A. Diseño QFT de un Sistema SISO

A.1	Un ejemplo	263
A.2	Plantillas. (<i>Templates</i>)	264
A.3	Fronteras. (<i>Bounds</i>)	266
A.4	Diseño del controlador. <i>Loop shaping</i>	269
A.5	Análisis	274

Anexo B. Principio de Schauder

B.1	Definición del Principio de Schauder	277
-----	--------------------------------------	-----

Anexo C. Controlabilidad y Observabilidad.

C.1	Concepto general de Controlabilidad	281
C.1.1	Definición de controlabilidad de estado	281
C.1.2	Definición de controlabilidad de salida	283
C.2	Concepto general de observabilidad	284
C.2.1	Definición de observabilidad	284

Anexo D. Modelos identificados de Arfada, Cabeceo y Balanceo de un BAV para diferentes ángulos de incidencia

D.1	Modelos matemáticos identificados	285
D.2	Modelos identificados para la dinámica de Arfada	286
D.2.1	Modelos de entrada ola salida fuerza de Arfada $G_{1H}(s)$	286
D.2.2	Modelos de entrada fuerza de Arfada y salida Arfada $G_{2H}(s)$	289
D.3	Modelos identificados para la dinámica de Cabeceo	292
D.3.1	Modelos de entrada ola salida fuerza de Cabeceo $G_{1P}(s)$	293
D.3.2	Modelos de entrada fuerza de Cabeceo y salida Cabeceo $G_{2P}(s)$	296
D.4	Modelos identificados para la dinámica de Balanceo	299
D.4.1	Modelos de entrada ola salida fuerza de Balanceo $G_{1R}(s)$	299
D.4.2	Modelos de entrada fuerza de Balanceo y salida Balanceo $G_{2R}(s)$	302

Anexo E. Modelado de las aletas laterales

E.1	Modelado de las aletas laterales	307
E.2	Geometría de las aletas	308
E.3	Fuerza y Momento generados por las aletas	309
E.4	Modelo lineal de las aletas	312
E.5	Modelo no lineal <i>Simulink</i> de las aletas	314

Anexo F. Modelos *Simulink* y funciones *Matlab*.

319

Índice de Figuras

Figura 1.1. Clasificación sistemas marinos según nivel automatización y manejo.	2
Figura 1.2. Clasificación sistemas marinos y problemas de control según la velocidad.	3
Figura 1.3. Plataforma petrolífera.	7
Figura 1.4. Esquema de plataforma amarrada flotante.	8
Figura 1.5. Turbo Ferry Silvia Ana.	9
Figura 1.6. Modelo a escala TF-120.	9
Figura 1.7. Actuadores. (a) T-Foil, (b) aletas de popa, y (c) aletas laterales.	10
Figura 1.8. Aerodeslizador BHC SR-N4. Es el más grande en el mundo dedicado al transporte de pasajeros y coches.	12
Figura 1.9. Modelo del aerodeslizador. Sistema fijo al cuerpo $X_B Y_B$ y sistema inercial XY .	13
Figura 1.10. Diagrama sobre los avances en los sistemas de control marino.	14
Figura 1.11. Mapa de diseños de sistemas de control.	20
Figura 2.1 Esquema de control con 2 grados de libertad (GL).	35
Figura 2.2. Diagrama de Nichols. Definición de MG , MF , ω_ϕ , ω_G , ω_b sobre $L(s)$.	36
Figura 2.3. Ejemplos de especificaciones en el dominio del tiempo.	38
Figura 2.4. Esquema de control de un sistema MIMO de 2 GL.	46
Figura 2.5. Esquema de control de un sistema MIMO 2x2 con perturbaciones en la salida de la planta.	48
Figura 2.6. Sistema SISO a resolver en el diseño de g_1 .	51
Figura 2.7. Sistema SISO a resolver en el diseño de g_2 .	51
Figura 2.8. Sistema SISO equivalente i .	53
Figura 2.9. Sistema equivalente i con perturbaciones en la entrada de la planta.	54

Figura 2.10. Sistema no lineal de 2 GL. _____	56
Figura 3.1. Modelo de plataforma amarrada flotante. _____	65
Figura 3.2 Respuesta en lazo abierto de desplazamiento Y a entrada (a) fuerza F , y (b) momento M . _____	69
Figura 3.3 Respuesta en lazo abierto de desviación Φ a entrada (a) fuerza F , y (b) momento M . _____	69
Figura 3.4 Respuesta temporal a entrada escalón del sistema plataforma en lazo abierto. _____	70
Figura 3.5 Respuesta en lazo abierto de desplazamiento Y (a), y desviación ϕ (b) a entrada oleaje. _____	70
Figura 3.6 Estructura de control del sistema de posicionamiento dinámico. _____	74
Figura 3.7 Sistema SIMO de 1 GL con perturbaciones en la salida. _____	76
Figura 3.8. Diagrama de Bode del sistema (3.26). _____	79
Figura 3.9. Sistema MIMO 2x2 con perturbaciones en la salida. _____	80
Figura 3.10. Sistema SISO 1 GL $p_{13}(s) G_{act}(s)$ a resolver en el diseño de g_1 . _____	81
Figura 3.11. Sistema SISO 1 GL $p_{23}(s) G_{act}(s)$ a resolver en el diseño de g_2 . _____	82
Figura 3.12. Función lazo $L_1 = g_1 p_{13} G_{act}$ junto con curvas de restricción. _____	84
Figura 3.13. Análisis en la frecuencia del problema de (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones, y (c) esfuerzo de control. En (d), análisis temporal de salida Y con y sin control g_1 . _____	86
Figura 3.14. Función lazo $L_2 = g_2 p_{23} G_{act}$ junto con curvas de restricción. _____	87
Figura 3.15. Análisis en la frecuencia del problema de (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones, y (c) esfuerzo de control. En (d), análisis temporal de salida $\phi(t)$ con y sin control g_2 . _____	89
Figura 3.16. Sistema SISO 1GL a resolver en el diseño de k_1 . _____	93
Figura 3.17. Sistema SISO 1GL a resolver en el diseño de k_2 . _____	94
Figura 3.18. Esquema de diseño QFT SIMO. _____	95
Figura 3.19. Función lazo $L_{11}(j\omega)$ junto con curvas de restricción. _____	97
Figura 3.20. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{11} y $k_2=0$. _____	98
Figura 3.21. Función lazo $L_{21}(j\omega)$ junto con curvas de restricción. _____	100
Figura 3.22. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{11} y k_{21} . _____	100
Figura 3.23. Función lazo $L_{12}(j\omega)$ junto con curvas de restricción. _____	101
Figura 3.24. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{12} y k_{21} . _____	102
Figura 3.25. Función lazo $L_{22}(j\omega)$ junto con las curvas de restricción. _____	103
Figura 3.26. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{12} y k_{22} . _____	104
Figura 3.27. Función lazo $L_{13}(j\omega)$, junto con las curvas de restricción. _____	105
Figura 3.28. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{13} y k_{22} . _____	106

Figura 4.1. Movimientos de traslación en un barco. _____	110
Figura 4.2. Movimientos de rotación en un barco. _____	110
Figura 4.3. Modelado de sistemas. _____	114
Figura 4.4. Procedimiento de identificación. _____	120
Figura 4.5. Diagrama de bloques del sistema buque. _____	122
Figura 4.6. Diagrama de Bode de $G_{1H}(s)$ y datos experimentales ($\mu=135^\circ$), con la primera aproximación del método de identificación. _____	128
Figura 4.7. Diagrama de Bode de la función de transferencia estimada del modelo $G_{1H}(s)$ con la nueva aproximación. _____	138
Figura 4.8. Diagrama de Bode de $G_{1H}(s)$ y datos experimentales ($\mu=135^\circ$) con la nueva aproximación. _____	139
Figura 4.9. Respuesta temporal de $G_{1H}(s)$ obtenido por (a) primera y (b) segunda aproximación. _____	139
Figura 4.10. Diagrama de Bode de la función de transferencia estimada del modelo $G_{2H}(s)$ con la nueva aproximación. _____	140
Figura 4.11. Diagrama de Bode de $G_{2H}(s)$ y datos experimentales ($\mu=135^\circ$) con la nueva aproximación. _____	141
Figura 5.1. Modelo del barco. _____	150
Figura 5.2. T-Foil en proa. _____	151
Figura 5.3. Flaps en popa. _____	151
Figura 5.4. Aletas laterales a babor y estribor. _____	152
Figura 5.5. Diagrama de bloques de las dinámicas longitudinal y transversal. _____	153
Figura 5.6. Momento de cabeceo M_P generado por el T-Foil con olas incidentes de $\mu=180^\circ$. _____	155
Figura 5.7. Momento de balanceo D_{TFOIL} generado por el T-Foil con olas incidentes de $\mu=150^\circ$. _____	155
Figura 5.8. Diagrama de bloques de las dinámicas longitudinal y transversal, con dos salidas. _____	159
Figura 5.9. Diagrama de bloques del subsistema de la dinámica longitudinal. _____	160
Figura 5.10. Diagrama de bloques del subsistema de la dinámica transversal. _____	163
Figura 5.11. Plantillas del subsistema de la dinámica longitudinal. _____	166
Figura 5.12. Diseño del control. Función lazo abierto nominal $L_{acv}^0(j\omega)$ junto con intersección de fronteras. _____	168
Figura 5.13. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones $L_{acv}^0(j\omega)$. _____	169
Figura 5.64. Comparación de aceleración vertical con y sin control $G_{cAcv}(s)$. SSN=5. $\mu =150^\circ$. _____	170

Figura 5.15. Posición T-Foil y aletas de popa. SSN=5. $\mu =150^\circ$.	170
Figura 5.16. Plantillas del subsistema de la dinámica transversal.	171
Figura 5.7. Diseño del control. Función lazo abierto nominal $L_{\omega roll}^0(j\omega)$ junto con intersección de fronteras.	172
Figura 5.18. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones $L_{\omega roll}^0(j\omega)$.	173
Figura 5.8. Comparación de velocidad angular de balanceo con y sin control $G_{\omega roll}(s)$. SSN=5. $\mu=150^\circ$.	174
Figura 5.20. Posición aletas laterales. SSN=5. $\mu =150^\circ$.	175
Figura 5.21. Comparación de aceleración vertical total con y sin control en el sistema acoplado. SSN=5. $\mu=150^\circ$.	176
Figura 5.22. Comparación de velocidad angular de balanceo con y sin control en el sistema acoplado. SSN=5. $\mu =150^\circ$.	177
Figura 5.23. Porcentajes de reducción de las respuestas de los subsistemas longitudinal y transversal, y sistema global acoplado, según ángulo de incidencia μ y estado de la mar.	178
Figura 5.24. Salidas (a) aceleración vertical, y (b) velocidad angular balanceo. SSN=5. $\mu =150$.	179
Figura 6.1. Diagrama de bloques de las dinámicas longitudinal y transversal de un BAV con control multivariable QFT+AE.	184
Figura 6.2. Esquema de síntesis QFT multivariable 3x3 de un controlador diagonal.	187
Figura. 6.3. Sistema buque con control AE/QFT combinados.	192
Figura 6.4. Diseño de control. Función de lazo abierto nominal $L_{11}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.	197
Figura 6.5. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones para $L_{11}(j\omega)$.	198
Figura 6.6. Diseño de control. Función de lazo abierto nominal $L_{22}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.	200
Figura 6.7. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones para $L_{22}(j\omega)$.	200
Figura 6.8. Diseño de control. Función de lazo abierto nominal $L_{33}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.	202
Figura 6.9. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones para $L_{33}(j\omega)$.	203
Figura 6.10. Comparación de la velocidad angular de balanceo ω_{roll} con y sin control QFT+EA. SSN=5. $\mu =150^\circ$.	204
Figura 6.11. Comparación de la aceleración vertical de cabeceo acv_p con y sin control	

QFT+EA. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.	205
Figura 6.12. Comparación velocidad vertical de arfada acv_h con y sin control	
QFT+EA. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.	205
Figura 6.13. Porcentajes de reducción obtenidos según ángulo de incidencia μ y estado de la mar.	207
Figura 7.1. Aerodeslizador R/C.	210
Figura 7.2. Esquema de funcionamiento de un aerodeslizador.	212
Figura 7.3. Modelo del aerodeslizador. Sistema de coordenadas terrestre XY , y sistema de coordenadas fijo al cuerpo $X_B Y_B$.	213
Figura 7.4. Sistema MIMO 2x3 en lazo abierto.	215
Figura 7.5. Sistema MIMO 2x2 de 2GL.	216
Figura 7.6. Sistema no lineal y familia lineal equivalente ELF y perturbaciones.	216
Figura 7.7. Sistema MIMO 2x2 de 2 GL y perturbaciones en la salida.	220
Figura 7.8. Primer sistema MISO a resolver en el diseño de g_1, f_{11} y f_{12} .	222
Figura 7.9. Segundo sistema MISO a resolver en el diseño de g_2, f_{21} y f_{22} .	222
Figura 7.10. Especificaciones en la frecuencia para seguimiento de trayectoria.	228
Figura 7.11. Especificaciones en la frecuencia de rechazo a perturbaciones (δ_{p1}, δ_{p2}) para la familia ELF y entrada perturbación escalón. (a): salida V , (b): salida $\dot{\phi}$.	228
Figura 7.12(a). Función lazo abierto nominal $L_1(j\omega)$, con intersección de todas las curvas de restricción, para el primer sistema MISO.	229
Figura 7.12(b). Respuesta de seguimiento en lazo cerrado con prefiltro f_{11} , para primer sistema MISO.	230
Figura 7.13. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) seguimiento, y (c) rechazo a perturbaciones en la entrada de la planta.	231
Figura 7.14(a). Función lazo abierto nominal $L_2(j\omega)$, con intersección de todas las curvas de restricción, para el segundo sistema MISO.	233
Figura 7.14(b). Respuesta de seguimiento en lazo cerrado con prefiltro f_{22} , para segundo sistema MISO.	233
Figura 7.15. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) seguimiento, y (c) rechazo a perturbaciones en la entrada de la planta	234
Figura 7.16. Trayectoria circular para la planta nominal con $V=1\text{m/s}$ y $\dot{\phi}=0.5\text{rad/s}$.	235
Figura 7.17. Prueba de robustez. Respuestas temporales de V y $\dot{\phi}$. En línea discontinua: referencia trayectoria circular de radio $R=2$ con $V=1\text{m/s}$ y $\dot{\phi}=0.5\text{rad/s}$.	236

Figura 7.18. Prueba de robustez. Respuestas temporales de las posiciones X y Y. En línea discontinua: referencia trayectoria circular de radio $R=2$ con $V=1\text{m/s}$ y $\dot{\phi}=0.5\text{rd/s}$.	237
Figura 7.19. Comparación de respuestas de los sistemas no lineal y familia lineal ELF más perturbaciones.	237
Figura 7.20. Error de seguimiento para trayectorias circulares de radio $R=2\text{m}$ y velocidad lineal de 1m/s , para variaciones del coeficiente de rozamiento lineal $r_l=[0, 5]$.	240
Figura 7.21. Error de seguimiento para trayectorias circulares de radio $R=2\text{m}$ y velocidad lineal de 1m/s , para variaciones del coeficiente de rozamiento rotacional $r_r=[0, 0.01]$.	241
Figura 7.22. Error de seguimiento para trayectorias rectilíneas con velocidad 0.5 m/s , para variaciones del coeficiente de rozamiento lineal $r_l=[0, 5]$.	242
Figura 7.23. Error de seguimiento para trayectorias rectilíneas con velocidad 0.5 m/s , para variaciones del coeficiente de rozamiento rotacional $r_r=[0, 0.01]$.	243
Figura A.1 Esquema de control con 2 grados de libertad (GL).	263
Figura A.2. Plantillas para las frecuencias 0.1, 5, 10, 100 rad/s	265
Figura A.3. Fronteras de estabilidad robusta.	267
Figura A.4. Fronteras de rechazo de perturbaciones en la salida de la planta.	267
Figura A.5. Fronteras de rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta.	268
Figura A.6. Superposición de todas las fronteras.	268
Figura A.7. Intersección (peor caso) de todas las fronteras.	269
Figura A.8. Función lazo inicial.	271
Figura A.9. Función lazo con ganancia del control $G=379$.	272
Figura A.10. Función lazo con un cero ($z=42$).	272
Figura A.11. Función lazo de segundo orden ($\omega_n=250, \delta=0.5$).	273
Figura A.12. Diseño final de la función lazo.	274
Figura A.13. Análisis del problema de márgenes de estabilidad robusta.	275
Figura A.14. Análisis del problema de rechazo de perturbaciones en la salida de la planta.	276
Figura A.15. Análisis del problema de rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta.	276
Figura B.1. Condiciones para la aplicabilidad del Teorema del punto fijo de Schauder. $\Psi(\Omega) \subseteq \Omega$ es un operador continuo que mapeo el subconjunto Ω en sí mismo.	272
Figura B.2. Sistema SISO no lineal de grados de libertad.	273
Figura D.1. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.	286
Figura D.2. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.	287
Figura D.3. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.	287
Figura D.4. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.	288

Figura D.5. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.	288
Figura D.6. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.	289
Figura D.7. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.	289
Figura D.8. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.	290
Figura D.9. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.	290
Figura D.10. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.	291
Figura D.11. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.	291
Figura D.12. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.	292
Figura D.13. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.	293
Figura D.14. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.	293
Figura D.15. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.	294
Figura D.16. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.	294
Figura D.17. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.	295
Figura D.18. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.	295
Figura D.19. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.	296
Figura D.20. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.	296
Figura D.21. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.	297
Figura D.22. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.	297
Figura D.23. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.	298
Figura D.24. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.	298
Figura D.25. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.	299
Figura D.26. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.	300
Figura D.27. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.	300
Figura D.28. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.	301
Figura D.29. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.	301
Figura D.30. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.	302
Figura D.31. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.	302
Figura D.32. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.	303
Figura D.33. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.	303
Figura D.34. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.	304
Figura D.35. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.	304
Figura D.36. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.	305
Figura E.1. Geometría de la aleta.	308
Figura E.2. Componentes de la fuerza hidrodinámica.	309

Figura E.3. Sección transversal buque. _____	311
Figura E.4. Modelo no lineal de una aleta. _____	312
Figura E.5. Validación modelo aletas V=20 nudos. _____	313
Figura E.6. Validación modelo aletas V =30 nudos. _____	314
Figura E.7. Validación modelo aletas V =40 nudos. _____	314
Figura E.8. Bloque <i>Actuadores</i> . _____	315
Figura E.9. Bloque <i>Actuadores</i> sin máscara. _____	315
Figura E.10. Bloque <i>AletaBabor</i> _____	316
Figura E.11. Bloque <i>Sistema Hidráulico</i> . _____	316
Figura E.12. Bloque <i>Fuerza de Sustentación</i> . _____	317
Figura E.13. Bloque <i>Act2MrBa</i> _____	317

Índice de Tablas

Tabla 4.1. Estructuras del modelo, función de coste J , y AIC para $G_{1H}(s)$. _____	137
Tabla 4.2. Estructuras del modelo, AIC y función de coste J para $G_{2H}(s)$. _____	140
Tabla 5.1. Cálculo de J_{acc} y reducción para el subsistema de la dinámica longitudinal. $V=40$ nudos. SSN=5. _____	168
Tabla 5.2. Cálculo de J_{roll} y reducción para el subsistema de la dinámica transversal. $V=40$ nudos. SSN=5. _____	179
Tabla 5.3. Cálculo de J_{acc} y J_{roll} y reducción para el sistema completo acoplado. $V=40$ nudos. SSN=5. _____	174
Tabla 6.1. Autovalores de las dinámicas del buque longitudinal y transversal. _____	195
Tabla 6.2. Autovectores de las dinámicas del buque longitudinal y transversal. _____	195
Tabla 6.3. Cálculo del porcentaje de reducción para el control QFT-EA. $V = 40$ nudos. SSN=5. _	204
Tabla E.1. Características de las aletas. _____	309

Abreviaturas

ACV	Vehículos con Colchón de Aire (<i>Air Cushion Vehicles</i>).
AIC	Criterio de Información de Akaike (<i>Akaike's Information Criterion</i>).
ASV	Vehículo de Superficie Autónomo.
AUV	Vehículo Autónomo Submarino.
BAV	Buque de Alta Velocidad.
EA	Asignación de Autoestructuras.
ELF	Familia de plantas Lineal Equivalente
GES	Estabilidad exponencial global.
GL	Grados de Libertad
LMI	Matriz Lineal de Desigualdades.
LQ	Lineal Cuadrático.
LQG	Lineal Cuadrático y Gaussiano.
LTI	Sistema Lineal Invariante en el Tiempo
LTV	Sistema Variante en el Tiempo.
MIMO	Sistema de múltiple entrada y múltiples salidas
MISO	Múltiple entrada- Una salida.
MSI	Índice de Mareo (<i>Motion Sickness Incidence</i>).
PID	Proporcional-Integral-Derivativo.
QFT	Teoría de la Realimentación Cuantitativa.
RAO	Factor de magnificación (<i>Response Amplitude Operator</i>)
RRD	Control de amortiguamiento del balanceo por timón (<i>Rudder Roll Damping</i>).
SES	Barcos de efecto de superficie (<i>Surface Effects Ships</i>)
SIMO	Sistema de una entrada y múltiples salidas.
SISO	Sistema de una entrada y una salida
SMV	Sistemas Marinos Avanzados
SPD	Sistema de Posicionamiento Dinámico.
SPDA	Sistemas de Posicionamiento Dinámico Amarrado.

Símbolos

ϕ	Ángulo de rumbo (<i>course angle</i>) $\phi = \arctan(\dot{y} / \dot{x}) = r \cdot t$.
μ	Ángulo de incidencia entre la dirección del oleaje y el buque.
ω_0	Frecuencia natura de ola.
ω_e	Frecuencia de encuentro de la ola.
A_r	Conjunto de salidas aceptables.
D_e	Conjunto de perturbaciones.
J	Función de coste.
$L(j\omega)$	Función de transferencia de lazo abierto.
MF	Margen de fase.
Mp	Especificación de máxima sobrelongación en el dominio temporal.
MG	Margen de ganancia
N	Conjunto de plantas no lineales.
\mathcal{P}	Conjunto de plantas.
$P(s)$	Planta.
$\mathbf{P}(s)$	Matriz de plantas.
P_e	Conjunto de plantas equivalentes
$T_L(\omega)$	Especificación inferior de seguimiento de referencias en lazo cerrado.
ts	Especificación de tiempo de asentamiento en el dominio temporal.
$T_U(\omega)$	Especificación superior de seguimiento de referencias en lazo cerrado.
$\delta_c(\omega)$	Especificación en lazo cerrado de esfuerzo de control.
$\delta_p(\omega)$	Especificación en lazo cerrado de rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta.
$\delta_p(\omega)$	Especificación en lazo cerrado de rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta.
$\delta_s(\omega)$	Especificación en lazo cerrado de reducción de sensibilidad o rechazo de perturbaciones en la salida de la planta.
θ	Ángulo de orientación o guiñada (<i>attitude angle</i>).
$\lambda(\omega)$	Especificación en lazo cerrado de estabilidad robusta.
$\varphi_{a,r}$	Transformación $\mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$

ψ	Ángulo de deriva (<i>offset angle</i>) $\psi = \phi - \theta$.
ω_b	Ancho de banda.
ω_G	Frecuencia de margen de ganancia.
ω_ϕ	Frecuencia de corte.

Nomenclatura

En este glosario se muestran los términos en castellano empleados como traducción dentro del contexto de esta tesis, a conocimiento de la autora, de términos que comúnmente se emplean en inglés.

<i>Alternating variables method</i>	Método de las variables alternantes.
<i>Attitude angle</i>	Ángulo de orientación, guiñada.
<i>Bilge keels</i>	Quillas de pantoque
<i>Bounds</i>	Fronteras.
<i>Chine-walking</i>	Oscilaciones en el balanceo.
<i>Coursekeeping</i>	Mantenimiento de rumbo.
<i>Course angle</i>	Ángulo de rumbo.
<i>Feedback linearization</i>	Linealización por realimentación.
<i>Fins</i>	Superficies de control activas o aletas laterales.
<i>Fishtailing</i>	Oscilaciones en el ángulo de guiñada.
<i>Flaps</i>	Superficies de control activas o aletas en popa.
<i>Heave</i>	Arfada.
<i>Hovercraft</i>	Aerodeslizador.
<i>Loop shaping</i>	Diseño de la función lazo.
<i>Multistep procedure</i>	Procedimiento multi-paso.
<i>Offset angle</i>	Ángulo de deriva.
<i>Offshore</i>	Fuera de costa.
<i>Path following</i>	Seguimiento de referencia o camino.
<i>Pitch</i>	Ángulo de cabeceo.
<i>Porpoising</i>	Oscilaciones en el cabeceo.
<i>Robust performances</i>	Prestaciones robustas.
<i>Roll</i>	Ángulo de balanceo.
<i>Seakeeping</i>	Comportamiento dinámico.
<i>Side-slip angle</i>	Ángulo de resbalamiento lateral.
<i>Slender Vessel</i>	Naves delgadas.

<i>State feedback linearization</i>	Linealización por realimentación de estados.
<i>Station keeping</i>	Mantenimiento en una posición fija.
<i>Steering</i>	Control de rumbo.
<i>Surge</i>	Dirección de avance.
<i>Sway</i>	Desplazamiento lateral, abatimiento.
<i>Templates</i>	Plantillas.
<i>T-Foil</i>	Superficies de control activas en proa.
<i>Trayectoria tracking</i>	Seguimiento de referencia.
<i>Way-point tracking</i>	Seguimiento por puntos, o de los puntos del camino.
<i>Yaw</i>	Ángulo de guiñada.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación y objetivos

El trabajo de esta tesis está dirigido hacia el control de sistemas marinos. En el mundo globalizado actual, la demanda de transporte está en continuo crecimiento para todo tipo de vehículos. Esta necesidad de movilidad de personas y mercancías y el correspondiente aumento en el tráfico causa serios problemas de congestión, de seguridad y ambientales en todos los modos de transporte. Los sistemas marinos han experimentado un importante crecimiento en las últimas décadas, con el control desempeñando un papel crucial. Algunos de los problemas de diseño del control en los sistemas navales y de transporte son muy específicos dependiendo del dominio de aplicación, mientras que otros resultan comunes a todas las formas de transporte.

La comunidad científico-técnica intenta dirigir y resolver estos problemas mediante el empleo de nuevas tecnologías y metodologías avanzadas. El desarrollo de una lógica de control es la llave tecnológica para mejorar la calidad de los sistemas navales. Por tanto, es de una gran importancia la creación y desarrollo de algoritmos de control avanzados para estos sistemas.

Se pueden definir los *sistemas de control marinos* como la ciencia que abarca las técnicas y métodos para el análisis y control de sistemas marinos. Hay muy diversas formas de clasificar los modelos de embarcaciones y vehículos marinos y los problemas de control que presentan. Por ejemplo, según el nivel de automatización, se puede hacer una

clasificación de diferentes sistemas marinos como la que presenta la Figura 1.1, donde se da una ordenación en función del nivel de automatización y manejo del sistema en cuestión. Se puede observar los diferentes sistemas desde un nivel de monitorización y manejo bajos (barcos de pesca, buques cisterna y cargueros), hasta niveles de automatización altos (cruceros, barcos de alta velocidad, plataformas).

El trabajo de esta tesis se centra en los sistemas caracterizados como de nivel alto de automatización, con un alto número de entradas y salidas, como por ejemplo barcos y plataformas para exploración y explotación de gas y petróleo, ferries de crucero y de alta velocidad.

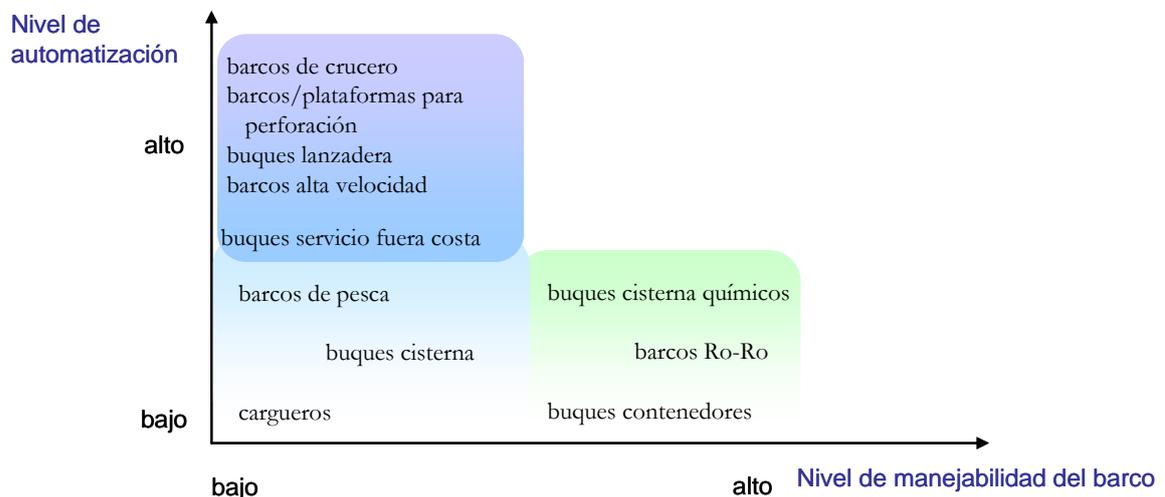


Figura 1.1. Clasificación sistemas marinos según nivel automatización y manejo.

Dentro de este grupo de nivel alto de automatización, si se hace una clasificación dependiendo de las condiciones operacionales, los sistemas se pueden dividir de forma general en dos áreas, sistemas de baja velocidad/*station keeping*, y sistemas de alta velocidad/*seakeeping*. En la Figura 1.2 se pueden ver diferentes modelos de sistemas que engloban estos dos grandes grupos. A su vez, según el tipo de sistema, y por tanto su funcionalidad ó condición de operación, se plantearán diferentes problemas de control.

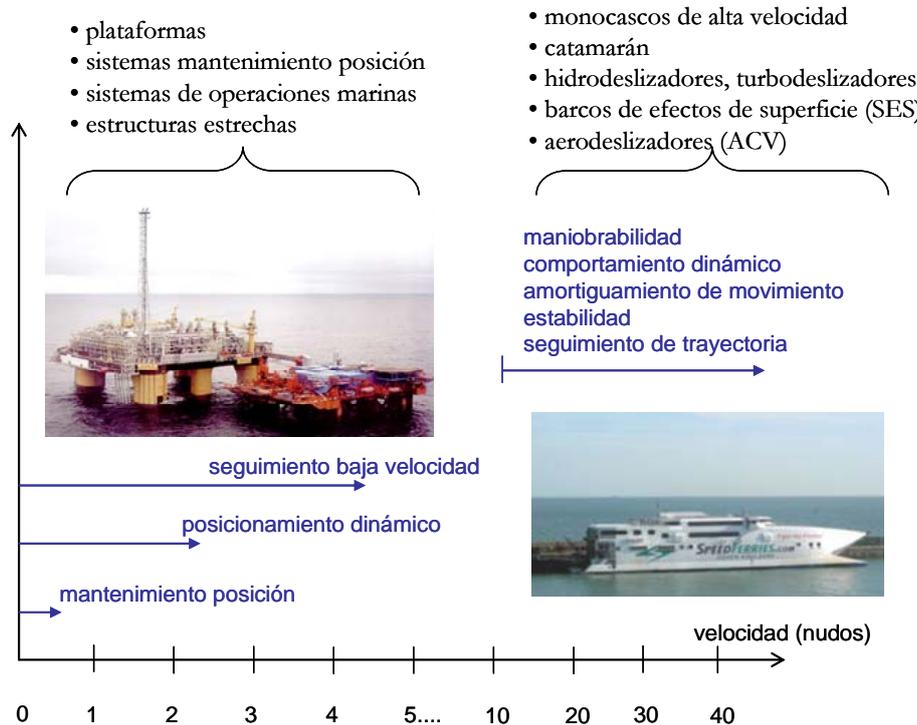


Figura 1.2. Clasificación sistemas marinos y problemas de control según la velocidad.

En el área que aborda los sistemas de baja velocidad, se encuentran las plataformas petrolíferas, barcos de estructuras estrechas y velocidad baja, que dan lugar a problemas de control tales como posicionamiento dinámico, mantenimiento de una posición fija respecto a un objeto fijo u otro barco o barcos (en inglés *stationkeeping*), y seguimiento de trayectoria a baja velocidad.

En cuanto a operaciones a velocidad alta, los modelos de sistemas que corresponden a este grupo se engloban bajo el nombre de Sistemas Marinos Avanzados SMA (*Advanced Marine Vessels, AMVs*), y cubren los monocasco rápidos, catamaranes, hidrodslizadores, y turbodslizadores, barcos de efectos de superficie (*surface effects ships, SES*) y aerodslizadores (en inglés *air cushion vehicles, ACV*). Todo este conjunto de vehículos ha demostrado su seguridad y viabilidad, y se han conseguido grandes avances en el diseño y rendimiento en los últimos años. Pero en paralelo con este progreso exitoso, por definición, estos sistemas marinos no convencionales no poseen las mismas características de estabilidad que los barcos tradicionales. Según la velocidad aumenta, el problema del comportamiento (*seakeeping*) se hace más importante y crucial a la vez. Todos los

vehículos de alta velocidad están fuertemente influenciados por los fenómenos dinámicos, que a su vez dependen del tipo de vehículo en cuestión y del diseño específico realizado. Además, otros problemas de control que se plantean en este tipo de vehículos son el amortiguamiento de movimiento, autopiloto para control de rumbo (*coursekeeping*) y de traslación, y maniobrabilidad. En general, el problema de maniobrabilidad se divide en la tarea geométrica, y la tarea dinámica. La tarea geométrica, definida a menudo como seguimiento de referencia o camino (*path following*), consiste en alcanzar el camino y luego permanecer en él, mientras que la tarea dinámica especifica un tiempo, velocidad o aceleración asignada a lo largo del camino. Esto contrasta con el común problema de seguimiento de trayectoria (*tracking problem*), que fusiona las dos tareas en una única con objetivos a menudo más estrictos.

Por tanto, se aprecia una amplia variedad de cuestiones y problemas de control a tratar en los sistemas marinos, que aumentan según aparecen nuevos sistemas híbridos que surgen para solventar las necesidades en continuo auge de transporte actuales.

En resumen, se podrían considerar cuatro bloques de problemas de control de sistemas marinos:

1. Problema de control de rumbo y autopilotos. Estos corresponden a los primeros problemas tratados en la historia de los sistemas de control marinos.
2. Problemas de estabilización del balanceo y de la dinámica vertical.
3. Problemas de posicionamiento dinámico.
4. Problemas de maniobrabilidad y seguimiento de trayectoria o de referencia.

También es importante notar que, aunque las características de diseño y el comportamiento específicos difieren entre unos tipos de sistemas y otros, todos se encuentran bajo influencias externas y riesgos similares, por lo que se pueden extraer puntos en común con respecto a la capacidad práctica o funcionalidad, de manera que a partir del planteamiento de un problema de un sistema concreto, se pueda generalizar a otro sistema similar.

Con esta idea, el objetivo de esta tesis es abordar problemas típicos de los indicados anteriormente, que sirvan de referencia para el desarrollo de metodologías de diseño de control para sistemas marinos. En concreto se han buscado problemas que, cumpliendo la condición de problemas tipo, son un desafío de diseño y de gran interés en la actualidad. Teniendo esto en cuenta, se han propuesto problemas de posicionamiento dinámico, estabilización, y seguimiento de referencia, planteados de una forma tal que sus resultados son extensibles y aplicables al mayor número posible de sistemas.

Para este estudio se han considerado diferentes sistemas marinos dentro de los mencionados arriba, que ponen de manifiesto las distintas problemáticas indicadas. En primer lugar, se considera una plataforma marítima flotante amarrada que plantea el problema de diseño de un sistema de posicionamiento dinámico, una de las líneas de mayor interés en las operaciones a baja velocidad. A continuación, la tesis se centra en dos tipos de vehículos dentro del denominado grupo de sistemas marinos avanzados (SMA), tales como un buque de alta velocidad, que aborda el problema de estabilidad y amortiguamiento de movimiento, y un aerodeslizador para el seguimiento de referencia. Como ya se ha anotado, un vehículo de alta velocidad puede llegar a volcar por la disminución de la estabilidad debido al oleaje, y en aguas calmadas puede mostrar movimientos característicos como oscilaciones en el balanceo (*chine-walking*), en el cabeceo (*porpoising*), y en el ángulo de guiñada (*fishtailing*), de ahí la importancia del problema a tratar de estabilidad y reducción de movimientos. En cuanto al último caso, la habilidad de maniobrar de forma precisa cualquier tipo de sistema (barco, plataforma o semi-sumergible) a lo largo de una trayectoria en el mar es de vital importancia para muchas aplicaciones, por ello el seguimiento de trayectoria de sistemas de superficie es uno de los problemas que con mayor frecuencia se proponen en la literatura.

Para el análisis de estabilidad del buque de alta velocidad, se cuenta con dos modelos a escala (1:25 y 1:40) del buque TF-120, que navega en la actualidad con el nombre de Silvia Ana. A partir de los resultados obtenidos en el canal de ensayos del CEHIPAR (Centro de Experiencias Hidrodinámicas de El Pardo, Madrid), se han determinado las respuestas dinámicas en los seis grados de libertad (avance (*surge*), desplazamiento lateral o balanceo transversal (*sway*), arfada (*heave*), balanceo (*roll*), cabeceo (*pitch*), y guiñada (*yaw*)) para

diferentes tipos y frecuencias de oleaje. Con estos datos, el modelo se obtiene mediante identificación de sistemas. En cuanto a los ejemplos de la plataforma amarrada flotante para analizar el problema del posicionamiento dinámico, y del aerodeslizador para el estudio del seguimiento de trayectorias, los modelos se determinarán siguiendo las ecuaciones cinemáticas y dinámicas de movimiento de cada sistema.

Desde el punto de vista de la teoría de control, que es el enfoque prioritario de esta tesis, estos problemas plantean grandes retos de diseño, al presentar problemas con grandes perturbaciones, restricciones no holonómicas, multivariantes, y no lineales, que llevan al análisis y desarrollo de diferentes y nuevos mecanismos de diseño de control.

Las técnicas de control robusto se presentan como una elección excelente para aplicar a estos problemas. Hoy en día, cualquier sistema naval es cada vez más complejo, y encontrar un modelo exacto para estas plantas resulta una tarea difícil, tediosa y poco práctica. La robustez del diseño del control se hace así de una importancia fundamental para conseguir respuestas más rápidas, reducción de perturbaciones ambientales, precisión en el seguimiento a referencias determinadas, y prevención del acoplamiento de movimientos en los sistemas marinos avanzados.

En el trabajo de esta tesis se han empleado y desarrollado metodologías de control dentro de la técnica denominada Teoría de la Realimentación Cuantitativa, QFT (*Quantitative Feedback Theory*) para resolver los distintos problemas presentados en sistemas marinos. La técnica QFT es una metodología de diseño robusto en el dominio de la frecuencia que hasta el momento no ha sido muy común en los sistemas navales. Por tanto, *el objetivo de esta tesis es el desarrollo e implementación de diseños de control QFT multivariable, tanto lineal como no lineal, que muestren que es una alternativa práctica, ventajosa, y eficaz para la solución de problemas de control en vehículos navales.*

1.2 Los problemas de control tratados en esta tesis

En este apartado se van a presentar los tres problemas principales de control que se abordarán a lo largo de esta tesis, que corresponden a aplicaciones de gran interés industrial en la actualidad, y que engloban las principales características de los problemas

de sistemas de control marino descritos anteriormente. Con esto se pretende dar una primera visión global de cada problema, y las particularidades y dificultades que plantean cada uno de los casos.

1.2.1 El problema de posicionamiento dinámico de una plataforma amarrada

Las plataformas amarradas flotantes se emplean para perforaciones y explotaciones (Figura 1.3) y requieren un alto grado de precisión en el posicionamiento para un funcionamiento óptimo. Estas plataformas están sujetas a cargas ambientales combinadas de olas, viento y corrientes, que afectan a su estabilidad además de a su posicionamiento.



Figura 1.3. Plataforma petrolífera.

Un problema planteado en esta tesis es la aplicación de la técnica de control robusto QFT para el posicionamiento dinámico de una plataforma amarrada flotante. El análisis de la dinámica puede realizarse en el dominio temporal o de la frecuencia. Una plataforma amarrada lleva asociada grandes no linealidades, que se linealizan en las simulaciones en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, en el estudio en el dominio del tiempo, se modelan las no linealidades con el fin de realizar un análisis más preciso, a costa de una mayor complejidad computacional.

El sistema consiste en una plataforma flotante anclada al fondo del océano y equipada con dos propulsores, como se muestra en la Figura 1.4 (el modelo es una réplica del sistema descrito en (Kajiwara *et al.*, 1995)). El objetivo es conseguir un control apropiado de los propulsores con el fin de minimizar el desplazamiento Y provocado por el oleaje. Así, el modelo tiene dos salidas: el desplazamiento horizontal Y , y la desviación angular del eje vertical ϕ , una entrada de control: la fuerza de los propulsores F_p , y dos entradas de

perturbación: la fuerza F y el momento M de la acción del oleaje. Por tanto, el modelo de la plataforma, considerando solamente el plano vertical, es un sistema de una entrada y dos salidas, que se aproxima mediante un modelo lineal invariante en el tiempo (LTI). Por tanto, se plantea un problema interesante de control de posicionamiento dinámico subactuado con fuertes perturbaciones.

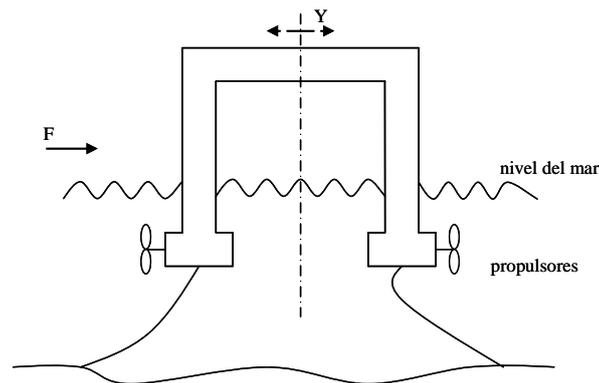


Figura 1.4. Esquema de plataforma amarrada flotante.

El proceso de diseño del control se basa en la transformación del problema multivariable en el diseño de dos sistemas escalares SISO (*Single Input - Single Output*) secuenciales mediante un procedimiento secuencial multietapa.

1.2.2 El problema de estabilización de las dinámicas vertical y horizontal de un buque de alta velocidad

Durante las últimas décadas el interés en el transporte de pasajeros y carga en barcos rápidos ha experimentado un notable crecimiento. Se han considerado muy diferentes diseños, y se ha dado una especial atención a los barcos rápidos monocasco (Allison *et al.*, 2004).

Uno de los principales objetivos en el diseño y construcción de barcos de alta velocidad es la seguridad y confort de los pasajeros y tripulación. Las aceleraciones verticales asociadas con los movimientos de arfada, cabeceo, y balanceo, son la principal causa del mareo. La Figura 1.5 muestra una fotografía del buque de alta velocidad Silvia Ana (versión

comercial del TF-120) que ha servido de modelo originario en el proyecto de nuestro grupo de investigación.



Figura 1.5. Turbo Ferry Silvia Ana.

El problema de control de estabilización consiste en la reducción de los movimientos transversales y horizontales de un buque de alta velocidad con tres grados de libertad acoplados. Los tres modos del sistema analizados son los movimientos de arfada y cabeceo (dinámica vertical o longitudinal), y balanceo (dinámica lateral o horizontal), como se pueden ver señalados en la Figura 1.6 sobre una fotografía del modelo a escala 1:25.

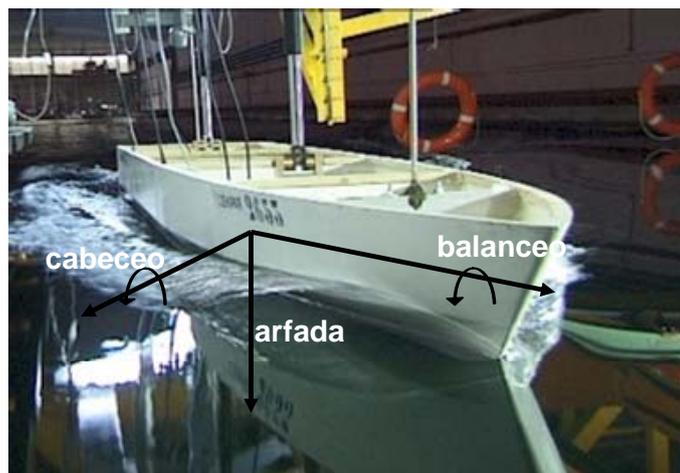


Figura 1.6. Modelo a escala TF-120.

Los actuadores que se emplean para el control de los modos verticales consisten en dos superficies estabilizadoras activas (aleta de proa (*T-Foil*) y dos aletas en popa (*flaps*)). Las superficies de control para el balanceo son dos aletas laterales (*fins*). En la Figura 1.7 se muestran unas fotos de los actuadores empleados en el modelo a escala.

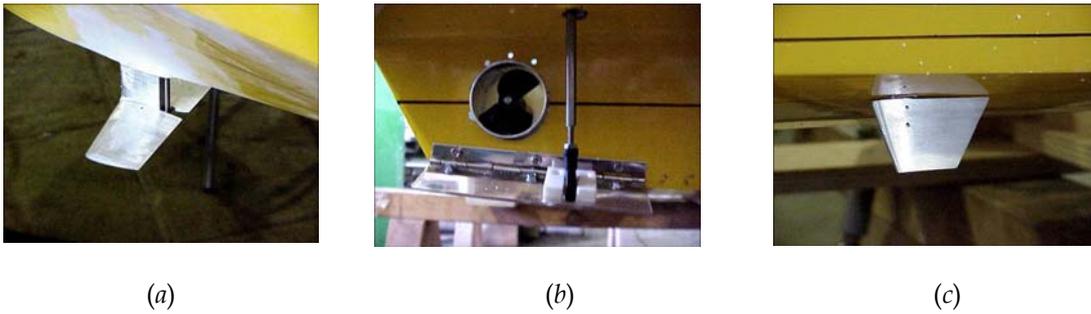


Figura 1.7. Actuadores. (a) aleta de proa (*T-Foil*), (b) aletas de popa (*flaps*), y (c) aletas laterales (*fins*).

El modelo del sistema tiene tres salidas: la velocidad angular de balanceo (ω_{roll}), y las aceleraciones verticales de arfada (acv_H) y cabeceo (acv_P). La entrada de perturbación es el oleaje. Las entradas de control son los ángulos de ataque de T-Foil (α_p), flaps (α_H), y aletas laterales (α_R). Los coeficientes de los modelos matemáticos de los tres modos del buque se obtienen mediante identificación de sistemas.

El acoplamiento de los tres modos se considera como una consecuencia de la acción de cada superficie de control cuando el oleaje incide con ángulos diferentes de 180° . Se plantea de esta forma un problema de control de estabilización de un sistema de 1 grado de libertad (GL) multivariable (MIMO 3×3) con acoplamiento en tres movimientos, y con fuertes perturbaciones debido al oleaje.

El principal objetivo entonces es cómo diseñar los controladores para estas superficies activas, para conseguir una reducción del Índice de Mareo (*Motion Sickness Incidence MSI*), dado por la expresión (de la Cruz, *et al.* 2004):

$$MSI = 100 \cdot \left[0.5 \pm \operatorname{erf} \left(\frac{\pm \log(\ddot{s}_3 / g) \mp \mu_{MSI}}{0.4} \right) \right] \quad (1.1)$$

Este es el índice objetivo que hay que minimizar, considerando diferentes tipos de especificaciones, como son: estabilidad del sistema, reducción de los modos arfada, cabeceo y balanceo, y no saturación de los actuadores.

En trabajos anteriores, se han dado diferentes tipos de solución a este problema de control, como controles clásicos (Aranda *et al.*, 2002a, Velasco *et al.*, 2004), robustos (Aranda *et al.* 2002b; 2004b; 2005; de la Cruz *et al.*, 2004; Rueda *et al.*, 2001), control óptimo multiobjetivo (Esteban *et al.*, 2002; Girón-Sierra *et al.*, 2002), y fuzzy (López *et al.*, 2002a; 2002b). Una visión completa de todos los trabajos desarrollados puede consultarse en (<http://ctb.dia.uned.es>).

En esta tesis, como solución al problema de control multivariable, primeramente se desestiman los efectos del acoplamiento, y se realizan diseños SISO independientes para el amortiguamiento de cada modo, y se comprueba si los controladores obtenidos son capaces de conseguir la estabilización cuando se añaden a posteriori los efectos del acoplamiento.

A continuación, avanzando un paso más en este estudio, se observa que cuando la incidencia del oleaje tiene ángulos grandes, los resultados no son satisfactorios, por lo que se aplica una técnica híbrida que utiliza la técnica QFT multivariable junto con el método de Asignación de Autoestructuras (*Eigenstructure Assignment*, EA).

1.2.3 El problema de seguimiento de trayectoria de un aerodeslizador

De igual forma que en los casos anteriores citados, recientemente se ha reforzado intensamente la investigación en el control de seguimiento de trayectoria de vehículos subactuados autónomos. Los problemas de seguimiento de trayectoria están relacionados con el diseño de las leyes de control que fuerzan a un vehículo a alcanzar y seguir una referencia parametrizada en el tiempo.

El sistema que se va a considerar para estudiar este tipo de problemas es un aerodeslizador. Los aerodeslizadores son vehículos que se sustentan al lanzar un chorro de aire contra una superficie que se encuentra debajo de él. Bajo el aerodeslizador se genera un colchón de aire, que le permite moverse sobre cualquier superficie horizontal lo

suficientemente regular, como por ejemplo sobre agua, nieve, tierra, hielo. Esto lo convierte en un vehículo muy versátil.

Generalmente, los aerodeslizadores tienen dos o más motores separados. Uno de los motores mueve las hélices responsables de levantar el vehículo al impulsar aire por debajo de la nave, y el resto de los motores adicionales se usan para dar movimientos al vehículo en la dirección deseada (Figura 1.8).



Figura 1.8. Aerodeslizador BHC SR-N4. Es el más grande en el mundo dedicado al transporte de pasajeros y coches.

El sistema de laboratorio que se va a utilizar es un aerodeslizador de radio control equipado con dos propulsores longitudinales que mueven el vehículo hacia delante, detrás y permiten girar. La Figura 1.9 muestra el modelo esquemático, donde $\{XY\}$ es el sistema de referencia inercial, y $\{X_B Y_B\}$ el sistema de coordenadas fijo al cuerpo. Las ecuaciones cinemáticas y dinámicas empleadas para obtener el modelo matemático del aerodeslizador se basan en el modelo no lineal de un buque (Fossen, 2002).

Así, el aerodeslizador tiene tres grados de libertad, dos asociados al movimiento en el plano de su centro de masas (x,y) , y uno más asociado a su orientación θ , y las entradas de control son la fuerza en la dirección de avance $F_x = (F_p + F_s)$, y el momento de guiñada $T_\theta = l \cdot (F_s - F_p)$ ejercidos por los propulsores. Por tanto, el modelo es subactuado, dado que no existe una variable de control en el modo de desplazamiento lateral (*sway*) según el eje Y_B .

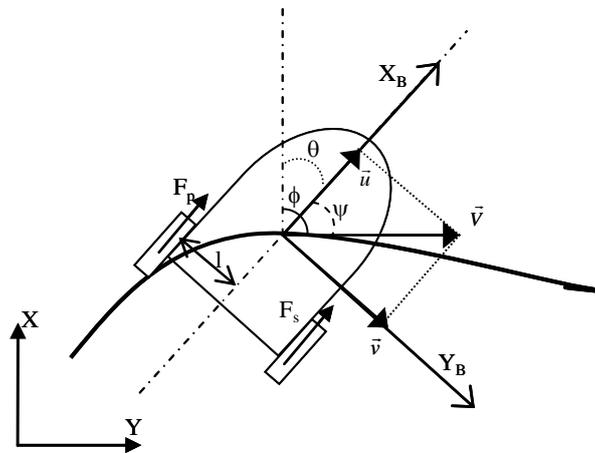


Figura 1.9. Modelo del aerodeslizador. Sistema fijo al cuerpo $X_B Y_B$ y sistema inercial XY .

El problema de control consiste en conseguir un seguimiento de referencias. El sistema es un modelo no lineal multivariable subactuado. La solución del problema de diseño QFT multivariable no lineal se resuelve mediante linealización local.

1.3 Perspectiva Histórica del Control en Sistemas Navales

La historia de control de barcos comienza con la invención del girocompás en 1908, y se extiende hasta la actualidad, pasando por el desarrollo de los sistemas de posicionamiento local en los años setenta. El girocompás fue el instrumento básico en los primeros sistemas de control realimentado para control de rumbo, y hoy en día estos dispositivos se conocen como autopilotos.

En torno al año 1850 el científico francés J.B.L. Foucault realizó experiencias con una rueda de motor montada en unos anillos, esto es, un conjunto de anillos que permiten girar libremente en cualquier dirección. Este instrumento recibió el nombre de giróscopo. En los experimentos, Foucault se dio cuenta de que la rueda girante mantenía su orientación en el espacio a pesar de la rotación de la Tierra. Gracias a esta característica en el que este dispositivo no varía su posición cuando el marco sobre el que se encuentra se inclina, los giróscopos tienen muchas aplicaciones como compás y pilotos automáticos en barcos y aeronaves, en equipamientos anti-balanceo y en sistemas de navegación inercial. La primera construcción de un giróscopo registrada data de 1810, creado por C. A. Bohmberger, mientras que el primer giróscopo eléctrico se fecha en 1890 creado por G.

M. Hopkins. Por tanto, la invención del giróscopo fue una de las claves fundamentales para el control automático de barcos, dado que fue la llave para el desarrollo del piloto automático.

Hace dos décadas se produce una nueva revolución con la aparición de los sistemas de navegación por satélite. El primer sistema de este tipo fue posible en 1994. En este año, Navstar GPS fue declarado completamente operacional o de cobertura global, a pesar de que el primer satélite fue lanzado en 1974. Hoy en día, el receptor GPS es un componente estándar en los sistemas de posicionamiento y de control de seguimiento por puntos (*way-point trajectory*). Estos sistemas son igualmente empleados de forma comercial y por la Armada.

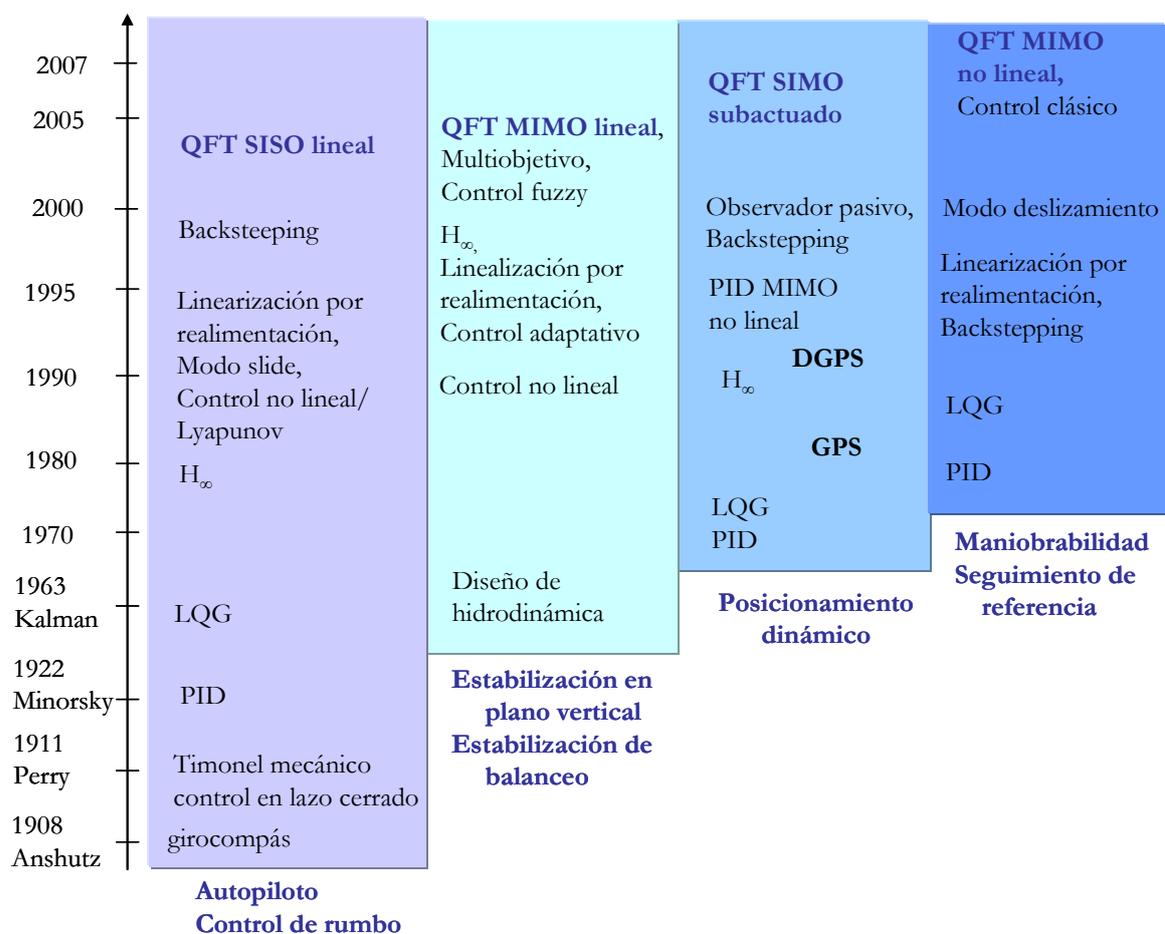


Figura 1.10. Diagrama sobre los avances en los sistemas de control marino.

La Figura 1.10 muestra de forma esquemática y resumida los avances realizados desde el autopiloto hasta los más recientes sistemas de control marinos. En esta figura, se han considerado cuatro bloques que reflejan cuatro problemáticas en sistemas navales (autopiloto y control de rumbo, estabilización de balanceo y en el plano vertical, posicionamiento dinámico, y maniobrabilidad y seguimiento de referencia), que son las que a continuación se describen.

El piloto automático o autopiloto es un dispositivo empleado para el control de aeronaves, barcos u otros vehículos que no cuentan con la intervención constante humana. Los primeros pilotos automáticos no eran nada más que capaces de mantener la dirección fija, y son todavía empleados para relevar a los pilotos en pequeñas embarcaciones durante cruceros rutinarios. En barcos, la primera aplicación fue para el mantenimiento de trayectoria (*course-keeping*). Sin embargo, los autopilotos modernos pueden llevar a cabo maniobras complejas como giro, atracar, o hacer simplemente posible el control de naves inherentemente inestables (tales como submarinos y algunos tanques de petróleo). Los autopilotos se emplean para conducir buques de superficie, submarinos, torpedos, misiles, cohetes y naves espaciales entre otros.

El trabajo del girocompás fue extendido a la dirección de barcos y control en lazo cerrado por Elmer Perry (1860-1930), que construyó el primer mecanismo de gobierno automático de barcos en 1911. Más tarde, en 1922, Nicholas Minorsky (1885-1970), presentó un análisis detallado del sistema de control de posición realimentado, donde formuló una ley de control en tres términos que hoy en día es conocida como Control Proporcional-Integral-Derivativo (PID) (Minorski, 1922). Observando el modo en el que un timonel gobernaba un barco motivó estos tres tipos de comportamientos. El sistema de autopilotos de Sperry y Minorsky se desarrolló para sistemas de control de una entrada una salida (*Single-Input Single-Output SISO*), donde el ángulo de guiñada era medido con un girocompás. Hoy en día, esta señal se realimenta a un computador donde está implementado vía software el control PID. Este autopiloto compara el rumbo deseado (*set-point*) con el rumbo medido y calcula el mando del timón, que es a continuación enviado al servo del timón para corregir la acción.

Posteriormente, los autopilotos del tipo PID han sido reemplazados por autopilotos basados en otras técnicas de diseño de control LQG (*Linear Quadratic Gaussian*) y H_∞ (Grimble, 1989; Wilkie *et al.*, 1982; Paraskevopoulou, 1982). Una de las características más importantes de estas técnicas es que permiten el filtrado de perturbaciones inducidas por el oleaje. Es fundamental conseguir rechazar las componentes en frecuencia en torno a la frecuencia de pico del espectro de olas en el modo guiñada, con el fin de evitar desgastes en propulsores y hélices. La mayor desventaja de los PID en cascada con filtros paso-bajo, paso-alto ó paso-banda se debe a que introducen retardos de fase y no linealidades en el sistema en lazo cerrado. Un estimador de estados basado en el modelo (filtro de Kalman) reduce este tipo de problemas.

Además del control LQG y H_∞ , se han aplicado muchas otras técnicas de control al diseño de autopilotos para barcos, por ejemplo la teoría de control no lineal (Zirilli *et al.*, 1982).

El gran éxito de los sistemas de autopiloto PID y el desarrollo de los sistemas de posicionamiento de área local sugieren el empleo de tres controladores PID desacoplados para el control del movimiento horizontal de un barco en los modos avance, desviación lateral, y guiñada únicamente por medio de propulsores y hélices. Esta idea se probó en los años 1970, y la invención se conoció como sistema de posicionamiento dinámico (SPD).

Como ocurrió con los autopilotos, uno de los primeros retos fue evitar que las perturbaciones debidas al oleaje intervinieran en el lazo de realimentación. Se probaron diferentes técnicas, como los filtros *notch*, filtros paso-bajo y filtros paso-banda, pero con resultados de éxito cuestionable.

Tras la publicación en 1960 del Filtro de Kalman (Kalman, 1960; Kalman y Bucy, 1961), y el desarrollo de la teoría del controlador óptimo cuadrático lineal LQ (*Linear Quadratic*), se llevó a cabo la aplicación de los controladores LQG en sistemas de múltiples entradas y salidas (*Multiple-Input Multiple-Output MIMO*), como por ejemplo en posicionamiento dinámico, donde se puede emplear un observador de estado o Filtro de Kalman para estimar la frecuencia de la ola y los movimientos de baja frecuencia del barco. Otra ventaja

de una estrategia de control MIMO, respecto a los tres controladores PID desacoplados, es que se pueden resolver las interacciones entre avance, desplazamiento lateral, y guiñada.

La técnica de diseño LQG fue aplicada por primera vez en un sistema de posicionamiento dinámico por Balchen *et al.* (1976,1980a, 1980b) y Grimble *et al.* (1979,1980). Más tarde, Grimble y sus colaboradores comenzaron a aplicar nuevos métodos de control como análisis μ y H_∞ (Katebi *et al.* 1997a). Estos métodos fueron luego refinados en Katebi *et al.* (1997b; 2001), donde se incluyeron las dinámicas no lineales de los propulsores.

Otros de los problemas resaltados en la Figura 1.10, y que en la actualidad tienen un gran interés, son los de control de estabilidad.

Debido a la complicada naturaleza de las fuerzas hidrodinámicas que actúan sobre un buque, y sobre todo en un buque de alta velocidad, estos vehículos se enfrentan a diferentes problemas de inestabilidad dinámica (la Castells y Olivella, 2006; González, 2006), tales como oscilaciones en cabeceo (*porpoising*), en balanceo (*chine walking*), escora, balanceo inestable inducido por el cabeceo, o una combinación de todos estos fenómenos (Blount y Codega, 1992; Ikeda *et al.*, 2000).

Las oscilaciones de cabeceo son uno de los fenómenos de inestabilidad en barcos de alta velocidad de mayor interés en los últimos años. Se refiere a las oscilaciones periódicas de los movimientos acoplados de arfada y cabeceo en el plano vertical que experimentan estos vehículos a velocidades altas. Este movimiento está sostenido por la energía derivada de la velocidad de avance y la fuerza de sustentación.

El estudio de los movimientos en el plano vertical de buques data de principios del siglo pasado, y la investigación comenzó a resultar activa y fructífera durante las décadas de los 60 a los 90 (Savitsky, 1964; Troesch, 1992; Troesch y Falzarano, 1993; Martin, 1978; Hicks *et al.*, 1995). Estos trabajos se enfocaron principalmente a los efectos de los parámetros de diseño, tales como localización del centro de gravedad, carga, velocidad de avance y otros parámetros geométricos del casco, y a las características del movimiento del vehículo. Comparado con el progreso sustancial en la hidrodinámica y diseño de barcos de alta velocidad, existen escasos trabajos publicados sobre el control del

movimiento en el plano vertical empleando apéndices controlables (de la Cruz *et al.*, 2004; Aranda *et al.*, 2005; Xi y Sun, 2006).

En cuanto al problema de la estabilización de las oscilaciones de balanceo en un barco, existen diversos trabajos (Fortuna y Muscato, 1996, Yang and Jiang, 2004; Fossen 2002; Pérez, 2005), y se han empleado diferentes tipos de métodos como quillas de pantoque (*bilge keels*), tanques anti-balanceo, aletas activas estabilizadores y timones (Ikeda, 2004; Sellars y Martin, 1992; Gaillarde, 2002; Lauvdal y Fossend, 1997; Lauvdal y Fossen, 1998).

Las aletas estabilizadoras son de uso muy común para la estabilización del balanceo. Este sistema consiste en un equipamiento que controla la sustentación generada sobre las aletas a ambos lados de la embarcación. El rendimiento de este sistema depende en gran medida en la metodología de control implementada. Se han empleado diferentes soluciones de control para este problema, tales como el control PID (Hickey *et al.*, 1999), control óptimo, (White, 1978), control lógico fuzzy (Sutton *et al.*, 1989), y control adaptativo LQ (Fortuna y Muscato, 1996), control H_∞ (Hickey *et al.*, 1995). También se han propuesto controles integrados de aletas y timón (Katebi, 2004; Roberts *et al.*, 1997; Sharif *et al.*, 1989).

Los grandes éxitos logrados con los controladores LQG en autopilotos para barcos y sistemas de posicionamiento, y la disponibilidad de sistemas de navegación global como GPS y GLONASS despertaron un gran interés en el estudio de los sistemas de control de seguimiento por puntos (*way-point tracking*) (Holzhüter y Schultze 1996; Holzhüter, 1997). La transformación de los puntos de camino a un camino ó trayectoria manejables es en general un problema de optimización no lineal. El controlador puede diseñarse usando bien la teoría lineal o la teoría no-lineal. De esta manera, se está abriendo un campo de investigación sobre el control no lineal de seguimiento de trayectoria y de maniobrabilidad.

A continuación, se presenta el estado del arte sobre el control robusto aplicado a los sistemas marinos en los últimos años.

1.4 Control Robusto en los Sistemas Marinos en los últimos años

Las ventajas de tratar con incertidumbres en los modelos del barco y oleaje pueden resumirse brevemente a continuación:

- Especificaciones más consistentes sobre condiciones más amplias de operación.
- Períodos más cortos de aplicación y puesta en marcha.
- Mejoras en el mantenimiento de posición (*station keeping*), particularmente en condiciones de mar no frecuentes.
- Estructura simple y con ello software de implementación más fiable.
- Menos sensibilidad a fallos o degradaciones de actuadores y sensores.
- Posibilidad de emplear menos especificaciones hardware para conseguir las mismas prestaciones.

De esta manera, el diseño de control robusto se presenta como una excelente alternativa para desarrollar algoritmos de control para sistemas marinos avanzados.

La Figura 1.11 (Yamamoto, 2001), propone un diagrama de técnicas de diseño de sistemas de control. La línea horizontal representa la escala y complejidad en cuanto a dimensiones del sistema y número de entradas y salidas. El eje vertical representa el grado de dificultad del sistema controlado, esto es, el grado de no linealidad. Como se puede ver en la figura, el área de control no lineal incluye control inteligente y control adaptativo, y se ve que cubre áreas de complejidad y escala del sistema altas y grado de dificultad alto. En opinión de Yamamoto, un método de diseño que se basa en el modelado, tal y como se da en el control robusto, es más efectivo si se estima para el diseño el modelo matemático hasta un cierto punto. Así, para vehículos navales, los coeficientes hidrodinámicos son parámetros esenciales que pueden determinarse mediante experimentos reales en canales de ensayo, (como por ejemplo, el Canal de Experiencias Hidrodinámicas de El Pardo (CEHIPAR) en Madrid), junto con técnicas de estimación teóricas.

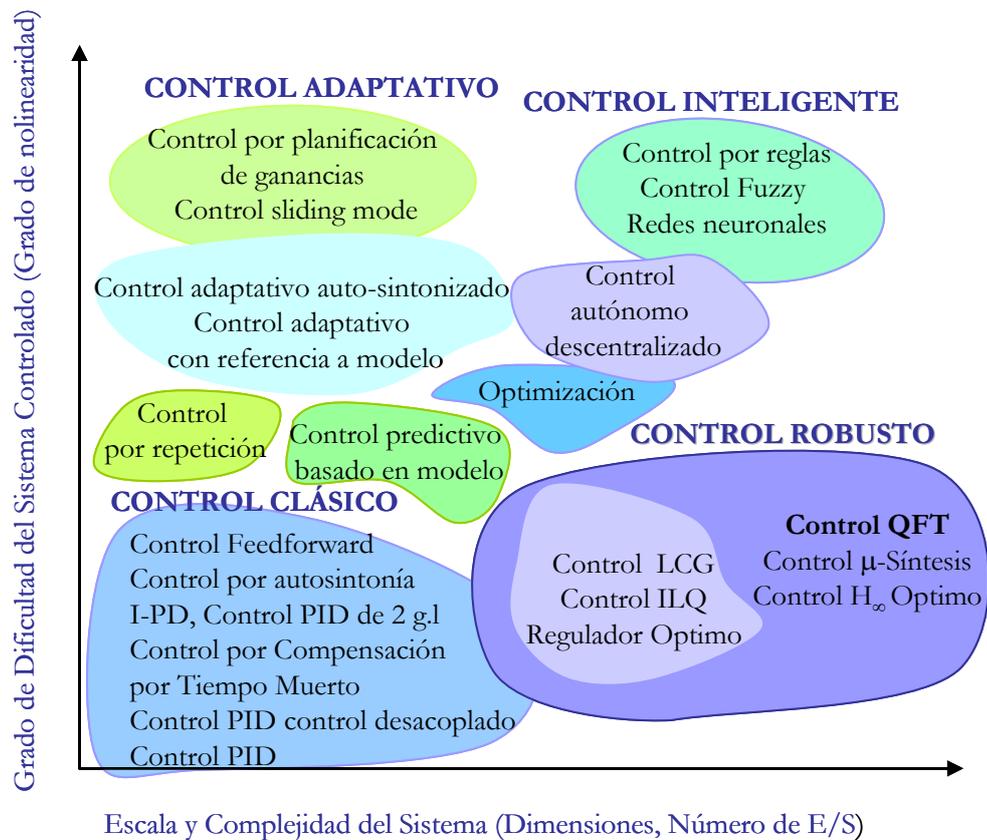


Figura 1.11. Mapa de diseños de sistemas de control.

En la literatura especializada, existen numerosos análisis y estudios sobre diferentes algoritmos de control para sistemas marinos. Algunos investigadores han enfocado el control lineal de buques mediante control óptimo LQG o bien control robusto H_∞ para la estabilización del balanceo, seguimiento de trayectorias, autopiloto y maniobrabilidad de buques.

La técnica de diseño de control robusto H_∞ fue desarrollado para sistemas con incertidumbre y su principal objetivo era suministrar un diseño más robusto que el que podía obtenerse con los métodos LQG, filtro de Kalman u otras técnicas (Doyle *et al.*, 1989; 1990). El problema fundamental con el filtro de Kalman es que no hay un método formal en la descripción del problema en el que se tenga en cuenta los errores de modelado de las plantas. En muchos casos, se dispone de información en rangos de frecuencia en los que los modelos de los barcos son ineficientes. Sin embargo, no existe ningún método para incorporar esta información en esquemas de control óptimo con filtrado de Kalman. La

consecuencia directa es que su puesta en marcha puede llevar bastante tiempo. Además, es probable que se obtengan resultados impredecibles en condiciones de mar inusuales. Con el diseño H_∞ es posible determinar el error entre la simulación realista y el modelo del diseño de bajo orden, que se puede emplear para elegir la función de coste del control óptimo, de manera que se garantice la estabilidad y prestaciones de robustez. Estas garantías sólo son aplicables si la incertidumbre no excede de un límite específico. Con esto, también ha de decirse que no es práctico asumir unas incertidumbres grandes porque aunque el controlador asegure unas prestaciones garantizadas en tales casos, el rendimiento será bastante pobre. Por ello, existe un compromiso en la incertidumbre posible.

Una ventaja más del diseño H_∞ es que los compromisos requeridos son muy fáciles de conseguir. Los re-cálculos del controlador son una tarea trivial una vez que el modelo básico y las funciones de peso se han establecido. Los compromisos relativos al rechazo de ruido, rechazo de perturbaciones, rendimiento, estabilidad y robustez son relativamente fáciles de conseguir. De hecho, una de las ventajas de esta técnica reside en la habilidad para parametrizar la función de coste de forma que el proceso de diseño es muy directo y el re-diseño se puede conseguir rápidamente (Katebi *et al.*, 1997a). Además, las propiedades estocásticas del sistema en cuanto a rechazo de ruido y perturbaciones no se ve comprometido por este método. Otra de las ventajas del diseño H_∞ es que es posible establecer el problema de diseño mediante esta técnica de modo que los ingenieros traten solamente como una extensión del método de control óptimo con filtro de Kalman.

Sin embargo, el diseño H_∞ presenta también una serie de desventajas y limitaciones prácticas (Thomson y Grimble, 1993). Estas incluyen por ejemplo el hecho de que se obtienen a menudo controladores de orden alto, mientras que el paradigma de control clásico emplea controladores de orden bajo. Además, aunque los problemas H_∞ son teóricamente tratables, no queda claro el ajuste entre el problema físico de robustez y el problema teórico planteado. Otra limitación es que puede ocurrir que la solución no genere respuestas transitorias adecuadas, que requieren por tanto una relajación de las especificaciones de rendimiento fijadas. Finalmente, la maximización de la estabilidad y

los márgenes de robustez es un problema bastante más complicado que lo que sugiere el diseño H_∞ de minimización de la sensibilidad.

A continuación se describen brevemente algunas de las aplicaciones de diseños robustos a algunos problemas de control en sistemas marinos.

Como ya se ha mencionado arriba, la aplicación de las técnicas de control robusto H_∞ y LQG es cada vez más extensa. Por ejemplo, en la línea del análisis de la estabilización del balanceo, en (Van Ameronger y Van der Klugt, 1990) se presenta el problema del diseño de un autopiloto para la estabilización del balanceo con timón para barcos mediante una nueva aproximación al método LQG. El autopiloto emplea el timón no sólo para el mantenimiento de rumbo (*course keeping*), sino también para la reducción del balanceo. El sistema es subactuado y de fase no mínima, y debido a que son necesarios los movimientos del timón a altas frecuencias, no se puede despreciar la no linealidad de la máquina. En (Gerini *et al.*, 2006) se realiza una comparativa entre diferentes estrategias de control, PID, LQG, H_∞ , y estructuras variables para la estabilización del balanceo en yates, en la que la técnica H_∞ da los mejores resultados presentando robustez para cualquier límite en la incertidumbre. En (Pawel, 2006) se demuestra la efectividad de la técnica de control no lineal *Nonlinear Generalize Minimum Variance*, que consigue reducir el movimiento de balanceo de un barco con timón integrado.

En cuanto al problema de seguimiento de trayectorias, en (Djouani y Haman, 1995) se discute el problema de planteamiento de trayectorias óptimas mediante un criterio de optimización tiempo-energía, teniendo en cuenta restricciones en el sistema de dirección, ambientales, no linealidades y no convexidad en las ecuaciones en el espacio de estados. Para conseguir el control óptimo se emplea la aproximación Lagrangiana aumentada discreta. En (Borghaug y Pettersen, 2006) se propone una ley de guía basada en el conocido principio de *Line of Sight* (LOS), aplicable al seguimiento de camino de cualquier figura geométrica con curvatura y torsión conocidos. La ley de guía genera trayectorias deseadas para la orientación del vehículo, que es usada como entrada del controlador de seguimiento, que se sintetiza usando un integrador *backstepping*.

En (Paulino *et al.*, 2006), se resuelve el problema del diseño de control de seguimiento de trayectoria para un AUV mediante el planteamiento de un problema de control H_2 para sistemas dependientes de parámetros afines y resuelto mediante LMIs (*Linear Matrix Inequalities*).

En relación con diseño de autopilotos, se pueden mencionar también diferentes trabajos. En (Blanke y Christensen, 1993) se analizan los efectos de los cambios en el término de acoplamiento sobre el control de amortiguamiento del balanceo con timón RRD (*Rudder Roll Damping*) de amortiguamiento de balanceo con timón, para mostrar los cambios de robustez. En (Stoustrup *et al.*, 1994) se diseñó un controlador en el marco de la metodología H_∞ para el problema de control SIMO (una entrada varias salidas) RRD junto con el problema del seguimiento de rumbo, y se compara con el diseño ya existente LQ.

En cuanto al estudio de maniobrabilidad de buques, en (Juang y Chang, 1999), se plantea el problema de control de maniobrabilidad de un barco con incertidumbres en la planta debido a cambios en la velocidad del barco y oleaje generado por el viento. El problema es resuelto mediante análisis μ , y se demuestra que el controlador robusto proporciona una estabilidad y funcionamiento robustos mucho mejores que los controladores clásicos.

De la misma forma, en (Katebi *et al.*, 2001) se emplea la técnica de diseño de control H_∞ para el diseño de posicionamiento dinámico de un barco. El diseño del control se basa en la aproximación a un modelo lineal derivado de las ecuaciones hidrodinámicas no lineales que gobiernan los movimientos horizontales de un barco. Los modelos no lineales del barco, oleaje, corrientes, viento y propulsores son obtenidos y simulados para la validación del control. El problema de control está formulado en el espacio de estados y las especificaciones de diseño se traducen a requisitos para las funciones de peso de la señal de error y las entradas a los propulsores.

En (Burns, 1995) se desarrolla un control óptimo inteligente mediante redes neuronales artificiales para buques de superficie. En (Mizuno *et al.*, 2006) se emplean redes neuronales también para el problema de atraco automático, que generan la solución óptima para situaciones reales interpolando soluciones calculadas de atraco en un tiempo mínimo.

En (Crisol y Cutida, 2006) se presenta una solución al control de un vehículo submarino autónomo (*Autonomous Underwater Vehicle*, AUV) con seis grados de libertad basado en la aproximación de sensibilidad H_∞ donde se consigue un compromiso entre un seguimiento eficiente y rechazo a las perturbaciones considerable para los modos de balanceo, cabeceo, velocidad angular de guiñada, y velocidad de arfada.

1.4.1 Control no lineal

Algunos autores han empleado con éxito la teoría de control no lineal para el problema de control de barcos (Strand *et al.*, 1998; Fossen y Strand, 1999; Fossen, 2000; Fossen y Blanke, 2000; Hu *et al.*, 2003). En (Berge *et al.*, 1999) se presenta un control de seguimiento no lineal con acción integral. El controlador se basa en la linealización por realimentación de estados (*state feedback linearization*). La convergencia exponencial de los errores de velocidad y posición se comprueban mediante la teoría de estabilidad de Lyapunov. Para demostrar la robustez y rendimiento del control integral se añaden las fuerzas generadas por el viento. En (Fossen y Strand, 1999) se determina un observador no lineal pasivo, que garantiza la estabilidad exponencial global (*Global Exponential Stability*, GES), e incluye características como estimación de posición y velocidad a baja frecuencia a partir de medidas de posición con ruido, estimación de las perturbaciones ambientales, y filtrado de olas. Este observador se simula y se ha implementado en modelos a escala real con excelentes resultados. En (Fossen y Blanke, 2000) se diseña un controlador realimentado de salida a partir de la reconstrucción de la velocidad de flujo axial. Mediante la teoría de estabilidad de Lyapunov se comprueba que el observador no lineal combinado con un controlador integral realimentado de salida provee estabilidad exponencial. Este controlador propuesto se simula para un vehículo submarino equipado con una hélice.

En (Hu *et al.*, 2003), se aplica una técnica de control robusto no lineal mediante la fórmula de linealización de entrada/salida H_∞ para diseñar un controlador no lineal para el lazo interno en un problema de control de rumbo no lineal. Después, se emplea el método de síntesis μ para el diseño del control de lazo externo con el fin de conseguir las especificaciones de robustez, regulación y seguimiento de trayectoria.

En (Sketne *et al.*, 2004) se desarrolla una técnica de diseño recursiva robusta para plantas no lineales con incertidumbres en el problema de maniobrabilidad. En n pasos recursivos el diseño resuelve la tarea geométrica donde el vehículo alcanza el camino y permanece en él. Luego el control completa la tarea dinámica donde se satisfacen unas condiciones de tiempo, velocidad o aceleración sobre el camino.

1.4.2 Control de sistemas subactuados

Otra cuestión a tener en cuenta es el hecho de que los sistemas navales son normalmente vehículos subactuados, es decir, sistemas con un número de entradas de control independientes menor que los grados de libertad a controlar. El control de sistemas subactuados y no holonómicos¹ (Ting-Yun, 1996) es actualmente un tema de creciente interés, ya que entre este tipo de sistemas se incluyen los robots manipuladores, robots con ruedas, andadores, naves espaciales, aviones, helicópteros, misiles, además de sistemas marinos, como embarcaciones de superficie y vehículos submarinos. Los aerodeslizadores, uno de los sistemas abordados en esta tesis, son también un ejemplo de vehículo marino subactuado.

El estudio de tales sistemas viene motivado por varias razones. Uno de los factores es la reducción de costes. Por otro lado, los vehículos se diseñan normalmente para realizar movimientos en una cierta dirección, pero incluso en aquellos casos en los que los vehículos están completamente actuados, los movimientos en las otras direcciones diferentes a aquellas por las que han sido diseñados, pueden llegar a resultar muy caros. Así, algunos propulsores se diseñan para operar a baja velocidad, como ocurre en posicionamiento dinámico, por lo que a menudo no pueden ser aplicables para seguimientos de trayectoria a una velocidad alta. Además, normalmente resulta inviable conseguir vehículos autónomos completamente actuados, pero incluso en estos casos es frecuente tener en cuenta algoritmos de control para sistemas subactuados, para considerar el caso en el que algún actuador falle. Por todos estos motivos, cada vez son

¹ Se define sistema no holonómico como aquel que, volviendo a su configuración interna original, no consigue recuperar la posición original, *i.e.*, el número de coordenadas generalizadas es mayor que el número de grados de libertad de control.

más frecuentes las publicaciones sobre diseño de leyes de control para sistemas subactuados.

Haciendo un breve repaso sobre diferentes algoritmos para el control de vehículos subactuados que aparecen en la literatura especializada, cabe mencionar el trabajo de Leonard (1995), que fue el primero en controlar un modelo dinámico de un vehículo autónomo submarino, con la fuerza y momento como entradas de control. Para el control empleó un control en lazo abierto variante en el tiempo periódico. En (Pettersen y Egelan, 1996), se estudia la estabilización de vehículos de superficie subactuados, y se desarrolla un problema de estabilidad que envuelve leyes de realimentación variantes en el tiempo continuo, donde estabilizan exponencialmente tanto posición como orientación en un vehículo de superficie con dos entradas de control.

El primer controlador de seguimiento de estados completo basado en un modelo no lineal fue desarrollado en (Pettersen y Nijmeijer, 1998a), donde el control consigue estabilidad exponencial global en un entorno arbitrariamente pequeño de la trayectoria deseada, i.e., consigue estabilidad exponencial global práctica. Sin embargo, no se consigue estabilidad exponencial. Así, en (Pettersen y Nijmeijer, 1998b) se propuso una ley de seguimiento de trayectoria que dirige tanto posición como el ángulo de curso, proporcionando estabilización exponencial semiglobal. Estos autores también estudiaron el problema de posicionamiento dinámico para un barco (Pettersen y Fossen, 2000). En este trabajo se desarrolla una ley de control de realimentación variante en el tiempo con acción integral, y se prueba la estabilidad exponencial para posición y orientación del barco, con resultados experimentales. Y también estudian el problema no lineal en Fossen *et al.* (1998), donde se considera un modelo de barco no lineal que incluye los efectos hidrodinámicos debidos a los cambios de velocidad. La técnica empleada para el diseño del control es el *backstepping*.

Entre los diferentes trabajos de otros autores, cabe destacar Bullo y Leonardo (1998), que desarrollaron un procedimiento de movimiento de alto nivel que resuelve reconfiguraciones punto a punto, estabilización exponencial local, y problemas de interpolación estática para sistemas subactuados. Berge *et al.* (1998) presentan un

controlador de seguimiento de trayectoria para un barco subactuado mediante linealización realimentada (*feedback linearization*). La ley de control consigue que posición y velocidad converjan exponencialmente a la trayectoria de referencia, mientras que el rumbo no es controlado. En (Godhavn, 1996), se investiga el control de seguimiento de salida basado en un modelo no lineal, devolviendo estabilidad exponencial de la trayectoria de salida deseada.

Entre los últimos trabajos, en (Aircadi *et al.*, 2001) se realizó un diseño de control basado en un modelo dinámico no lineal completo. La ley de control de seguimiento es estática, y garantiza convergencia global a cero para el error de posición a pesar de la fuerza de perturbación desconocida constante, mientras que la orientación del vehículo permanece en lazo abierto. Aguiar *et al.* (2003) presentan a su vez un controlador de seguimiento basado en la técnica de Lyapunov no lineal, y prueban la estabilización exponencial del error de posición en un entorno del origen que puede hacerse arbitrariamente pequeño. Y también, en (Lefeber *et al.*, 2003) se presenta una solución global al problema de seguimiento para un barco subactuado. Las dinámicas de error de trayectoria son divididas en una cascada de dos sub-sistemas lineales que pueden estabilizarse independientemente uno del otro.

1.5 Control QFT

La Teoría de la Realimentación Cuantitativa QFT (*Quantitative Feedback Theory*) (Horowitz, 1963; 1991; Yaniv, 1999) es una metodología de diseño de control robusto en el dominio de la frecuencia para sistemas donde la planta presenta incertidumbres y/o existen perturbaciones actuando sobre la planta. Debido a estas condiciones básicas de aplicabilidad que presenta, en esta tesis se estudia esta técnica de control robusto con la finalidad de realizar y desarrollar nuevos diseños extensibles y aplicables a las diferentes problemáticas de los sistemas marinos. De esta forma, el presente trabajo constituye una novedosa aportación de la metodología QFT al campo naval.

La idea fue desarrollada por Isaac Horowitz, que comenzó en los años cincuenta con el control de sistemas con incertidumbres paramétricas, y planteó el caso lineal en

(Horowitz, 1963). Esta técnica fue una de las primeras aproximaciones en el uso de la realimentación para conseguir las especificaciones requeridas en presencia de incertidumbres en la planta, y desde el principio provocó un interés considerable tanto en trabajos teóricos (Doyle, 1986), como en prácticos (D'Azzo y Houpis, 1988). Horowitz publicó resultados para plantas SISO (Horowitz y Sidi, 1972), para plantas lineales MIMO (Horowitz, 1979; Horowitz y Loecher, 1981; Yaniv y Horowitz, 1986), y para varias clases de sistemas no lineales variantes en el tiempo (Horowitz, 1976?). Así, todas estas ideas fueron integradas en lo que se conoce ahora como Teoría de la Realimentación Cuantitativa (QFT). En (Horowitz, 2001) se da una visión global de esta técnica para la solución de sistemas escalares/multivariables, lineales/no lineales, variantes/invariantes en el tiempo, y de lazo simple/multi-lazo. En estas publicaciones y similares se describen a menudo las rutinas paso por paso mediante un ejemplo trabajado, de manera que con frecuencia es difícil identificar la aplicabilidad genérica del método. No todos los problemas tienen las características de estos ejemplos, y en algunas ocasiones es difícil transferir las experiencias de estos trabajos a nuevas y desconocidas situaciones.

Dos ejemplos sencillos de sistemas SISO que ilustran la idoneidad y adaptabilidad de QFT para un amplio rango de problemas de la vida real se pueden ver en (Borguesani *et al.*, 1995), donde se realiza un diseño para un disco compacto, y para el aislamiento de vibraciones en un motor.

Centrándose en los sistemas multivariables, muchos trabajos han extendido la técnica QFT para manejar sistemas MIMO (Azvine y Wynne, 1996; Hess y Henderson, 1996; Houpis y Rasmussen, 1999; Houpis *et al.*, 2006), dado que en la práctica, los sistemas de control presentan comúnmente múltiples entradas y salidas, tales como los sistemas en el campo de control de vuelo de aeronaves (Houpis *et al.*, 1994), en el campo de la robótica (Yaniv y Horowitz, 1990; Kelemen y Bagchi, 1993; Piedmonte *et al.*, 1998; Choi *et al.*, 1999), y en la industria de procesos para el control de una planta de depuración de aguas por fangos activos (García-Sanz y Ostalaza, 1998). Entre trabajos recientes, caben mencionar la publicación de Karpenko y Sepehri (2006), donde se emplea un efectivo controlador QFT de posición para un actuador neumático industrial típico, y en (Yu *et al.*, 2006) se resuelve

un problema de seguimiento de fase con la técnica QFT para sintetizar un controlador de un simulador hidráulico de tres ejes.

La idea clásica de la técnica QFT multivariable se basa en la teoría del punto fijo, en el que el problema MIMO para un sistema $m \times m$ puede desglosarse en m sistemas equivalentes MISO de lazo simple, y m^2 problemas de prefiltros/acoplamiento cruzados. Estos controles a continuación se diseñan a partir de la técnica de diseño SISO QFT. Los efectos de acoplamientos se tratan como perturbaciones a la entrada de la planta, y por tanto necesitan ser rechazados en cada diseño QFT de cada subsistema m . De esta forma, una consecuencia directa y muy beneficiosa de esta técnica MIMO QFT es el desacoplo que se obtiene del sistema de control en lazo cerrado. Una descripción de este método se presentará en el capítulo siguiente.

Sin embargo, este método original es válido para sistemas estables y de fase mínima, por lo que muchos sistemas prácticos de control que se plantean no son posibles de diseñar mediante esta metodología. De esta forma, muchas líneas de investigación se han dirigido a desarrollar técnicas que resuelvan problemas que la teoría clásica MIMO QFT no alcanza a solventar. Los primeros trabajos que resolvían el problema de diseño para plantas de fase no mínima fueron nuevamente desarrollados por Horowitz y Sidi (1978). Más tarde, el problema fue extendido al caso de plantas inestables por Horowitz en su libro *Quantitative Feedback Theory* (Horowitz, 1992), y en (Chen y Balance, 2001) se le da una justificación matemática a estos procedimientos. Un ejemplo de aplicación práctica se puede revisar en (Mark *et al.*, 1992), donde se trata un problema de control de vuelo MIMO con plantas inestables y de fase no mínima.

En otras ocasiones, se han realizado estudios en el diseño de controladores no diagonales con el fin de reducir las ganancias de los controladores. Por ejemplo, en (Boje, 2002) y (García-Sanz y Egaña, 2002), se discute el diseño cuantitativo realimentado multivariable a través del empleo de controladores con elementos fuera de la diagonal con el fin de reducir la interacción en plantas multivariadas con incertidumbres significativas. También, en (Kerr *et al.*, 2005) se estudia la estabilidad en sistemas multivariadas no secuenciales.

En otros casos, se han propuesto aproximaciones que combinan la técnica QFT con otras técnicas diferentes de control, con el fin de resolver u optimizar el diseño del control. Por ejemplo, en (Snell y Scout, 1997) se aplica QFT junto con la técnica de inversión dinámica. Otro ejemplo es el caso del diseño de un control de vuelo lateral (Wu *et al.*, 2004), en el que se observan que los requisitos de rechazo a las perturbaciones motivado por los efectos del desacoplo dominan sobre las especificaciones de seguimiento de trayectoria en el diseño de cada subsistema, por lo que resulta en altas ganancias en el control que pueden causar saturaciones en los actuadores y un sobre-diseño, en el sentido de permitir mayores márgenes de los requeridos. Así, para superar estas deficiencias, los autores proponen una combinación de la técnica QFT con la técnica de asignación de autoestructuras. Una idea similar, pero considerando las peculiaridades que surgen en los acoplamientos de las dinámicas de buques de alta velocidad cuando se ven sometidos a oleajes con diferentes ángulos de incidencia, se ha desarrollado en parte del trabajo de esta tesis.

Haciendo un repaso ahora sobre QFT no lineal, históricamente, se ha desarrollado sobre dos trabajos de Horowitz, (Horowitz, 1975; 1976), que da lugar a dos aproximaciones de diseño. En el Capítulo 2 se hace referencia bibliográfica a mejoras y nuevas contribuciones a estas dos técnicas originales (Horowitz, 1981a; 1981b; Baños y Bailey, 1998; Baños *et al.*, 1998), asimismo como extensiones al problema multivariable (Yaniv, 1991a; 1991b; Yaniv y Boneh, 1997; Baños y Horowitz, 2000; Baños y Horowitz, 2004).

El caso no lineal multivariable MIMO fue desarrollado por Yaniv, (1991a; 1991b) incluyendo condiciones iniciales de no cero. En Baños y Horowitz (2000), se trata el diseño de sistemas de control no lineal multi-lazo. La ampliación para resolver el problema de estabilización para plantas no lineales con incertidumbres es tratado en Baños y Horowitz, (2004). En (Yaniv y Boneh, 1997) se desarrolla una técnica de síntesis rigurosa para el diseño de un lazo de realimentación lineal variante en el tiempo LTV alrededor de plantas no lineales con incertidumbres con el fin de conseguir a priori unas especificaciones en lazo cerrado dadas.

En cuanto a aplicaciones prácticas de diseño QFT no lineal, existen algunos ejemplos en la literatura especializada. Por ejemplo, en (Horowitz, 1990) se hace un repaso a diferentes problemas de control de vuelo. En (Barve y Nataraj, 1998) se propone un controlador robusto usando QFT para resolver el problema no lineal del control del pH. En (Lucas *et al.*, 2000) se aplica una técnica no lineal a un motor con reluctancia. El trabajo (Liberzon *et al.*, 2001) investiga la aplicación de QFT al diseño de un controlador en cascada robusto para un problema de control de suspensión activa inherentemente no lineal. En (Niksefat *et al.*, 2007), los autores presentan un estudio de un control QFT para actuadores electrohidráulicos que operan bajo incertidumbres significativas y no linealidades en el sistema. En (Kelemen y Akhrif, 2001) se aplica QFT para el problema de control lineal de un sistema de potencia multi-máquina, tratando las no linealidades como perturbaciones equivalentes.

1.6 Estructura de la Tesis

La tesis se organiza como sigue:

En este Capítulo se ha enmarcado el contexto de la tesis y el objetivo de la misma, planteando los problemas concretos a resolver, y dando una visión global del estado del arte.

En el Capítulo 2 se muestra una introducción al problema de control robusto y a su tratamiento mediante la Teoría de la Realimentación Cuantitativa QFT (*Quantitative Feedback Theory*), que servirá de base en la resolución de los problemas de sistemas de control marinos planteados en este Capítulo.

En el Capítulo 3 se desarrolla y aplica la técnica de control QFT al problema de posicionamiento dinámico de una plataforma amarrada flotante, descrito en la Sección 1.2.1. Se realiza un estudio de controlabilidad y observabilidad. Se ponderan diferentes técnicas de resolución, y finalmente se describe el método desarrollado para el diseño óptimo de posicionamiento dinámico.

Los Capítulos 4, 5, 6 abordan la problemática descrita en la Sección 1.2.1 de la estabilización de un buque de alta velocidad, cuando los modos principales relacionados con el mareo sufren un acoplamiento debido a los actuadores, como causa de una incidencia del oleaje respecto al rumbo del buque diferente a 180 grados. El Capítulo 4 se dedica a la identificación de los modelos matemáticos de las tres dinámicas de arfada, cabeceo y balanceo para diversos ángulos incidentes de ola. El Capítulo 5 se centra en el diseño QFT multivariable y demuestra que, cuando el grado de acoplamiento es pequeño, un diseño escalar SISO para cada modo es suficiente para conseguir la estabilización una vez que los actuadores se ponen en funcionamiento. Sin embargo, cuando el efecto del acoplamiento es mayor, esta solución al problema multivariable no es viable, y se aplica una técnica híbrida de EA y QFT, detallada en el Capítulo 6.

Finalmente, el Capítulo 7 trata el problema multivariable no lineal de seguimiento de referencia de un sistema marino subactuado, en concreto un aerodeslizador, descrito en la Sección 1.2.3. La solución que se propone está basada en técnicas de linealización local QFT.

El Capítulo 8 muestra finalmente las aportaciones y conclusiones, y posibles líneas futuras de investigación.

Capítulo 2

Sobre la Teoría de la Realimentación Cuantitativa (QFT)

2.1 Introducción

En los años sesenta, como continuación de los trabajos pioneros de Bode, Isaac Horowitz introdujo una metodología de diseño en el dominio de la frecuencia (Horowitz, 1963), que fue refinada en los años setenta a su forma presente, conocida como Teoría de la Realimentación Cuantitativa (del inglés *Quantitative Feedback Theory* (QFT)) (Horowitz y Sidi, 1972; Horowitz, 1993). En este capítulo se presenta una breve revisión de esta técnica.

QFT trabaja en el dominio de la frecuencia, y permite realizar diseño de controladores teniendo en cuenta la incertidumbre del sistema. Se basa en dos aspectos claves:

- i) Hace uso de la realimentación para conseguir una respuesta adecuada en la salida del sistema en presencia de incertidumbres en la planta y/o perturbaciones.
- ii) Permite de forma natural tener en cuenta en el proceso de diseño aspectos como el esfuerzo de control.

La metodología QFT es cuantitativa en este sentido, pues permite diseñar un controlador para la cantidad exacta de incertidumbre estimada para la planta, para un conjunto de perturbaciones determinado, y para unas especificaciones requeridas. Además, una de las propiedades más atractivas de QFT es el hecho de que permite diseñar los compensadores con gran flexibilidad, teniendo un alto grado de control en el ajuste del ancho de banda de los mismos, comparado con otras técnicas que asumen estructuras especiales para la incertidumbre presente en la planta, especificaciones y perturbaciones.

Esta técnica de diseño es aplicable a las siguientes clases de problemas:

- Sistemas de una sola entrada y una sola salida SISO LTI.
- Sistemas SISO no lineales. Estos sistemas son rigurosamente convertidos a sistemas SISO LTI, cuyas soluciones garanticen el funcionamiento para una gran variedad de problemas.
- Sistemas de múltiple entrada y salida MIMO LTI. Aquí deben indicarse las especificaciones de rendimiento para cada función de transferencia del sistema en lazo cerrado, y para todas las funciones de respuesta a las perturbaciones en lazo cerrado.
- Sistemas MIMO no lineales.
- Sistemas distribuidos.
- Sistemas muestreados.
- Sistemas de fase mínima y no mínima.
- Sistemas con retardo.

La llegada de paquetes CAD de QFT al Instituto de Tecnología de las Fuerzas Aéreas (*Air Force Institute of Technology*) a finales de los años 80 aceleró la aplicación de la técnica QFT a muchos problemas de la vida real. Así, algunas áreas de aplicaciones son (Houpis *et al.*, 2006): sistemas de control de procesos, control de velocidad para un motor de inyección, sistemas de control de soldadura, sistemas de control de actuadores hidráulicos, sistemas de control de tratamiento de aguas residuales, control de propulsión y de vuelo de una nave, diseño de controladores de robots, sistemas de control de amplificadores

operacionales, control de turbinas de viento, y diseños de sistemas de control robusto para manipuladores flexibles. Nuestro grupo de investigación ha sido pionero en esta técnica de control aplicado a sistemas marinos, y queda reflejado una vez más en los ejemplos concretos tratados en esta tesis.

En este capítulo previo a los planteamientos de los problemas y metodologías desarrolladas en la tesis, se presentan algunos de los conceptos fundamentales que se deben tener en cuenta en el uso de QFT. En las siguientes secciones se presenta la metodología básica para plantas SISO LTI, y a continuación se presenta la solución al problema MIMO mediante controladores diagonales y no diagonales. Finalmente, se hace una breve exposición sobre la teoría QFT no lineal.

2.2 Características básicas en el dominio de la frecuencia

Sea el sistema de realimentación descrito en la Figura 2.1, que corresponde a un esquema de control en 2 grados de libertad (GL), donde P es la función de transferencia de la planta que pertenece a un conjunto \mathcal{P} de plantas, G la función de transferencia del controlador, y F el prefiltro, que deben diseñarse para alcanzar unas determinadas especificaciones de estabilidad robusta y rendimiento. La función de transferencia $L=PGH$ se conoce como función lazo o función de lazo abierto, y la función de transferencia de una entrada, r , y una salida y , se define como la función de transferencia en lazo cerrado de r a y . El diagrama de Bode y el diagrama de Nichols son dos herramientas gráficas muy útiles empleadas para conocer el comportamiento del sistema.

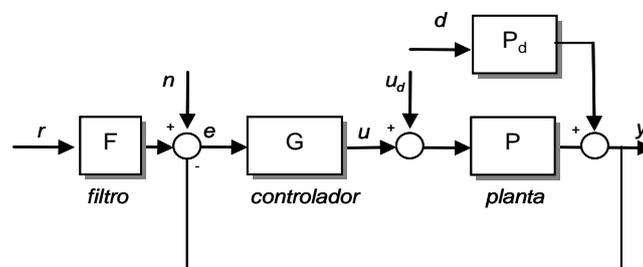


Figura 2.1. Esquema de control con 2 grados de libertad.

La Figura 2.2 muestra un ejemplo de la gráfica de Nichols de una función de lazo abierto. A continuación se muestra algunos parámetros que caracterizan el sistema en lazo abierto y tiene un fuerte impacto en el comportamiento del sistema en lazo cerrado:

- Frecuencia de corte ω_ϕ : es la frecuencia donde la función lazo $L(j\omega)$ es 0 dB, $|L(j\omega_\phi)| = 0\text{dB}$.
- Margen de fase MF : es la fase de la función lazo a la frecuencia de corte sobre 180° , $MF = \arg(L(\omega_\phi)) + 180^\circ$.
- Frecuencia de margen de ganancia ω_G : es la frecuencia tal que $\arg(L(j\omega_G)) = -180^\circ$.
- Margen de ganancia MG : es la distancia en dB de $L(j\omega_G)$ desde el punto (0 dB, -180°) en el diagrama de Nichols, $MG = -20 \log |L(j\omega_G)|$.

- Ancho de banda ω_b : es la frecuencia a la que la amplitud en lazo cerrado es -3dB,

$$\left| \frac{PG(j\omega_b)}{1 + L(j\omega_b)} \right| = -3\text{dB}.$$

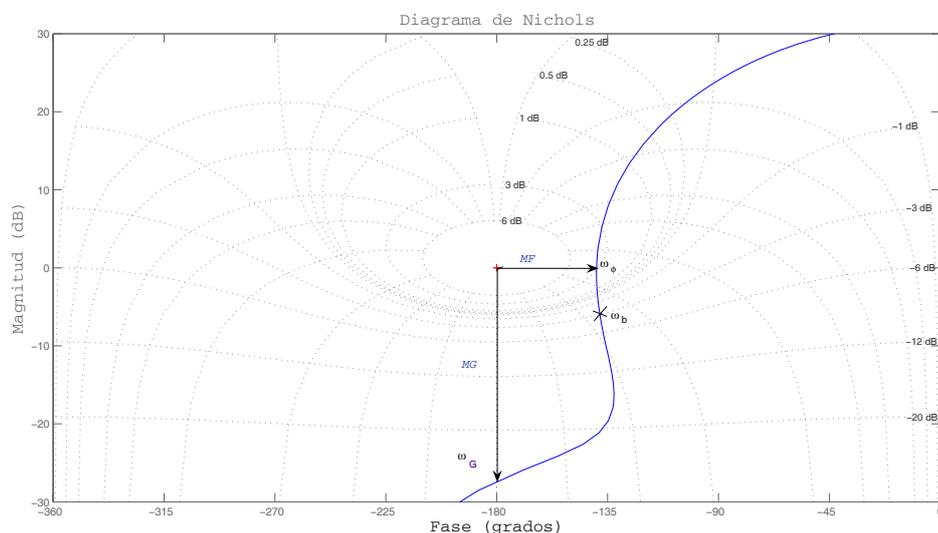


Figura 2.2. Diagrama de Nichols. Definición de MG , MF , ω_ϕ , ω_G , ω_b sobre $L(s)$.

En general, el margen de fase y margen de ganancia de estabilidad relativa son figuras de mérito de dos aspectos importantes de un sistema en lazo cerrado, dado que:

- i) Indican cuánta incertidumbre pueden tolerar la planta y permanecer estable en lazo cerrado (por ejemplo, si el margen de ganancia es 10dB, el sistema puede tolerar un aumento de 10dB en la ganancia sin perder la estabilidad).
- ii) Establecen un límite superior en la amplitud de la función de transferencia en lazo cerrado del ruido de sensor a la salida de la planta, y un límite superior en la sensibilidad.

Tener unos márgenes de fase y ganancia altos implica la supresión de resonancias en lazo cerrado a frecuencias en torno a la frecuencia de ancho de banda, pero con la desventaja de que aumenta la respuesta del ruido de sensor a la entrada de la planta.

2.3 Especificaciones en lazo cerrado

Las especificaciones en lazo cerrado del sistema en la Figura 2.1 son descritas típicamente en el dominio del tiempo y/o en el dominio de la frecuencia. Las especificaciones en el dominio del tiempo describen las respuestas deseadas ante unas entradas dadas, mientras que las especificaciones en el dominio de la frecuencia especifican en términos de frecuencia las características que debe tener la respuesta del sistema ante unas entradas dadas. A continuación se describen estos tipos de especificaciones y se plantea el problema de la traslación de especificaciones desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

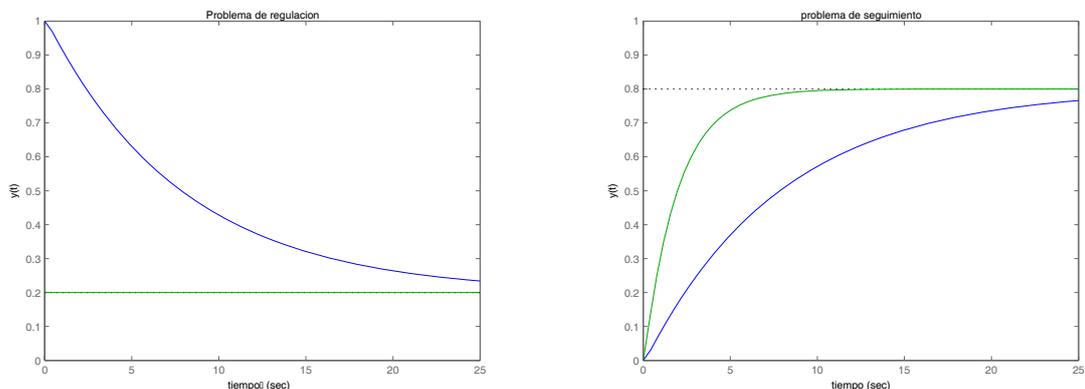
2.3.1 Especificaciones en el dominio del tiempo

Las especificaciones en lazo cerrado para el sistema de la Figura 2.1 típicamente vienen descritas en términos de las señales de entrada y de las señales de salida al sistema. Ambas deben estar acotadas, de forma que el sistema trabaje dentro de una región predeterminada. Por ejemplo:

- En un problema de regulación, se pretende que la salida de la planta esté próxima a cero o entorno a un punto de operación determinado. Para este caso las especificaciones en el dominio temporal podrían definir zonas de trabajo permitidas como la de la Figuras 2.3(a), para el caso en que se requiere que la salida de la planta esté próxima a cero.

- En un problema de seguimiento de referencia, la salida de la planta debe seguir cambios en la referencia a unas determinadas características temporales. En la Figura 2.3(b) se muestra una región típica especificada, en la que debe mantenerse la salida del sistema. La respuesta a un escalón es una caracterización muy común, dado que combina la señal más rápida posible (un cambio infinito en velocidad en $t=0^+$) con la más lenta (después se mantiene constante).

Las especificaciones temporales clásicas como tiempo de subida, tiempo de asentamiento, y máxima sobreelongación son casos especiales de los ejemplos en la Figura 2.3. Todas las medidas anteriores pueden establecerse también en el dominio de la frecuencia.



(a) problema de regulación

(b) problema de seguimiento

Figura 2.3. Ejemplos de especificaciones en el dominio del tiempo.

2.3.2 Especificaciones en el dominio de la frecuencia

Las especificaciones de lazo cerrado del sistema en la Figura 2.1 se describen típicamente en términos de desigualdades sobre las distintas funciones de transferencia de lazo cerrado que caracterizan al sistema. Así, se tienen las siguientes especificaciones de estabilidad y rendimiento:

1. Márgenes de fase y ganancia:

$$\left| \frac{y}{r \cdot F} \right| = \left| \frac{P(j\omega) \cdot G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \lambda(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (2.1)$$

2. Reducción de sensibilidad o eliminación de perturbaciones en la salida de la planta:

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_s(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (2.2)$$

3. Rechazo de perturbaciones a la entrada de la planta

$$\left| \frac{y}{u_d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_p(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (2.3)$$

4. Esfuerzo de control:

$$\left| \frac{u}{n} \right| = \left| \frac{G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_c(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (2.4)$$

5. Seguimiento de referencias:

$$T_L(\omega) \leq \left| \frac{y}{r} \right| = \left| \frac{F(j\omega) \cdot P(j\omega) \cdot G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq T_U(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (2.5)$$

6. Eliminación de ruido:

$$\left| \frac{y}{n} \right| = \left| \frac{P(j\omega) \cdot G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_n(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (2.6)$$

Excepto para las especificaciones de eliminación de ruido del sensor, estabilidad, y esfuerzo de control, el resto pueden cumplir especificaciones arbitrariamente pequeñas para $|G(j\omega)| \rightarrow \infty$. Por tanto según aumenta la amplitud del controlador, la respuesta de la planta a perturbaciones disminuye y la sensibilidad de la salida de la planta a los comandos de seguimiento disminuye. Una ganancia alta en $|G(j\omega)|$ implica una ganancia alta en la función lazo $L(j\omega)$, y por tanto supone una frecuencia de corte mayor. Así,

conseguir especificaciones arbitrariamente pequeñas implica aumentar el ancho de banda del controlador G .

En cuanto a las especificaciones de eliminación de ruido y esfuerzo de control, al aumentar la amplitud $|G(j\omega)|$ se amplía el ancho de banda del sistema, haciendo que el efecto del ruido del sensor influya en gran medida en el rendimiento del sistema. Por tanto, ha de llegarse a un compromiso entre las distintas especificaciones.

La especificación de estabilidad está relacionada con los márgenes de estabilidad relativa (margen de fase MF y margen de ganancia MG), a través de las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} MG &= 1 + \frac{1}{\lambda} \\ MF &= 180 - \frac{180}{\Pi} \cdot a \cos\left(\frac{0.5}{\lambda^2} - 1\right) \end{aligned} \quad (2.7)$$

De esta manera, si se fija un valor para MG y/o MF , se encuentra inmediatamente el valor de λ . Gráficamente, cada valor de λ da lugar a una curva cerrada alrededor del punto crítico q (correspondiente al punto $(-180^\circ, 0 \text{ dB})$ del diagrama de Nichols, y al punto $(-1, 0)$ del plano complejo). Así, el factor λ es un parámetro de seguridad, de modo que la función de lazo L no debe atravesar esta curva cerrada. Cuanto mayor es λ , mayor es el espacio que se puede tolerar (es decir, la aproximación es menos rigurosa).

La especificación de eliminación de perturbaciones en la salida con un valor constante δ_s limita la distancia de la función lazo L evaluada en $L(j\omega)$ al punto $(0 \text{ dB}, -180^\circ)$ en el diagrama de Nichols (punto -1 en el diagrama de Nyquist), imponiendo así un límite superior en la amplificación de las perturbaciones en la salida de la planta, en el dominio de la frecuencia. Como tal, es una especificación más atractiva que los márgenes de fase y ganancia relativos, que teóricamente da lugar a un límite superior sólo para dos frecuencias discretas: frecuencia de corte ω_ϕ y frecuencia del margen de ganancia ω_G . Lo mismo ocurre para la especificación de eliminación de ruido con valor constante δ_n , que pone un límite superior a la función de transferencia de ruido a la salida de la planta, y por tanto, elimina los polos sub-amortiguados en lazo cerrado en el rango de frecuencias significativas del sistema.

2.3.3 Conversión de las especificaciones en el dominio temporal al dominio de la frecuencia

Dado que QFT es una metodología de diseño en el dominio de la frecuencia, es necesario convertir las especificaciones del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

La conversión del criterio en el dominio temporal en especificaciones en el dominio de la frecuencia no es una cuestión trivial. No existe una traducción uno a uno, pero desde un punto de vista práctico, existen traslaciones válidas. Una buena descripción de las aproximaciones de conversiones posibles viene dada en (Horowitz, 1993).

Para el caso de los márgenes de estabilidad y rendimiento robusto, una técnica empleada es la desarrollada en (Yaniv, 1999) conocida como Técnica Basada en Modelo. Este método consiste en: asumir una estructura del modelo de planta y controlador, y para una entrada dada (generalmente un escalón), buscar los parámetros de los modelos asumidos de controlador y planta, y usar el máximo o mínimo de la amplitud de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia resultante.

Para el caso de las especificaciones de seguimiento, es posible traducir especificaciones "suaves", tales como sobreelongación y tiempo de asentamiento, en especificaciones apropiadas en el dominio de la frecuencia. Aunque la satisfacción de las especificaciones en el dominio de la frecuencia no garantiza el cumplimiento de los criterios originales en el tiempo, esta aproximación se ha empleado en muchos casos. Las funciones de transferencia $T_L(\omega)$ y $T_U(\omega)$ se calculan como las tolerancias de las curvas superior e inferior en la respuesta del sistema a una entrada escalón como señal de referencia. Una aproximación a estos modelos puede comenzar con un simple modelo de segundo orden. La idea es a partir de las especificaciones en el dominio temporal (sobreelongación M_p y tiempo de asentamiento t_s), traducirlas a una frecuencia natural ω_n y amortiguamiento ζ . Para la curva superior $T_U(\omega)$ se elige una respuesta sub-amortiguada ($0 < \zeta < 1$), mientras que para la curva inferior se selecciona una respuesta sobre-amortiguada ($\zeta > 1$).

Existen otras técnicas para convertir las especificaciones desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, como la Técnica de Krishnan y Cruickshanks (Krishnan y Cruickshanks, 1977), donde formulando las especificaciones temporales como

$$\int_0^t |y(\tau) - m(\tau)|^2 d\tau \leq \int_0^t v(\tau)^2 d\tau \quad (2.8)$$

con $m(t)$ y $v(t)$ funciones temporales especificadas, se indica que la energía de la señal (diferencia entre la salida y la especificación $m(t)$) está acotada por la energía de la señal $v(t)$, para cada instante, con una traducción al dominio de la frecuencia dada por la desigualdad $|\mathcal{L}(y(j\omega)) - \mathcal{L}(m(j\omega))| \leq \mathcal{L}(v(j\omega))$, donde \mathcal{L} denota la transformada de Laplace.

En (Pritchard y Wigdorowitz, 1996; 1997) se estudia la relación tiempo-frecuencia cuando se incluye incertidumbre en el sistema, de forma que es posible conocer a partir de un conjunto de funciones de transferencia de lazo cerrado de la referencia a la salida las cotas temporales de la respuesta del sistema ante unas determinadas entradas. Esta técnica se podría aplicar al problema de traducir las especificaciones desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, sin embargo los resultados obtenidos en las traducciones en ambos sentidos son muy conservadores.

2.4 Diseño QFT para plantas SISO

El problema discutido en esta sección consiste en diseñar el controlador de dos grados de libertad $\{F, G\}$ en la Figura 2.1, de forma que se garanticen unas determinadas especificaciones (v. Sección 2.3.2), y la estabilidad en lazo cerrado para toda planta P en un determinado conjunto de plantas \mathcal{P} .

Para llevar a cabo el diseño QFT, no es necesario un formato específico del modelo de la planta y de las especificaciones, ni tampoco del rango de frecuencias. El diseño del control es un proceso iterativo, y QFT ofrece un intercambio directo entre la complejidad del controlador y las especificaciones durante estas iteraciones.

El diseño QFT tiene un amplio rango de aplicaciones. Se puede aplicar tanto sobre modelos de planta obtenidos en el dominio de la frecuencia a partir de experimentos,

como sobre modelos de plantas linealizadas a partir de dinámicas no lineales. Se pueden considerar diversos tipos de especificaciones de rendimiento en lazo cerrado, así como restricciones hardware. Y principalmente, se puede aplicar en problemas bien definidos, donde el modelo de la planta es conocida con gran precisión y las especificaciones de rendimiento se dan desde frecuencia cero a infinito, y en problemas donde los modelos de la planta disponibles no son suficientemente exactos para el diseño del control o incluso ni existen, y las especificaciones pueden estar definidas sólo para un ancho de banda finito. Es en este último caso donde se observa y confirma la utilidad y potencia de QFT.

Existen diversas herramientas para la ayuda al diseño QFT, por ejemplo, la *toolbox* QFT de Matlab (Borguesani *et al.*, 1995). Además, recientemente se cuenta con la herramienta QFTIT (Díaz *et al.*, 2005), que ofrece una mayor interactividad al usuario en todas las fases de diseño.

El procedimiento de diseño QFT consta de tres pasos básicos:

- Cálculo de las curvas de restricción (*bounds*). QFT convierte las especificaciones en lazo cerrado en restricciones de una función en lazo abierto L . La función en lazo abierto es entonces diseñada para satisfacer simultáneamente sus restricciones y a la vez la estabilidad en lazo cerrado.
- Síntesis del controlador, mediante un proceso de *loop-shaping*.
- Análisis del diseño. Es la validación del controlador diseñado.

El elemento gráfico que se emplea con esta técnica es el diagrama de Nichols, donde se representa la magnitud de la respuesta en frecuencia (en dB) en el eje de ordenadas, y la fase (en grados) en el eje de abscisas. La función que se dibuja es la función en lazo abierto $L(j\omega)$ o función lazo, que se define como el producto de la función de transferencia del controlador y la función de transferencia de la planta:

$$L(j\omega) = G(j\omega) P(j\omega) \quad (2.9)$$

En sistemas con incertidumbre, previo al diseño QFT, en primer lugar se deben generar las plantillas (*templates*) de la planta, que son el conjunto de respuestas en frecuencia de las plantas para una frecuencia dada.

Otra cuestión es la selección de frecuencias. En cualquier diseño QFT, se tiene que seleccionar un conjunto de frecuencias para diseñar las curvas de restricción. En teoría, uno debe calcular las curvas sobre todo el rango de $j\omega$, pero en la práctica, se calcula para un conjunto finito de frecuencias.

El problema que se plantea en QFT es encontrar un controlador $G(s)$ que haga que el sistema en lazo cerrado tenga la respuesta adecuada, y que cumpla unas especificaciones requeridas.

Las especificaciones en lazo cerrado dadas en la sección 2.3.2 se traducen en curvas en el plano de Nichols, definiendo así zonas permitidas ó restricciones para la función lazo L , y es lo que se conoce como curvas de restricción o fronteras (*bounds*).

De esta forma, gráficamente, cada valor de λ en la especificación de estabilidad robusta da lugar a una curva cerrada alrededor del punto crítico q (correspondiente al punto (0 dB, -180°) del diagrama de Nichols, y al punto (-1,0) del plano de Nyquist). Como ya se comentó, el factor λ es un parámetro de seguridad, de modo que la función de lazo L no debe atravesar esta curva cerrada. Cuanto mayor es λ , mayor es el espacio que se puede tolerar (es decir, la aproximación es menos rigurosa).

Las demás especificaciones, excepto la de esfuerzo de control, se traducen al diagrama de Nichols en curvas de restricción sobre el origen (por encima), donde la respuesta de la función lazo $L(j\omega)$ debe permanecer fuera de las mismas. Este tipo de especificación requiere un aumento de la ganancia de lazo $L(j\omega)$. En cambio, el problema del esfuerzo de control limita la cantidad de ganancia de la función de lazo $L(j\omega)$, y resulta en una curva de restricción bajo el origen (parte inferior) donde la respuesta del lazo debe permanecer dentro.

Una vez calculadas todas las curvas de restricción para cada función $L(j\omega)$ correspondiente a cada planta P en \mathcal{P} , el siguiente paso es combinarlas en una misma

variable (intersección) que debe cumplir el controlador G para cada frecuencia. En general, cuando el problema envuelve más de un conjunto de fronteras o *bounds*, es mejor calcular el peor caso de todos los conjuntos. Es mucho más simple trabajar con un único, el peor de los casos (esto es, la intersección de todos los fronteras), que con una colección de muchas fronteras. De esta forma, la gráfica del diagrama de Nichols se verá mucho más clara, y facilitará el análisis del problema. Por último, las restricciones se pueden formular sobre el controlador G o sobre una función $L_0 = P_0 G$ para alguna planta P en \mathcal{P} , que es la que se considerará como planta nominal.

En el *Anexo A* se incluye un ejemplo de diseño QFT donde se describe todo el proceso de diseño del controlador de un sistema SISO, extraído de (Borguesani *et al.*, 1995), y resuelto también en (Díaz *et al.*, 2005).

2.5 Diseño QFT para plantas MIMO

En la sección previa se ha comentado el proceso de diseño QFT de un controlador para un sistema monovariante SISO.

Los ejemplos de sistemas marinos que se van a tratar en esta tesis, tal y como ya se comentó, presentan diferentes tipos de problemáticas y particularidades, como sistemas multivariantes de fase no mínima, restricciones no holonómicas, no linealidades, etc., por lo que se necesita extender y desarrollar nuevos perfiles o líneas de la metodología QFT para resolver cada problema específico.

De esta forma, a modo de introducción, en esta sección y la siguiente se realiza una breve revisión de las técnicas clásicas multivariantes y no lineales QFT, que servirán como punto de partida inicial en el planteamiento de cada problemática, y que serán revisadas y discutidas en cada caso.

El caso general de un sistema MIMO de 2 grados de libertad viene descrito esquemáticamente en la Figura 2.4, donde \mathbf{P} es la matriz de funciones de transferencia de la planta que pertenece al conjunto \mathcal{P} de plantas, y \mathbf{G} y \mathbf{F} son las matrices de funciones de

transferencia del controlador y prefiltro respectivamente, que se deben diseñar para cumplir los requisitos de estabilidad y especificaciones de rendimiento robustos.

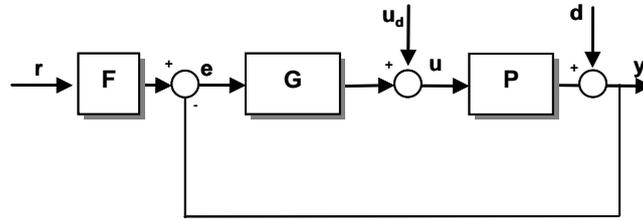


Figura 2.4. Esquema de control de un sistema MIMO de 2 GL.

La ecuación del sistema viene dada por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{u} + \mathbf{d} = \mathbf{P}(\mathbf{u}_d + \mathbf{G}(\mathbf{F}\mathbf{r} + \mathbf{y})) + \mathbf{d} \quad (2.10)$$

$$(\mathbf{I} + \mathbf{P}\mathbf{G})\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{u}_d + \mathbf{d} + \mathbf{P}\mathbf{G}\mathbf{F}\mathbf{r} \quad (2.11)$$

El problema general bajo consideración es cómo diseñar el controlador \mathbf{G} y el prefiltro \mathbf{F} , tal que para un conjunto dado de plantas \mathcal{P} :

- El sistema en lazo cerrado es estable y su sensibilidad a toda planta $\mathbf{P} \in \mathcal{P}$ permanece dentro de los márgenes de tolerancia dados.
- Para un conjunto de perturbaciones en las salidas de la planta $\{\mathbf{d}\}$, la salida \mathbf{y} de la planta permanece limitada por las especificaciones dadas.
- Para un conjunto de perturbaciones en las entradas de la planta $\{\mathbf{u}_d\}$, la salida \mathbf{y} de la planta permanece limitada por las especificaciones dadas.
- Para un conjunto de referencias \mathbf{r} , el sistema en lazo cerrado \mathbf{y} permanece dentro de los límites marcados por las especificaciones dadas.

Por tanto, este problema general incluye las especificaciones en lazo cerrado de rechazo de perturbaciones en la entrada (2.3) y en la salida de la planta (2.2), seguimiento de referencia (2.5), y márgenes robustos de estabilidad (2.1).

Para encontrar solución a estos sistemas, la idea básica consiste en descomponer el proceso de diseño en una serie de etapas. Cada etapa de este proceso secuencial es un problema simplificado SISO o MISO, que se resuelve mediante cualquiera de las herramientas de síntesis QFT ya mencionadas (Matlab, QFTTIT). La solución al problema multivariable original es una combinación de las soluciones obtenidas en cada etapa. Esta idea tan práctica se deduce a partir del desarrollo explícito y resolución de la ecuación del sistema (2.9). Si se emplea un controlador diagonal, el sistema es fácilmente resuelto a partir del algoritmo de eliminación Gaussiana.

Como se puede observar, la parte de la derecha de la ecuación (2.10) tiene tres términos. El primero $\{\mathbf{u}_d\}$ se refiere a las perturbaciones en la entrada de la planta, el segundo término $\{\mathbf{d}\}$ indica el conjunto de perturbaciones en la salida, y el tercero $\{\mathbf{r}\}$ está relacionado con el problema de seguimiento de referencia. En el caso en que ninguno de los términos es igual a cero, se presenta el planteamiento más general, que se puede particularizar haciendo uno o dos de los términos cero. Por ejemplo, si se tiene un problema de regularización, la referencia \mathbf{r} será cero, y quedará un problema de rechazo a perturbaciones en la entrada y salida de la planta. La solución a este tipo de sistemas, si se elige un controlador diagonal, son una serie de etapas secuenciales correspondientes a problemas SISO con perturbaciones en la entrada de la planta. De igual forma, si se desprecian las perturbaciones de entrada haciendo \mathbf{u}_d y \mathbf{d} igual a cero, se tiene un problema de seguimiento de trayectoria puro que se resuelve con un controlador diagonal mediante una secuencia de etapas de problemas MISO con perturbaciones en la entrada (Yaniv, 1999).

Como ya se ha comentado, en esta sección se mostrarán, a modo de ilustración, dos técnicas de diseño QFT para el problema particular de un sistema multivariable 2x2 de 1 GL con perturbaciones en la salida de la planta.

Por tanto, la ecuación particular del sistema queda de la forma:

$$(\mathbf{I} + \mathbf{P}\mathbf{G})\mathbf{y} = \mathbf{d} \quad (2.12)$$

y el esquema de control viene descrito en la Figura 2.5.

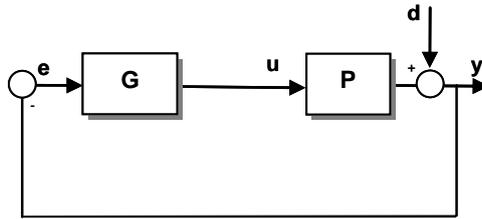


Figura 2.5. Esquema de control de un sistema MIMO 2x2 con perturbaciones en la salida de la planta.

El problema de control se establece como sigue: Sea el sistema donde \mathbf{P} es un sistema multivariable 2x2 LTI, que pertenece a un conjunto \mathcal{P} , \mathbf{d} es una perturbación que pertenece a un conjunto dado $\{\mathbf{d}\}$, $\mathbf{e}(\omega)$ es un vector de especificación, y ω_h la frecuencia tal que el vector de especificación es aplicable para todo $\omega \leq \omega_h$. Diseñar un controlador \mathbf{G} de manera que para toda $\mathbf{P} \in \mathcal{P}$, se satisfagan las siguientes especificaciones:

- el sistema es estable
- para todo $\mathbf{d} \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta $\mathbf{y}=[y_1, y_2]^T$ está limitado por

$$|y_k(j\omega)| \leq e_k(j\omega) \quad k = 1,2, \quad \omega \leq \omega_h. \quad (2.13)$$

La primera técnica resuelve el sistema mediante un controlador diagonal, mientras que la segunda presenta términos no diagonales. Por último, decir que el problema 2x2 es extensible al caso nxn tanto para el primer caso (Yaniv, 1999), como para el segundo (Yaniv, 1995; García Sanz y Egaña, 2002).

2.5.1 Controlador diagonal para una planta MIMO 2x2 de 1 grado de libertad con perturbaciones en la salida

En este primer caso, se va a resolver el problema mediante un controlador diagonal $\mathbf{G}=\text{diag}(g_1, g_2)$.

Partiendo de la ecuación (2.12), se tiene

$$(\mathbf{P}^{-1} + \mathbf{P}\mathbf{G})\mathbf{y} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{d} \quad (2.14)$$

Usando la notación $\mathbf{P}^{-1}=[\hat{p}_{ij}]$ y $\mathbf{G}=\text{diag}(g_1,g_2)$, se desarrolla de forma explícita la ecuación (2.14):

$$\begin{pmatrix} \hat{p}_{11} + g_1 & \hat{p}_{12} \\ \hat{p}_{21} & \hat{p}_{22} + g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{p}_{11} & \hat{p}_{12} \\ \hat{p}_{21} & \hat{p}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Para resolver el sistema, se aplica el algoritmo de eliminación Gaussiana multiplicando ambos lados de la ecuación por la izquierda por la matriz

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\hat{p}_{21} & 1 \\ \hat{p}_{11} + g_1 & \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

se obtiene

$$\begin{pmatrix} \hat{p}_{11} + g_1 & \hat{p}_{12} \\ 0 & \hat{p}_{22}^2 + g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{p}_{11} & \hat{p}_{12} \\ \hat{p}_{21}^2 & \hat{p}_{22}^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

donde

$$\hat{p}_{ij}^2 = \hat{p}_{ij} - \frac{\hat{p}_{i1} \cdot \hat{p}_{1j}}{\hat{p}_{11} + g_1}; i = 2; j = 1, 2. \quad (2.18)$$

Finalmente, se llega a dos ecuaciones para las salidas y_1 y y_2

$$y_1 = \frac{\hat{p}_{11}d_1 + \hat{p}_{12}d_2 + \pi_{13}d_3 - \hat{p}_{12} \cdot y_2}{\hat{p}_{11} + g_1} \quad (2.19)$$

$$y_2 = \frac{\hat{p}_{21}^2 d_1 + \hat{p}_{22}^2 d_2}{\hat{p}_{22}^2 + g_2} \quad (2.20)$$

De esta forma, el proceso de diseño se basa en estas dos ecuaciones, que ayudan a descomponer el problema multivariable en dos sistemas SISO secuenciales, de la siguiente forma:

i) A partir de la ecuación (2.19) y la especificación (2.13) para $k=1$, el controlador g_1 se debe resolver de forma que

$$|y_1| = \frac{|\hat{p}_{11}d_1 + \hat{p}_{12}d_2 - \hat{p}_{12}y_2|}{|\hat{p}_{11} + g_1|} \leq e_1(\omega); \quad \forall \mathbf{d} = [d_1, d_2]^T \in \{\mathbf{d}\}, \mathbf{P} \in \mathcal{P}, \omega \leq \omega_h \quad (2.21)$$

Para esta ecuación, existe un amplio rango de controladores $g_1(j\omega)$ que satisfagan la desigualdad, siempre que exista un límite en $|y_2(j\omega)|$ y sea conocido. Por tanto, asumiendo que y_2 satisface la especificación (2.13), se puede transformar (2.21) de manera que g_1 se diseñe para satisfacer:

$$|y_1| = \frac{|\hat{p}_{11}d_1 + \hat{p}_{12}d_2| + |\hat{p}_{12}|e_2(\omega)}{|\hat{p}_{11} + g_1|} \leq e_1(\omega); \quad \forall \mathbf{d} = [d_1, d_2]^T \in \{\mathbf{d}\}, \mathbf{P} \in \mathcal{P}, \omega \leq \omega_h \quad (2.22)$$

ii) Para el segundo problema g_2 , a partir de la ecuación (2.20) y la especificación (2.13) para $k=2$, el controlador g_2 debe diseñarse de modo que satisfaga la desigualdad

$$|y_2| = \frac{|\hat{p}_{21}^2 d_1 + \hat{p}_{22}^2 d_2|}{|\hat{p}_{22}^2 + g_2|} \leq e_2(\omega); \quad \forall \mathbf{d} = [d_1, d_2]^T \in \{\mathbf{d}\}, \mathbf{P} \in \mathcal{P}, \omega \leq \omega_h \quad (2.23)$$

Tal y como se puede observar a partir de estas ecuaciones, la secuencialidad viene dada por el hecho de que la solución de (2.23) para el diseño del controlador g_2 , se puede determinar una vez se haya resuelto la primera ecuación (2.22) que determina g_1 , dado que los términos \hat{p}_{ij}^2 son función de g_1 según (2.18).

Ahora bien, se tiene que la salida y de un sistema SISO P con perturbaciones en la entrada de la planta u_d sigue la forma $y = P u_d / (1 + PG)$. Por tanto, por analogía, las dos ecuaciones (2.22) y (2.23) plantean dos problemas SISO de 1 GL con perturbaciones en la entrada de la planta, cuyas soluciones respectivas g_1 y g_2 , son solución de las desigualdades anteriores. Formalmente, se establecen los dos problemas SISO siguientes:

a) *Primer problema SISO.* Sea el sistema de la Figura 2.6, donde $1/\hat{p}_{11}$ es una planta SISO. Diseñar g_1 , de tal forma que para todo $\mathbf{P} \in \mathcal{P}$:

- El sistema es estable,
- Para todo $\mathbf{d}=[d_1, d_2] \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta y_1 está limitada por

$$|y_1(j\omega)| \leq e_1(j\omega) \quad \omega \leq \omega_h \quad (2.24)$$

donde $|d| \leq |\hat{p}_{11}d_1 + \hat{p}_{12}d_2| + |\hat{p}_{12}|e_2(\omega)$.

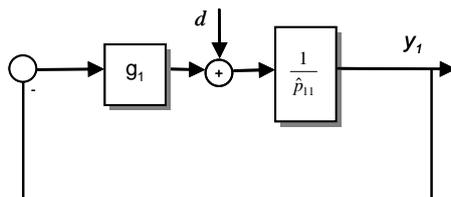


Figura 2.6. Sistema SISO a resolver en el diseño de g_1 .

b) Segundo problema SISO. Sea el sistema de la Figura 2.7, donde $1/\hat{p}_{22}^2$ es una planta SISO.

Diseñar g_2 , de tal forma que para todo $\mathbf{P} \in \mathcal{P}$:

- El sistema es estable,
- Para todo $\mathbf{d}=[d_1, d_2] \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta y_2 está limitada por

$$|y_2(j\omega)| \leq e_2(j\omega) \quad \omega \leq \omega_h \quad (2.25)$$

donde $d = \hat{p}_{21}^2 d_1 + \hat{p}_{22}^2 d_2$.

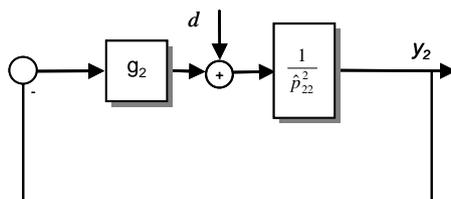


Figura 2.7. Sistema SISO a resolver en el diseño de g_2 .

Una condición necesaria (Yaniv, 1999) para la existencia de una solución a estos dos problemas SISO, es que las plantas $1/\hat{p}_{11}$ y $1/\hat{p}_{22}^2$ deben ser de fase mínima, o bien los ceros en el semiplano derecho s deben estar suficientemente distantes del origen. En el segundo caso SISO, los ceros de la planta serán los polos de su inversa \hat{p}_{22}^2 , que incluyen a su vez (2.18) los ceros de $\hat{p}_{11} + g_1$ si $\hat{p}_{12}\hat{p}_{21}$ no es idénticamente cero. Si $\hat{p}_{12}\hat{p}_{21}=0$, los ceros de $1 + g_1/\hat{p}_{11}$ son polos de la matriz de funciones de transferencia del sistema

multivariable (Fig. 2.5), por lo que si están en el semiplano derecho, el sistema será inestable. Por tanto, g_1 debe diseñarse de manera que para toda $\mathbf{P} \in \mathcal{P}$ $\hat{p}_{11} + g_1$ no tenga ceros en el semiplano derecho. De igual forma, los ceros de $\hat{p}_{22}^2 + g_2$ no deben encontrarse en el semiplano derecho, o de lo contrario el sistema será de nuevo inestable.

2.5.2 Controlador no diagonal para una planta MIMO 2x2 de 1 GL con perturbaciones en la salida

En este caso, el análisis del sistema MIMO que se propone está basado en la reducción del sistema de la ecuación (2.12) en $n^2 = 2^2 = 4$ sistemas SISO equivalentes. Esta reducción se resuelve siguiendo la línea de trabajos previos de Horowitz (1979; 1980; 1982; 1991) y García-Sanz y Egaña (2002). Este último resuelve el problema de seguimiento de referencia para un sistema lineal multivariable $n \times n$.

Para este caso, tal y como se dijo al inicio de la sección, se va a particularizar y resolver por un sistema de un grado de libertad con perturbaciones en la salida de la planta (Fig. 2.5).

A partir de la ecuación (2.12), al igual que en el caso anterior, denotando la inversa de la planta $\mathbf{P}^{-1} = [\hat{p}_{ij}]$, y descomponiéndola en su parte diagonal $\hat{\mathbf{P}}^D$ y no diagonal $\hat{\mathbf{P}}^B$, al igual que se hace con la matriz de control ($\mathbf{G}^D, \mathbf{G}^B$):

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{P}} + \mathbf{G}) \cdot \mathbf{y} &= \hat{\mathbf{P}} \cdot \mathbf{d} \\ (\hat{\mathbf{P}}^D + \mathbf{G}^D) \cdot \mathbf{y} + (\hat{\mathbf{P}}^B + \mathbf{G}^B) \cdot \mathbf{y} &= \hat{\mathbf{P}}^B \cdot \mathbf{d} + \hat{\mathbf{P}}^D \cdot \mathbf{d} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Multiplicando la expresión anterior por $(\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1}$, se tiene

$$(\mathbf{I} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \mathbf{G}^D) \cdot \mathbf{y} + ((\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{P}}^B + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \mathbf{G}^B) \cdot \mathbf{y} = (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{P}}^B \cdot \mathbf{d} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{P}}^D \cdot \mathbf{d} \quad (2.27)$$

y finalmente

$$\mathbf{y} = \left(\mathbf{I} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \mathbf{G}^D \right)^{-1} \mathbf{d} + \left(\mathbf{I} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \mathbf{G}^D \right)^{-1} (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{P}}^B \mathbf{d} - (\hat{\mathbf{P}}^B + \mathbf{G}^B) \mathbf{y}) \quad (2.28)$$

En la expresión (2.28) de la matriz del sistema en lazo cerrado se diferencian dos términos

i) Término diagonal \mathbf{Y}^D

$$\mathbf{Y}^D = \left(\mathbf{I} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \mathbf{G}^D \right)^{-1} \cdot \mathbf{d} \quad (2.29)$$

Este término presenta una estructura diagonal, puesto que no depende de los elementos no diagonales de la matriz de la planta $\hat{\mathbf{P}}^B$, ni de los de la matriz de control \mathbf{G}^B . De igual forma que se ha realizado en la sub-sección anterior, se puede establecer una analogía con la relación de la salida y de un sistemas SISO con perturbaciones en la salida de la planta d , que sigue la expresión $y = d/(1+PG)$. Por tanto, este término diagonal \mathbf{Y}^D es equivalente a $n=2$ sistemas SISO cuyas plantas son los elementos de la diagonal de $(\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1}$, como se muestra en la Figura 2.8.

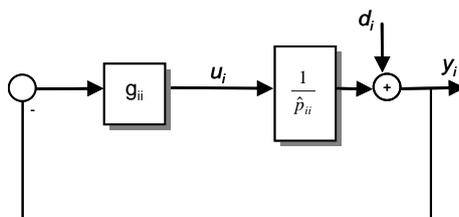


Figura 2.8. Sistema SISO equivalente i .

ii) Término no diagonal \mathbf{Y}^B

$$\mathbf{Y}^B = \left(\mathbf{I} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \mathbf{G}^D \right)^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{P}}^B \cdot \mathbf{d} - (\hat{\mathbf{P}}^B + \mathbf{G}^B) \mathbf{y}) = \left(\mathbf{I} + (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \mathbf{G}^D \right)^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{P}}^D)^{-1} \cdot \mathbf{C} \quad (2.30)$$

Este segundo término presenta una estructura no diagonal. Nótese que depende de la parte no diagonal de la matriz de la planta $\hat{\mathbf{P}}^B$, y también de la parte no diagonal de la matriz de control \mathbf{G}^B . De nuevo, siguiendo la relación de la salida y de un sistema SISO con perturbaciones en la entrada de la planta u_d que tiene como expresión $y = P u_d / (1+PG)$, se concluye que este término no diagonal \mathbf{Y}^B equivale a los mismos $n=2$ sistemas de antes con las perturbaciones c_i en la entrada de la planta, como se ve en la Figura 2.9.

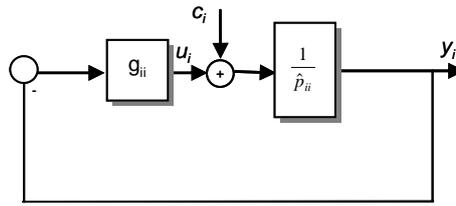


Figura 2.9. Sistema equivalente i con perturbaciones en la entrada de la planta.

Como se puede ver en la ecuación (2.30), el único término que depende de las partes no diagonales $\hat{\mathbf{P}}^B$ y \mathbf{G}^B es el vector \mathbf{C} , que se denota como *vector¹ de acoplamiento del sistema*.

$$\mathbf{C} = \hat{\mathbf{P}}^B \cdot \mathbf{d} - (\hat{\mathbf{P}}^B + \mathbf{G}^B) \mathbf{y} \quad (2.31)$$

El vector de acoplamiento \mathbf{C} es la llave para estudiar los efectos del acoplamiento, y para conseguir una reducción en los lazos de interacción.

Cada elemento del vector c_i obedece la relación

$$c_i = \hat{p}_{ij} d_j - (\hat{p}_{ij} + g_{ij}) \cdot y_j \quad (2.32)$$

Para analizar estos términos de acoplamiento, se va a simplificar la ecuación (2.32). Para ello, la salida y_j puede calcularse a partir del sistema equivalente derivado de la ecuación (2.29),

$$y_j = \frac{d_j}{1 + g_{jj} \hat{p}_{jj}^{-1}} \quad (2.33)$$

El término de acoplamiento se puede calcular a partir de

$$c_i = \hat{p}_{ij} d_j - (\hat{p}_{ij} + g_{ij}) \frac{d_j}{1 + g_{jj} \hat{p}_{jj}^{-1}} \quad (2.34)$$

Así como los controladores diagonales ayudan a conseguir otras especificaciones de rendimiento, los controladores no diagonales son considerados para reducir los efectos de

¹ Cuando se trata con un problema de 2 grados de libertad, el resultado de \mathbf{C} es una matriz, y se conoce como *matriz de acoplamiento*.

acoplamiento. Un controlador no diagonal óptimo se puede conseguir haciendo el lazo de interacción c_i de la ecuación (2.34) igual a cero,

$$c_i = 0 \Rightarrow \hat{p}_{ij} d_j = (\hat{p}_{ij} + g_{ij}) \frac{d_j}{1 + g_{ij} \hat{p}_{jj}^{-1}} \quad (2.35)$$

$$(1 + g_{ij} \hat{p}_{jj}^{-1}) \hat{p}_{ij} = (\hat{p}_{ij} + g_{ij})$$

con lo que queda finalmente

$$g_{ij} = g_{jj} \frac{\hat{p}_{ij}}{\hat{p}_{jj}} \quad \text{para } i \neq j \quad (2.36)$$

De esta manera, se tiene que los controladores no diagonales óptimos g_{ij} que dan un vector de acoplamiento C con valor cero, se calculan a partir de los controladores diagonales g_{ii} y la inversa de la planta \hat{p}_{ij} .

En resumen, un sistema MIMO 2x2 con perturbaciones en la salida de la planta, se resuelve a partir de la metodología QFT con control no diagonal, reduciendo el sistema a 4 sistemas SISO equivalentes. Los dos primeros (Fig. 2.8) son sistemas SISO con perturbaciones a la salida, y diseñan los controladores diagonales g_{ii} , y los dos segundos sistemas SISO (Fig. 2.9) presentan perturbaciones en la entrada de la planta, y su solución óptima (2.36) diseña los controladores no diagonales g_{ij} .

2.6 Diseño QFT para plantas no lineales

La técnica no lineal QFT es una técnica desarrollada para resolver el problema de control robusto de una planta no lineal con incertidumbres mediante la sustitución de la planta no lineal con incertidumbres por una familia lineal equivalente. El problema entonces consiste en encontrar un controlador QFT no lineal para esta familia de plantas equivalentes.

El esquema básico de control en QFT no lineal es la estructura de dos grados de libertad (Fig. 2.10). La referencia viene dado por r , y las perturbaciones en la entrada de la planta

por d . El conjunto de plantas no lineales es N , siendo N_θ un elemento para θ en un conjunto Θ . En general, el conjunto Θ es referido a un conjunto de parámetros de plantas.

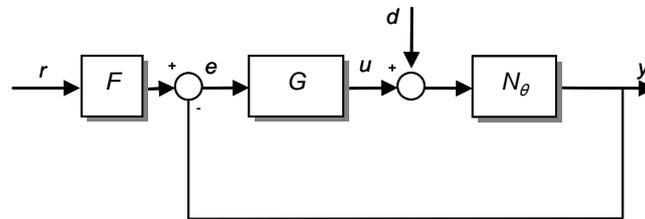


Figura 2.10. Sistema no lineal de 2 GL.

Una parte central de QFT no lineal es la definición de un sistema realimentado equivalente LTI reemplazando la planta no lineal N por un conjunto de plantas LTI P_e y un conjunto de perturbaciones D_e . El reemplazo se debe hacer de tal forma que el problema equivalente LTI tenga solución para los compensadores G y F , y con la finalidad de que esta solución sea válida para el problema no lineal original. El principal objetivo es hacer los dos problemas de control, tanto el no lineal como el problema LTI, equivalentes con respecto a un conjunto particular de salidas aceptables A , dependiendo de cada combinación particular de referencias y perturbaciones. Así, la equivalencia es en el sentido de que un controlador que se obtiene para el problema LTI funcionará para el sistema de control no lineal original, pero que en el sentido inverso no se puede decir nada. Este paso se conoce como validación.

Tal y como se comentó en el capítulo anterior, dos trabajos de Horowitz (1975; 1976) dieron lugar a dos aproximaciones de diseño sobre QFT no lineal. Uno está basado en la transformación de un sistema no lineal incierto N en un sistema lineal equivalente incierto P_e , mientras que el segundo método transforma la no linealidad en un modelo de perturbaciones equivalente, esto es, reemplaza N por un conjunto más simple LTI P_e y un conjunto de perturbaciones D_e . Esta aproximación puede generalizarse a un conjunto de técnicas cuya finalidad es encontrar un balance apropiado entre la elección de los dos conjuntos P_e y D_e .

Estas dos técnicas se basan en el Principio de Schauders (ver *Anexo B*). El principio de Schauders (Zeidler, 1986; Yaniv, 1999, Baños, 2007) se ha empleado de forma muy extensa

en el marco QFT para transformar problemas no lineales y multivariables en problemas de control escalares lineales invariantes en el tiempo, donde la aproximación QFT lineal es aplicable. Más concretamente, en el caso de sistemas no lineales, se ha usado para el diseño de sistemas de control basados en QFT para satisfacer especificaciones de seguimiento y/o rechazo de perturbaciones.

Originariamente, la primera técnica no lineal consiste en reemplazar N por un conjunto de plantas equivalentes P_e (sin conjunto de perturbaciones D_e). El conjunto de plantas LTI se obtiene solamente a partir de un conjunto de salidas aceptables en lazo cerrado. La equivalencia entre el problema no lineal y el LTI debe entenderse en el sentido de que una solución del problema de control no lineal es también una solución del problema de control no lineal original. Lo contrario no siempre es verdadero. El procedimiento se puede resumir en cuatro pasos:

- i) Definir conjuntos de salidas aceptables $A_r = [T_m, T_M] r$ para una referencia $r \in [0, r_M]$. Según el principio de Schauders, el conjunto de salidas aceptables está restringido y deben ser subconjuntos compactos convexos del espacio de Banach.
- ii) Definir un conjunto de plantas LTI equivalentes P_e usando la expresión

$$P_e = \left\{ \frac{y}{\phi_a^{-1}(y)} \mid y \in [T_m, T_M] r; a \in [0, a_M]; r \in [0, r_M] \right\} \quad (2.37)$$

donde

$$\phi_a^{-1}(y) = GFr - Gy \quad (2.38)$$

- iii) Resolver el problema de control LTI equivalente para G y F .
- iv) Si G y F consiguen que exista un punto fijo de la transformación $\varphi_{a,r}$ dentro del conjunto A_r , entonces se aplica el principio de Schauders, y el punto fijo será la salida en lazo cerrado del problema de control no lineal. Este punto fijo depende de los diferentes valores del parámetro a y de la referencia r . La transformación $\varphi_{a,r}: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ se define como

$$\varphi_{a,r}(y) = \frac{GFr}{\frac{\phi_a^{-1}(y)}{y} + G} \quad (2.38)$$

Este primer método no lineal QFT presenta varias dificultades. En primer lugar, el cálculo del conjunto de plantas LTI equivalentes P_e no es una cuestión trivial, dado que el problema de cómo discretizar los conjuntos A_r que permitan un cómputo eficiente de las plantas P_e a la vez que se cumple el principio de Schauders es una dura tarea.

El segundo método original de control QFT intenta resolver estos inconvenientes, y emplea un conjunto P_e independiente de las salidas aceptables. Este método es muy general, y da una solución más conservadora que la primera técnica de QFT no lineal porque, en general, la transformación de la dinámica no lineal en conjunto de perturbaciones está menos estructurado que la transformación en conjunto de plantas LTI, pero a cambio esta segunda técnica es más simple de aplicar.

Este método reemplaza N por un conjunto LTI simple P_e (independiente de las salidas aceptables) y un conjunto de perturbaciones D_e . Así, la planta no lineal se descompone en dos partes

$$N_\theta(y) = P_\theta(y) - D_\theta(y) \quad (2.40)$$

y el problema se transforma en un problema LTI equivalente consistente en cómo diseñar G y F para que la salida y_L satisfaga las especificaciones dadas de seguimiento y rechazo a perturbaciones,

$$y_L = \frac{GFr + d}{1/P + G} \quad (2.41)$$

para cada $P \in P_e$, y $d \in D_e$, donde

$$P_e = \left\{ \frac{y}{V_\theta} \mid y \in A_r, \theta \in \Theta, r \in R \right\}; \quad D_e = \left\{ D_\theta \mid y \in A_r, \theta \in \Theta, r \in R \right\}; \quad (2.42)$$

La validación del diseño LTI para el problema de control no lineal se basa nuevamente en el principio de Schauders. Esta técnica originalmente presenta el requisito de que la planta no lineal debe ser SISO y con condiciones iniciales de cero, que sea invertible y con inversa continua.

A partir de estas dos técnicas originarias de diseño no lineal QFT, existen diversas contribuciones y mejoras (Horowitz, 1981a; 1981b). En (Baños y Bailey, 1998; Baños *et al.*, 1998) se presenta una ampliación y análisis de la primera aproximación, incluyendo soluciones a diferentes dificultades. El caso no lineal multivariable MIMO fue desarrollado por Yaniv (1991a; 1991b) incluyendo condiciones iniciales de no cero. En Baños y Horowitz (2000), se trata el diseño de sistemas de control no lineal multi-lazo. La ampliación para resolver el problema de estabilización para plantas no lineales con incertidumbres es tratado en Baños y Horowitz, (2004). En (Yaniv y Boneh, 1997) donde se desarrolla una técnica de síntesis rigurosa para el diseño de un lazo de realimentación lineal variante en el tiempo LTV alrededor de plantas no lineales con incertidumbres con el fin de conseguir a priori unas especificaciones en lazo cerrado dadas.

En este trabajo, se aplica una transformación de la no linealidad más equilibrada entre los conjuntos P_e y D_e (Baños *et al.* 2003) en el sentido de que se da preferencia a la obtención de un conjunto más estructurado de las plantas P_e , más que a obtener un diseño menos conservativo. La idea consiste en la selección de P_e tras una linealización local de la planta no lineal N alrededor de cualquier salida aceptable en A_r , y calcular el conjunto de perturbaciones a partir de la ecuación $N_{\theta}(y) = P_{\theta}(y) - D_{\theta}(y)$ dada por (2.40).

En la literatura existen otras aproximaciones a la solución del problema no lineal mediante metodología QFT. En (Barreiro y Baños, 2000; Baños *et al.*, 2000), los diseños se basan en resultados de estabilidad absoluta, tal como los Criterios del Círculo y Popov. Otro alternativa al principio de Schauder, se basa en la técnica de la Invariancia Homotópica, sugerida por Barnard (1993), que ofrece un menor esfuerzo computacional.

2.7 Conclusiones.

En este capítulo se ha llevado a cabo un breve revisión de las técnicas QFT para resolver problemas escalares, multivariados, y no lineales, como base para afrontar los problemas descritos en el Capítulo 1.

Para el problema escalar, en primer lugar se hace una presentación de la terminología empleada en esta técnica: márgenes de fase y de ganancia, frecuencia de corte, ancho de banda, función de lazo abierto, etc., y se enumeran y describen las distintas especificaciones de rendimiento robustos que se pueden aplicar en cada problema particular.

Para el caso multivariable, se describen dos técnicas para el diseño de un sistema MIMO 2×2 con perturbaciones a la salida. En la primera técnica se dan las principales pautas para el diseño de un controlador diagonal, mientras que en la segunda se desarrolla la solución para un controlador no diagonal. Asimismo, se indica que ambos métodos son generalizables a sistemas $n \times n$ de 2 GL, y con perturbaciones en la entrada.

El problema no lineal es resuelto a partir de las ideas expuestas por Horowitz en sus trabajos, basados en la teoría del punto fijo de Schauder. De nuevo, se hace una breve descripción de dos aproximaciones para resolver el problema no lineal de un sistema de 2 GL.

En conclusión, este capítulo ha servido como materia inicial en el planteamiento de cada problemática en los diferentes sistemas marinos a tratar en esta tesis. Desde ese punto, se ha realizado y revisado su aplicabilidad a cada uno de los casos particulares, que como se verá, presentan diversas dificultades de diseño (sistemas de fase no mínima, restricciones no holonómicas) que llevan al empleo y desarrollo de nuevos razonamientos en la metodología QFT.

Capítulo 3

Diseño QFT de un Sistema de Posicionamiento Dinámico de una Plataforma Amarrada Flotante

3.1 Introducción

Tal como se comentó en el Capítulo 1, el control de sistemas subactuados es un problema típico en los sistemas marinos. Ejemplos de este tipo de problemas son la estabilización en un punto, seguimiento de referencia, o posicionamiento dinámico.

En este capítulo se va a estudiar la aplicación de técnicas de diseño QFT en un determinado tipo de sistema multivariable subactuado. En concreto, se va a tratar el problema de posicionamiento dinámico de una plataforma marina amarrada.

El modelo que se estudia es un sistema lineal invariante con un grado de libertad, de una entrada y dos salidas, es decir, un sistema SIMO.

Un sistema de posicionamiento dinámico (SPD) es un sistema que mantiene automáticamente a un barco o sistema “fuera de costa” en una posición fija exclusivamente mediante la acción de propulsores (Fossen, 2002), y sin usar dispositivos de fijación tales como las anclas. También, es posible explotar en los sistemas de

posicionamiento dinámico las fuerzas de timón mediante el uso de hélices para generar fuerzas propulsoras (Lindergaard y Fossen, 2002).

El posicionamiento dinámico puede ser bien absoluto, donde la posición se localizada en un punto fijo sobre el suelo, o bien relativo a otro objeto en movimiento como puede ser un barco. También existe la posibilidad de obtener el posicionamiento a un ángulo determinado con respecto a viento y oleaje.

Para sistemas marinos anclados, se introducen fuerzas de amortiguamiento adicionales dentro del modelo de control. Estos sistemas son referidos como sistemas de posicionamiento dinámico amarrado (SPDA). El sistema marino que se trata en este capítulo para resolver el problema de posicionamiento dinámico consiste en una plataforma amarrada flotante, que corresponde por tanto al grupo SPDA.

Los sistemas de posicionamiento dinámico aparecen en el mercado en los años 60. Hoy en día, un sistema de posicionamiento es un componente tradicional en las nuevas construcciones. El primer barco que presentó un sistema de posicionamiento fue el "Eureka" (1961), de 450 toneladas de desplazamiento aproximadamente, y una longitud de 130 pies. Este barco estaba amarrado con un cable tenso de referencia, e incluía un sistema de control analógico. Tenía un equipamiento de propulsores dirigibles en proa y popa, además de su propia propulsión.

Es interesante anotar la gran diversidad de tipos y funcionalidad de sistemas marinos que usan el posicionamiento dinámico. Diferentes aplicaciones pueden verse en (Strand y Sorensen, 2000), donde se enumeran algunos sistemas como plataformas para el suministro, perforaciones para exploración y producción, soporte a buzos, conductos de gas o petróleo, plataformas de lanzamiento de cohetes, soporte de mantenimiento o reparación para vehículos, trasvases barco a barco, maniobras de inspección pre y post operacionales, servicio de contenedor, inspecciones hidrográficas, tareas de salvamento, vertidos, instalaciones submarinas, investigaciones oceanográficas, y minas en el fondo del mar.

El primer sistema de posicionamiento dinámico fue diseñado empleando controladores convencionales PID en cascada con filtros *notch* o filtros pasa bajo para suprimir los componentes del movimiento inducidos por el oleaje. Se basaba en la suposición de que las interacciones eran rechazables (Sargent y Cowgill, 1976; Morgan 1978). Desde mediados de los 70, se está empleando un nuevo concepto de control basado en el modelo, que utiliza la teoría de control óptimo estocástico y las técnicas del filtro de Kalman (Blanchen *et al.*, 1976). Extensiones posteriores y modificaciones de este trabajo han sido propuestas por diversos autores, tales como Blanchen *et al.* (1980a; 1980b), Grimble *et al.* (1980a; 1980b), Fung y Grimbre (1983), Salid *et al.* (1983). Y más recientemente, Fossen *et al.* (1996), Sorensen *et al.* (1996), Fossen y Grovlen, (1998), Fossen y Strand, (1999), y Sorensen *et al.* (2000).

En los años 90, reapareció un nuevo interés en este tema, mostrado por la aplicación de estrategias de control alternativas. Así, se introdujeron diseños basados en control robusto H_∞ (Katebi *et al.*, 1997a; Donha y Tannuri, 2001), así como controladores basados en la minimización de cabeceo y balanceo autoinducidos (Sorensen y Strand, 2000), y también fueron propuestas estrategias de control basadas en métodos no lineales (Fossen y Strand, 1999; 2001)). Las técnicas no lineales desarrolladas para el posicionamiento dinámico en (Sorensen *et al.* 1999) fueron aplicadas con éxito en una torre a escala real.

Al contrario de los sistemas de posicionamiento dinámico, donde los propulsores son los principales actuadores para el mantenimiento estacionario (*station-keeping*), en los sistemas de posicionamiento dinámico amarrado (SPDA), la asistencia de los propulsores es solamente complementaria, dado que gran parte del mantenimiento de la posición es realizado mediante un sistema de anclajes.

Los SPDA están disponibles en el mercado desde los años 80, y suministran soluciones flexibles para estructuras flotantes en perforaciones y explotaciones de gas y petróleo (Sorensen *et al.*, 2000). El modelado y control de barcos amarrados a torres son problemas complicados ya que las fuerzas y momentos de amarre son inherentemente no lineales (Strand *et al.* 1998). El diseño de control de posicionamiento amarrado empleando la teoría no lineal ha sido estudiado en extensión por Strand (1999).

Recientemente, se pueden encontrar otras técnicas de control robustas aplicadas al posicionamiento dinámico. Por ejemplo, en (Scherer *et al.*, 1997) se presenta una revisión de la aproximación basada en técnicas LMIs (*Linear Matrix Inequality*) para la síntesis multiobjetivo de controladores lineales. Se propone así un control multiobjetivo H_2/H_∞ para especificar los objetivos en lazo cerrado en términos de la función de Lyapunov.

En Revilla (2005) se emplea este sistema para validar los resultados obtenidos en el estudio sobre síntesis de controladores de orden reducido basados en optimización LMI.

En Nakamura *et al.* (2001), el problema se formula en el marco de un diseño basado en multimodelo de la ley de control H_∞ con restricciones en la región de los polos. Para resolver el problema, también se emplearon metodologías basadas en LMI.

Al problema de control de posicionamiento dinámico, y en concreto, para el caso de una plataforma flotante amarrada, se van a aplicar metodologías de diseño QFT multivariable, verificando su extensión a sistemas subactuados mediante la demostración de los resultados obtenidos en este problema típico de SPDA.

De esta forma, en este capítulo se presenta diferentes razonamientos de diseño QFT llevados a cabo para la realización del control de posicionamiento de una plataforma. Cada propuesta es estudiada una por una, y se analizan y argumentan los motivos por los que se desestiman finalmente. Por último, se describe la solución definitiva empleada.

A modo de introducción, una primera idea consiste en realizar una modificación de la estructura del control, y considerar dos salidas de control. De esta manera, el problema SIMO es transformado en un problema MIMO con dos entradas y dos salidas, que cuenta con una amplia bibliografía sobre el tema (Yaniv, 1999; Horowitz, 1991). En primera instancia, se considera un control diagonal, y a continuación se diseña un control no diagonal (García-Sanz y Egaña, 2002; Boje, 2002). Por último, una vez descartados las técnicas anteriores, se plantea estrictamente el problema SIMO, y se desarrolla un método secuencial iterativo que resuelve el problema multivariable subactuado.

Con este capítulo, se verifica la eficiencia y aplicabilidad de desarrollos QFT multivariable para sistemas subactuados mediante la demostración de los resultados obtenidos en este problema típico de posicionamiento dinámico amarrado de una plataforma.

El capítulo se estructura como sigue: en la Sección 3.2 se presenta la descripción del modelo del sistema de la plataforma. En la Sección 3.3 se hace un análisis de controlabilidad y observabilidad del mismo. A continuación, en la Sección 3.4, se plantea el problema de diseño de control de posicionamiento dinámico, aplicado al sistema de la plataforma marina. Ya en la Sección 3.5 se realiza la formulación del problema con la metodología QFT, con los diferentes desarrollos planteados hasta llegar al procedimiento que nos da la solución óptima. En la siguiente Sección 3.6 se desarrolla la idea definitiva, y las secciones 3.7 y 3.8 presentan los resultados y conclusiones respectivamente.

3.2 Descripción del sistema de la plataforma

El sistema es el modelo a escala de una plataforma flotante anclada (Kajiwara *et al.*, 1995), como se muestra en la Figura 3.1. La plataforma está anclada al fondo del océano, y está equipada con dos propulsores. La finalidad es minimizar el desplazamiento Y provocado por la acción de las olas con la ayuda de un control adecuado de los propulsores.

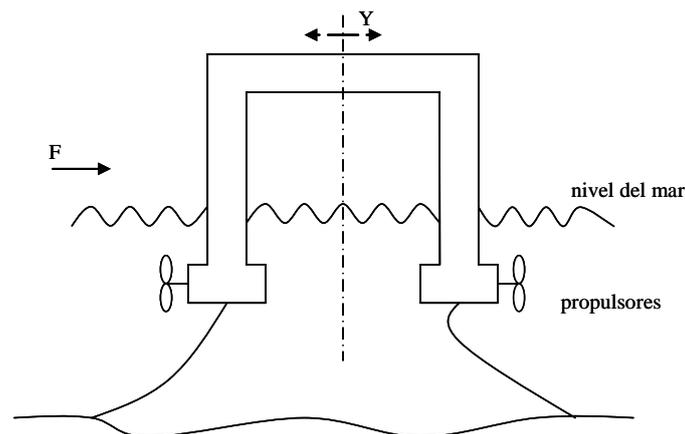


Figura 3.1. Modelo de plataforma amarrada flotante.

La acción de las olas puede considerarse como una fuerza F y un momento M . La fuerza F se desglosa en dos componentes:

$$F = F_1 + F_2 \quad (3.1)$$

con las siguientes características

- F_1 es una fuerza de excitación de alta frecuencia y alta amplitud con poco efecto sobre el desplazamiento. Debido a su amplitud alta, los propulsores no actúan sobre esta fuerza.
- F_2 es una fuerza de excitación de baja frecuencia y baja amplitud que puede causar un desplazamiento notable a lo largo del tiempo. Este efecto sobre el desplazamiento es el que debe eliminarse mediante un apropiado control de los propulsores.

El espectro de F_2 se concentra en el rango $[0,1]$ rad/s, mientras que el espectro de F_1 supera los 5 rad/s.

El modelo del sistema presenta dos entradas y (el desplazamiento horizontal Y y la desviación angular del eje vertical Φ), una entrada de control u (la fuerza ejercida por los propulsores F_u), y dos entradas de perturbación d (la fuerza F y el momento M debido a la acción del oleaje). Por tanto, para el diseño del control se considera un sistema SIMO, de una entrada (F_u) y dos salidas (Y, Φ), y con 1 GL.

El modelo de la dinámica de este sistema en el espacio de estados corresponde a (Kajiwara *et al.*, 1995):

$$\dot{x} = Ax + B \begin{pmatrix} F \\ M \\ F_u \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} = Cx \quad (3.2)$$

donde las matrices A, B y C tienen la siguiente forma:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.1010 & -0.1681 & -0.04564 & -0.01075 \\ 0.06082 & -2.1407 & -0.05578 & -0.1273 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0.1179 & 0.1441 & 0.1476 \\ 0.1441 & 1.7057 & -0.7557 \end{pmatrix} \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Además, las dinámicas de los propulsores están modeladas por la función de transferencia de primer orden $G_{act}(s)$,

$$F_u(s) = G_{act}(s) \cdot u \quad G_{act}(s) = \frac{1}{0.7s + 1} \quad (3.4)$$

donde u denota la entrada de control y $F_u(s)$ es la fuerza real que proporcionan los propulsores.

Representando el modelo en forma de funciones de transferencia, se tiene el siguiente esquema

$$Y_s(s) = P(s) \cdot R(s) \quad (3.5)$$

donde Y_s es el vector de salida, $R(s)$ es el vector de entrada y $P(s)$ es la matriz 2x3 de funciones de transferencia. Así

$$\begin{pmatrix} Y(s) \\ \phi(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{11}(s) & p_{12}(s) & p_{13}(s) \\ p_{21}(s) & p_{22}(s) & p_{23}(s) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F(s) \\ M(s) \\ F_u(s) \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Las funciones de transferencia $p_{ij}(s)$ de entrada $j=F, M, F_u$, y salida $i= Y, \phi$, son las siguientes:

$$p_{11}(s) = \frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{0.1179s^2 + 0.0135s + 0.2282}{s^4 + 0.1729s^3 + 2.25s^2 + 0.1018s + 0.2264} \quad (3.7)$$

$$p_{12}(s) = \frac{Y(s)}{M(s)} = \frac{0.1441s^2 + 7.655 \cdot 10^{-6}s + 0.0217}{s^4 + 0.1729s^3 + 2.25s^2 + 0.1018s + 0.2264} \quad (3.8)$$

$$p_{13}(s) = \frac{Y(s)}{F_u(s)} = \frac{0.1476s^2 + 0.0269s + 0.443}{s^4 + 0.1729s^3 + 2.25s^2 + 0.1018s + 0.2264} \quad (3.9)$$

$$p_{21}(s) = \frac{\phi(s)}{F(s)} = \frac{0.1441s^2 - 5.502 \cdot 10^{-6}s + 0.0217}{s^4 + 0.1729s^3 + 2.25s^2 + 0.1018s + 0.2264} \quad (3.10)$$

$$p_{22}(s) = \frac{\phi(s)}{M(s)} = \frac{1.7057s^2 + 0.0697s + 0.1810}{s^4 + 0.1729s^3 + 2.25s^2 + 0.1018s + 0.2264} \quad (3.11)$$

$$p_{23}(s) = \frac{\phi(s)}{F_u(s)} = \frac{-0.7557s^2 - 0.0427s - 0.0673}{s^4 + 0.1729s^3 + 2.25s^2 + 0.1018s + 0.2264} \quad (3.12)$$

Basándose en las ecuaciones que describen el modelo del sistema de la plataforma, se ha generado un modelo *Simulink*, que se muestra en el *Anexo F.1* junto con todas las funciones creadas, y que se ha utilizado para desarrollo del análisis y diseño del sistema de posicionamiento de este trabajo.

En las sub-secciones siguientes se muestran las salidas en el dominio de la frecuencia y en el dominio temporal del sistema en lazo abierto

3.2.1 Respuesta en frecuencia en lazo abierto

A continuación se muestran las respuestas en frecuencia del sistema en lazo abierto, considerando como entradas las fuerzas de perturbación F y M , y como salidas el desplazamiento Y y la desviación ϕ .

La Figura 3.2 muestra la salida en el dominio de la frecuencia del desplazamiento Y para la fuerza F (Fig. 3.2(a)), y momento M (Fig. 3.2(b)) generados por el oleaje. Igualmente, la Figura 3.3 dibuja la respuesta en lazo abierto del ángulo de desviación ϕ para la fuerza F (Fig. 3.3(a)), y momento M (Fig. 3.3(b)). De estos diagramas de Bode, se puede concluir que el desplazamiento Y sufre una influencia más notable por la perturbación de entrada F , con una respuesta de magnitud de 18 dB a una frecuencia de 0.2 rad/s. Tal como se vio en la descripción del modelo, este efecto es provocado por la fuerza de excitación F_2 , siendo por tanto la perturbación principal a eliminar por su mayor repercusión en la

salida. A frecuencia alta (1.8 rad/s) se observa también una respuesta de menor amplitud (-20dB) causada por la fuerza F_1 , y el momento M .

Para la respuesta del ángulo de desviación ϕ , la entrada M es la que causa una mayor contribución, con un valor de magnitud de 20 dB a 1.8 rad/s. Estos mismos resultados se verifican en la siguiente sub-sección, con las respuestas temporales en lazo abierto.

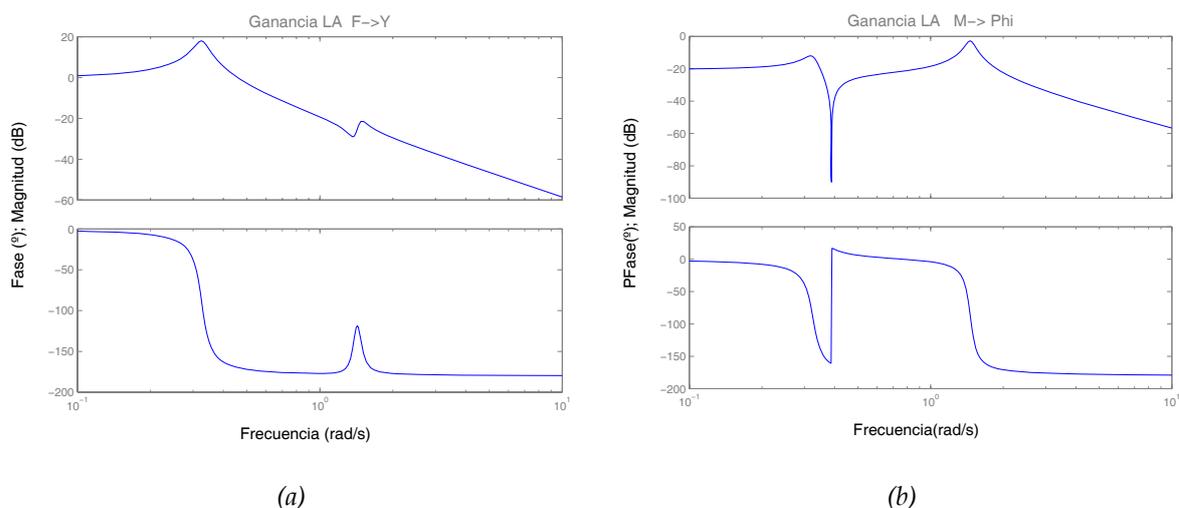


Figura 3.2 Respuesta en lazo abierto de desplazamiento Y a entrada (a) fuerza F , y (b) momento M .

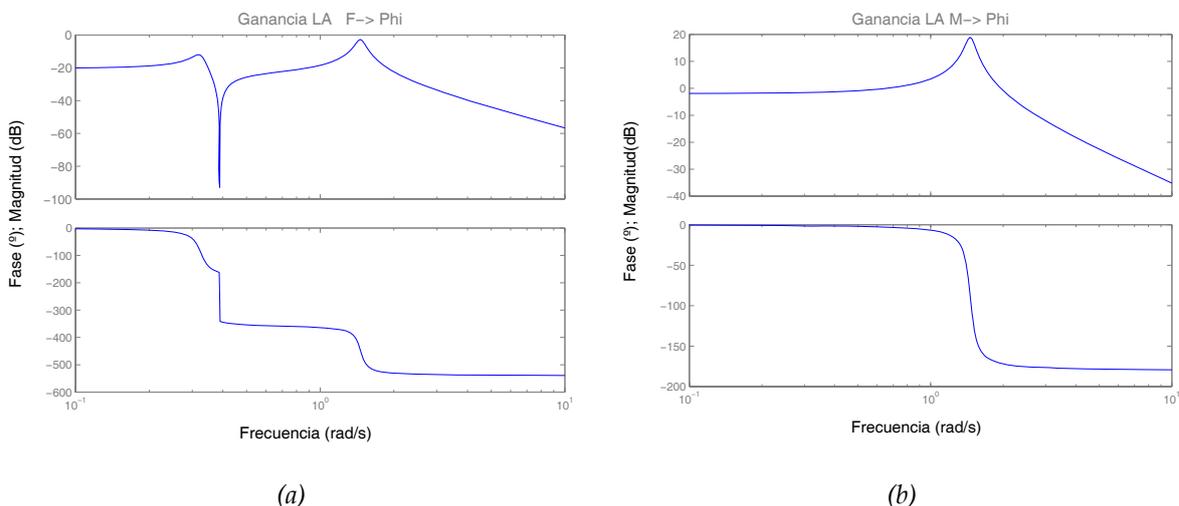


Figura 3.3 Respuesta en lazo abierto de desviación Φ a entrada (a) fuerza F , y (b) momento M .

3.2.2 Respuesta temporal en lazo abierto

En la Figura 3.4 se muestra la respuesta temporal a una entrada escalón. Como se puede observar, la entrada fuerza F tiene una mayor componente de acción sobre el desplazamiento Y , mientras que el momento M tiene una mayor actuación sobre la desviación sobre la vertical ϕ .

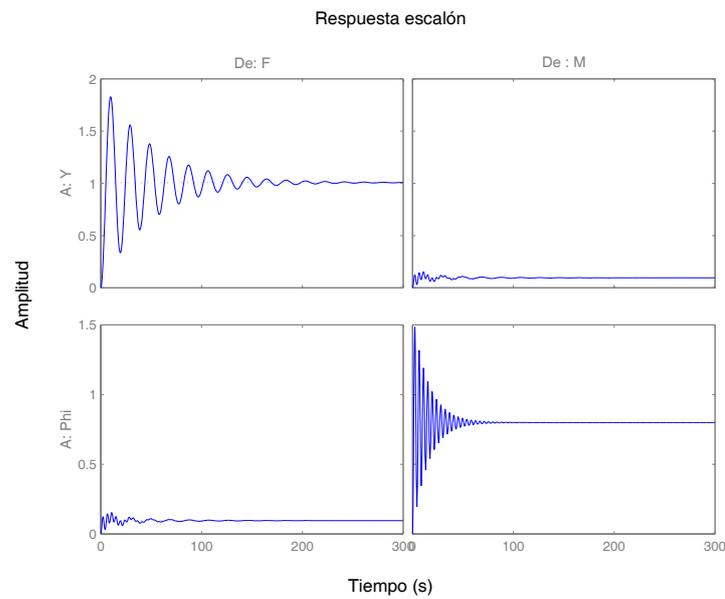


Figura 3.4 Respuesta temporal a entrada escalón del sistema plataforma en lazo abierto.

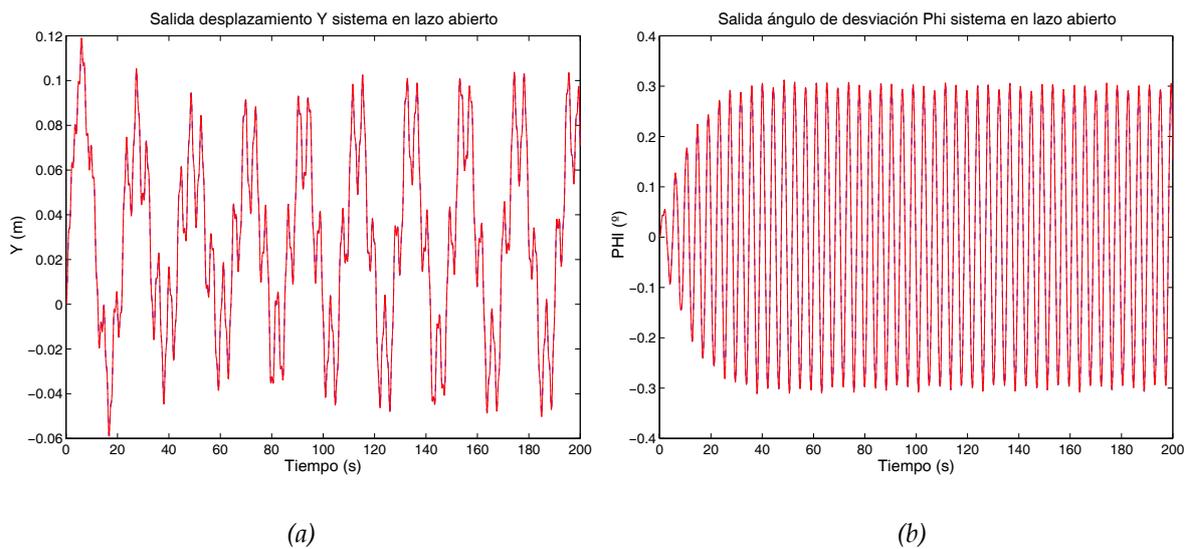


Figura 3.5 Respuesta en lazo abierto de: (a) Desplazamiento Y , y (b) Desviación ϕ a entrada oleaje.

La Figura 3.5 muestra las salidas del sistema Y (Fig. 3.5(a)), y ϕ (Fig. 3.5(b)) del modelo en lazo abierto, para una entrada ola que genera una fuerza F y momento M sobre el sistema. Estas perturbaciones de entrada son señales generadas según las condiciones apuntadas en la descripción del modelo del sistema.

3.3 Estudio de controlabilidad y observabilidad del sistema

Los conceptos de controlabilidad y observabilidad, presentados por primera vez por Kalman (1961), juegan un papel importante en los aspectos teórico y práctico del control moderno. Las condiciones sobre controlabilidad y observabilidad gobiernan la existencia de una solución de un problema de control óptimo. Esto establece la diferencia básica entre la teoría de control óptimo y la teoría clásica de control (Skogestad y Postlethwaite, 1996). En la teoría clásica, las técnicas de diseño son dominadas por métodos de prueba y error, por lo que dado un conjunto de especificaciones de diseño, el diseñador desconoce en el inicio si existe solución. Por otro lado, la teoría de control óptimo, en la mayor parte de los problemas, cuenta con criterios para determinar desde el inicio si la solución de diseño existe o no para los parámetros del sistema y los objetivos del diseño.

La condición de controlabilidad está íntimamente relacionada con la existencia de soluciones de la realimentación de estado con el fin de ubicar los valores característicos del sistema en forma arbitraria. El concepto de observabilidad se relaciona con la condición de observación ó estimación de las variables de estado a partir de las variables de salida.

En esta sección se va a realizar un análisis de controlabilidad (de estado y de salida) y observabilidad (las definiciones de estos conceptos se adjuntan en *Anexo C*) sobre el sistema de la plataforma, para estudiar si el sistema es completamente observable y controlable.

De este modo, el primer paso es describir el sistema de la plataforma en ecuaciones de estado, y definir cuáles son las matrices A , B , C y D (según se definen en el *Anexo C*) para generar a partir de ellas las matrices de controlabilidad y observabilidad, y determinar su rango.

El sistema de la plataforma fue descrito mediante el sistema de ecuaciones (3.2), donde los valores de los elementos A , B , C y D vienen descritos en (3.3). Para el estudio de la controlabilidad y observabilidad es necesario diferenciar las entradas del sistema de las perturbaciones, por lo que se reescriben las ecuaciones del sistema de la siguiente forma

$$\dot{x} = Ax + B_u \cdot F_u + B_d \begin{pmatrix} F \\ M \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} = Cx \quad (3.13)$$

donde las matrices A , B_u , B_d y C son

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.1010 & -0.1681 & -0.04564 & -0.01075 \\ 0.06082 & -2.1407 & -0.05578 & -0.1273 \end{pmatrix}$$

$$B_u = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.1476 \\ -0.7557 \end{pmatrix}, \quad B_d = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0.1179 & 0.1441 \\ 0.1441 & 1.7057 \end{pmatrix}; \quad (3.14)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Así, se tiene un sistema de orden $n=4$, que corresponde con el número de variables de estado. Las matrices que se emplean para este estudio son la matriz A de dimensión 4×4 ($n = 4$ estados), la matriz B_u con dimensión 4×1 ($r=1$ entrada), y la matriz C de dimensión 2×4 ($p = 2$ salidas). A partir de estos datos, se calculan las matrices C_o (3.15), S (3.16), y V (3.17) y se analiza su rango.

3.3.1 Matriz de controlabilidad de estado C_o

$$C_o = [B_u \quad AB_u \quad A^2B_u \quad A^3B_u] = \begin{pmatrix} 0 & 0.1476 & 0.0014 & 0.1111 \\ 0 & -0.7557 & 0.0880 & 1.6154 \\ 0.1476 & 0.0014 & 0.1111 & -0.0374 \\ -0.7557 & 0.0880 & 1.6154 & -0.4001 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

El rango de la matriz Co es 4, que es igual al número de estados n , por lo que se concluye que el sistema es completamente controlable con el estado.

Por tanto, se concluye que para todos los estados, se puede obtener un estado final en un tiempo dado a partir de los valores de la entrada $u(t)$.

3.3.2 Matriz de controlabilidad de salida S

$$S = [CB_u \quad CAB_u \quad CA^2B_u \quad CA^3B_u] = \begin{pmatrix} 0 & 0.1476 & 0.0014 & 0.1111 \\ 0 & -0.7557 & 0.0880 & 1.6154 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

El rango de la matriz S es 2, que coincide con el número de salidas p , por tanto el sistema de la plataforma es completamente controlable para la salida.

De este modo, se concluye que se puede encontrar un controlador que consiga unos resultados aceptables para todas las variaciones de la planta posibles.

3.3.3 Matriz de observabilidad V

El rango de la matriz V es 4, igual al número de estados n , por lo que el sistema es completamente observable.

$$V = [C \quad CA \quad CA^2 \quad CA^3] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.1010 & -0.1681 & -0.0456 & -0.0107 \\ 0.0608 & -2.1407 & -0.0558 & -0.1273 \\ 0.0040 & 0.0307 & -0.0983 & -0.1662 \\ -0.0021 & 0.2819 & 0.0705 & -2.1239 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Por tanto, siguiendo la definición de observabilidad, se concluye que en este sistema se puede determinar el estado inicial de todas las variables de estado a partir de los valores de la entrada $u(t)$ y las salidas $Y(t)$, $\phi(t)$ a lo largo del tiempo.

3.4 Planteamiento del problema de control

Los objetivos del control (Kajiwara *et al.*, 1995) son los siguientes:

- Reducir la fuerza de desplazamiento F_2 mediante el control de los actuadores.
- Mantener la magnitud del desplazamiento $|Y|$ por debajo de 0.025 m.
- Mantener la magnitud de la desviación $|\Phi|$ por debajo de 3° , teniendo en cuenta que estas cifras son relativas a un modelo de laboratorio de la plataforma.
- Debido a las limitaciones de los actuadores, mantener $|F_u|$ por debajo de 0.25 N.
- Asegurarse que los propulsores no responden a la componente de alta frecuencia F_1 .

Para las propuestas de diseño, se emplea la estructura de control que se muestra en la Figura 3.6. En esta figura, $K(s)$ denota el control a diseñar, y el filtro $\omega_y=1 + 0.1/s$ se usa para reforzar la acción integral en la salida Y . Nótese que el control realmente implementado consistiría en el conjunto $K(s)$ y $\omega_y(s)$.

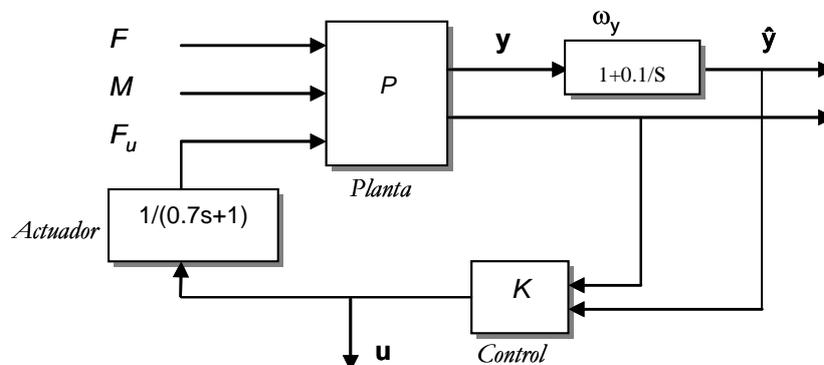


Figura 3.6 Estructura de control del sistema de posicionamiento dinámico.

La finalidad del controlador es minimizar el desplazamiento Y provocado por la acción de las olas.

El modelo de la plataforma es un sistema SIMO, con dos salidas (Y, ϕ), una entrada de control (F_u), y dos entradas de perturbación debido al oleaje (F, M).

Para resolver el problema de control, se reescribe la ecuación (3.6) de manera que se diferencien las entradas de perturbaciones de la entrada de la planta. Así, a partir de ahora, se describe el sistema de la plataforma mediante las ecuaciones

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{P}_{\text{planta}}(\mathbf{s}) \cdot \mathbf{u} + \mathbf{P}_d(\mathbf{s}) \cdot \mathbf{d} \\ \mathbf{u} &= -\mathbf{G}_{\text{control}}(\mathbf{s}) \mathbf{y} \end{aligned} \quad (3.18)$$

donde $\mathbf{y}=[Y, \phi]^T$ es la salida de la planta, u es la salida del bloque de control, $\mathbf{d} = [F, M]^T$ es la perturbación, $\mathbf{P}_{\text{planta}}(\mathbf{s})$ es la matriz 2×1 de funciones de transferencia que relaciona la entrada u con la salida \mathbf{y} (y por tanto debe tener en cuenta $G_{\text{act}}(\mathbf{s})$). $\mathbf{P}_d(\mathbf{s})$ es la matriz 2×2 de funciones de transferencia que relaciona la perturbación \mathbf{d} con la salida \mathbf{y} , y finalmente $\mathbf{G}_{\text{control}}$ es el controlador. De forma explícita se expresa:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} p_{13}(\mathbf{s}) G_{\text{act}}(\mathbf{s}) \\ p_{23}(\mathbf{s}) G_{\text{act}}(\mathbf{s}) \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F \\ M \end{pmatrix} \\ u &= -\mathbf{G}_{\text{control}} \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.19)$$

La Figura 3.7 describe el sistema realimentado descrito por (3.18) y (3.19). Se plantea de esta forma un problema de control de posicionamiento dinámico de sistema de 1 GL, con 1 entrada y 2 salidas, y perturbaciones en la salida de la planta.

Una vez planteadas las ecuaciones del sistema, se puede formalizar el problema como sigue:

Considerando el sistema de la Figura 3.7, donde $\mathbf{P}_{\text{planta}}$ es una planta LTI 2×1 que pertenece a un conjunto $\{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$, \mathbf{d} es una perturbación que pertenece a un conjunto dado $\{\mathbf{d}\}$, y \mathbf{e} un vector de especificaciones. Se debe diseñar un control $\mathbf{G}_{\text{control}}$ de forma que para todo $\mathbf{P} \in \{\mathbf{P}\}$:

- El sistema es estable
- Para todo $\mathbf{d} \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta $\mathbf{y}=[Y, \phi]^T$ está limitado por

$$|Y(t)| \leq e_1(t) = 0.025 \text{ m} \quad (3.20)$$

$$|\phi(t)| \leq e_2(t) = 3^\circ \quad (3.21)$$

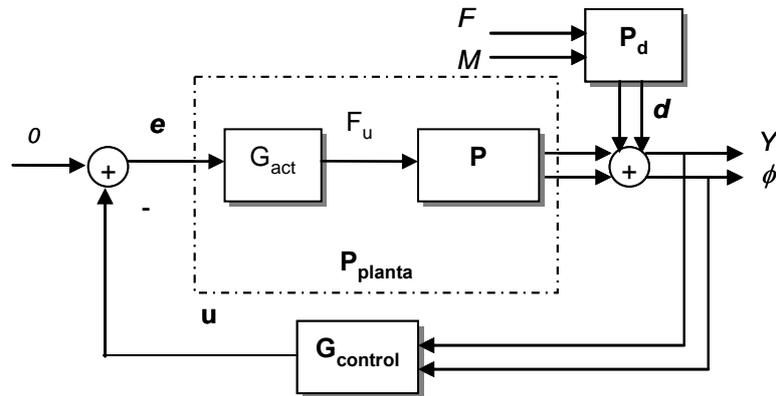


Figura 3.7 Sistema SIMO de 1 GL con perturbaciones en la salida.

3.5 Formulación del diseño QFT

Tal y como se comentó en la introducción, la idea de este capítulo es, siguiendo la línea de investigación en el diseño QFT, aplicar un diseño empleando esta técnica de control robusto para obtener un sistema de posicionamiento dinámico. El problema que se traza es multivariable y subactuado. Esta sección se ocupa de la exposición de las diferentes ideas planteadas para la realización del diseño del control QFT, con su aplicación al problema particular de la plataforma, y los motivos por los que se descartan. Por último, en la siguiente sección se verá la solución específica desarrollada.

Antes de ver cada uno de los procedimientos de manera más extensa, se van a establecer las especificaciones de comportamiento en lazo cerrado.

Siguiendo las bases asentadas en el capítulo anterior sobre la técnica de diseño de control robusto QFT, y de que el fundamento de QFT reside en el hecho de que la realimentación es principalmente necesaria cuando la planta presenta incertidumbres y/o perturbaciones actuando sobre la planta, se deriva que el control realimentado de la plataforma marina es un buen ejemplo para la aplicación de metodologías QFT dado que, aunque el modelo de la planta P_{planta} que se emplea para el diseño de control está bien definido, el sistema presenta perturbaciones en la señal de salida, que corresponden con las respuestas de fuerza F y momento M generadas por el oleaje.

Tal y como ya se vio, la herramienta básica en este tipo de diseño es el diagrama de Nichols, que permite analizar el sistema en el dominio de la frecuencia, donde se representa la función de lazo abierto $L(j\omega) = G(j\omega) \cdot P(j\omega)$ y las curvas de restricción. QFT convierte las especificaciones dadas en lazo cerrado en estas curvas de restricción para la función lazo. Luego, en el diseño, la función lazo debe perfilarse en la gráfica de modo que satisfaga el peor caso de todas las restricciones, y finalmente los ceros y polos añadidos serán los elementos que conforman el controlador G_{control} .

Las especificaciones en lazo cerrado que QFT convierte en curvas de restricción son dadas en el dominio de la frecuencia. Los tres tipos de especificación empleados para este problema son los márgenes de estabilidad robusta (3.22), reducción de sensibilidad o rechazo de perturbaciones de salida (3.23), y esfuerzo de control (3.24).

- Márgenes de estabilidad

$$\left| \frac{y}{r \cdot F} \right| = \left| \frac{P(j\omega) \cdot G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \lambda(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (3.22)$$

- Reducción de sensibilidad

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_s(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (3.23)$$

- Esfuerzo de control

$$\left| \frac{u}{n} \right| = \left| \frac{G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_c(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (3.24)$$

En el planteamiento del problema del sistema de posicionamiento dinámico del modelo de la plataforma amarrada, se establecen las especificaciones $\mathbf{e} = [e_1(t), e_2(t)]^T$ (3.20 y 3.21) en el dominio temporal. Por tanto, es necesario traducir para el diseño estas restricciones al dominio de la frecuencia.

Entre las diferentes técnicas de traslación, en este caso se emplea la Técnica Basada en Modelo (Sección 2.3.3). Este método se basa en unas estructuras asumidas de los modelos

del controlador y de la planta. Así, para una entrada dada, se pueda calcular la estructura del modelo para el que se han impuesto las especificaciones. La idea es buscar los parámetros de los modelos de la planta y controlador asumidos, y así emplear el máximo ó mínimo de la amplitud de las funciones de transferencia resultantes en el diagrama de Bode como las especificaciones en el dominio de la frecuencia.

De esta manera, por ejemplo, para establecer la especificación δ_s de reducción de sensibilización ó rechazo de perturbaciones de salida (3.23),

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_s(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (3.25)$$

considerando la perturbación d una entrada escalón, de la expresión anterior se obtiene:

$$y(s) = \frac{1}{1 + PG} \cdot d = \frac{1}{1 + PG} \cdot \frac{1}{s} \quad (3.26)$$

El siguiente paso es determinar los parámetros de G de manera que satisfaga las especificaciones en el dominio del tiempo. En este caso se va a partir de un controlador H_∞ dado en (Scherer *et al.*, 1997). De esta forma, la determinación de la especificación de la reducción de sensibilidad en el dominio de la frecuencia se determina de forma inmediata a partir del Bode mediante:

$$\left| \frac{1}{1 + PG} \cdot \frac{1}{s} \right|_{s=j\omega} = \max |y(j\omega)| \quad (3.27)$$

El diagrama de Bode resultante se puede ver en la Figura 3.8.

De las respuestas en frecuencia, se puede determinar que las especificaciones de reducción de sensibilidad son las siguientes

$$\delta_{sY} = \max |Y(j\omega)| = 3 \quad (3.28)$$

$$\delta_{s\phi} = \max |\phi(j\omega)| = 16 \quad (3.29)$$

De esta forma, se tiene traducida la especificación en lazo cerrado de reducción de sensibilidad (δ_s) de la planta en el dominio temporal al dominio de la frecuencia. Para las demás especificaciones, se procede del mismo modo.

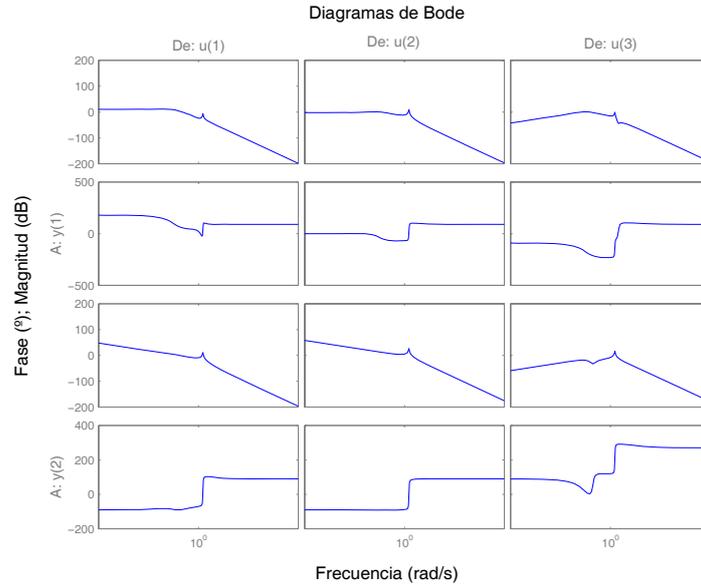


Figura 3.8. Diagrama de Bode del sistema (3.26).

3.5.1 Diseño QFT considerado un control MIMO diagonal

En la primera aproximación de control que se propone, se plantea una modificación del problema, de manera que se consideran dos salidas de control (u_1 y u_2). De esta manera, se transforma el problema SIMO en un problema MIMO, con dos entradas y dos salidas. Así, se tienen las siguientes ecuaciones del sistema

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{P}_{\text{planta2}}(\mathbf{s}) \cdot \mathbf{u} + \mathbf{P}_d(\mathbf{s}) \cdot \mathbf{d} \\ \mathbf{u} &= -\mathbf{G}_{\text{control}}(\mathbf{s}) \mathbf{y} \end{aligned} \quad (3.30)$$

donde $\mathbf{y}=[Y,\phi]^T$, $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T$ es la salida del bloque de control, $\mathbf{d} = [F, M]^T$ es la perturbación, $\mathbf{P}_{\text{planta2}}(\mathbf{s})$ es la matriz de funciones de transferencia que relaciona la entrada \mathbf{u} con la salida \mathbf{y} (y por tanto debe tener en cuenta $\mathbf{G}_{\text{act}}(\mathbf{s})$). $\mathbf{P}_d(\mathbf{s})$ es la matriz de funciones de transferencia 2x2 que relaciona la perturbación \mathbf{d} con la salida \mathbf{y} , y finalmente $\mathbf{G}_{\text{control}}=\text{diag}(g_1, g_2)$. Por tanto:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} p_{13}(s) \cdot G_{act}(s) & 0 \\ 0 & p_{23}(s) \cdot G_{act}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F \\ M \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} &= - \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Una vez planteadas las ecuaciones del sistema, se formaliza el problema como sigue:

Considérese el sistema de la Figura 3.9, donde $\mathbf{P}_{planta2}$ es una planta LTI 2x2 que pertenece a un conjunto $\{\mathcal{P}_{planta2}\}$, \mathbf{d} es una perturbación que pertenece a un conjunto dado $\{\mathbf{d}\}$, y $\mathbf{e}(\omega)$ un vector de especificación. Se debe diseñar un control $G_{control}$ de forma que para todo $\mathbf{P}_{planta2} \in \{\mathcal{P}_{planta2}\}$:

- El sistema es estable
- Para todo $\mathbf{d} \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta $\mathbf{y}=[Y, \phi]^T$ está limitado por

$$|y_k(j\omega)| \leq e_k(j\omega) \quad k = 1,2 \quad (3.32)$$

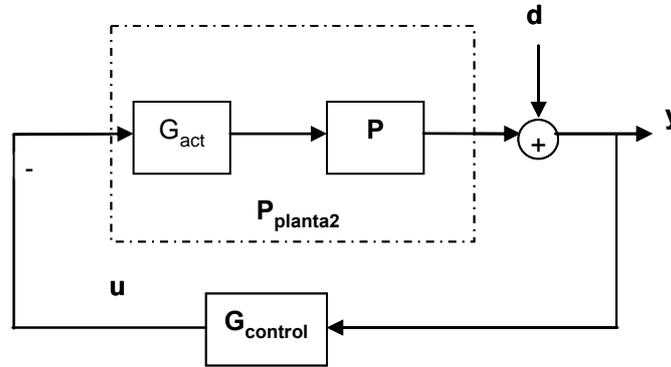


Figura 3.9. Sistema MIMO 2x2 con perturbaciones en la salida.

Considerando la estructura de la Figura 3.9 y la ecuación del sistema (3.30), se cumple

$$(1 + \mathbf{P}_{planta2} \cdot \mathbf{G}_{control}) \mathbf{y} = \mathbf{P}_d \cdot \mathbf{d} \quad (3.33)$$

Escribiendo la ecuación (3.33) de forma explícita, se tiene

$$\begin{pmatrix} 1 + p_{13} \cdot G_{act} \cdot g_1 & 0 \\ 0 & 1 + p_{23} \cdot G_{act} \cdot g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F \\ M \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

Resolviendo el sistema anterior se obtiene

$$Y = \frac{p_{11}F + p_{12}M}{1 + p_{13} \cdot G_{act} \cdot g_1} \quad (3.35)$$

$$\phi = \frac{p_{21}F + p_{22}M}{1 + p_{23} \cdot G_{act} \cdot g_2} \quad (3.36)$$

De esta manera, el proceso de diseño se basa en las ecuaciones anteriores, que ayudan a transformar el problema MIMO a dos sistemas SISO.

De la ecuación (3.35) y las especificaciones (3.28) el control g_1 debe diseñarse de forma que

$$|Y| = \left| \frac{p_{11}F + p_{12}M}{1 + p_{13} \cdot G_{act} \cdot g_1} \right| \leq e_1, \forall \mathbf{d} = [F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.37)$$

Una función de transferencia g_1 tal que satisfaga el siguiente problema de un sistema SISO de 1 GL será solución de la desigualdad (3.37):

Sea el sistema que se muestra en la Figura 3.10, donde $p_{13}(s) \cdot G_{act}(s)$ es una planta SISO. Se diseña un control g_1 tal que

- El sistema es estable
- Para todo $\mathbf{d}=[F,M]^T \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta Y está limitada por

$$|Y(\omega)| \leq |e_1(\omega)| = 3, \quad (3.38)$$

$$\text{donde } |\mathbf{d}| \leq |p_{11} \cdot F + p_{12} \cdot M|$$

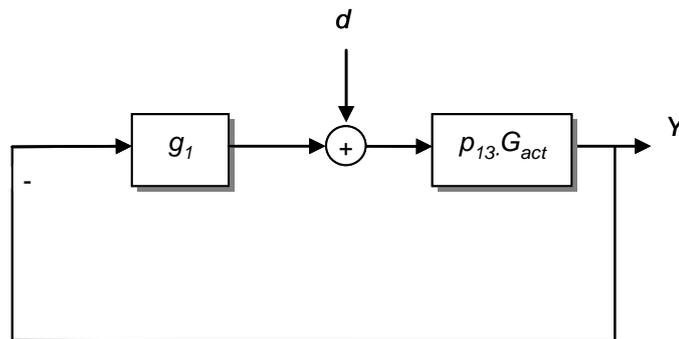


Figura 3.10. Sistema SISO 1 GL $p_{13}(s) \cdot G_{act}(s)$ a resolver en el diseño de g_1 .

En cuanto al segundo sistema SISO, se procede de la misma manera, de la ecuación (3.36) y especificaciones (3.29) el control g_2 debe diseñarse de forma que

$$|\phi| = \left| \frac{p_{21}F + p_{22}M}{1 + p_{23} \cdot G_{act} \cdot g_2} \right| \leq e_2, \forall \mathbf{d} = [F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.39)$$

Igualmente, se plantea un problema SISO análogo: Sea el sistema de la Figura 3.11, donde $p_{23}(s) G_{act}(s)$ es una planta SISO. El control g_2 se diseña de forma que

- el sistema es estable
- para todo $\mathbf{d}=[F,M]^T \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta ϕ está limitada por

$$|\phi(\omega)| \leq |e_2(\omega)| = 16, \quad (3.40)$$

donde $|d| \leq |p_{21} \cdot F + p_{22} \cdot M|$

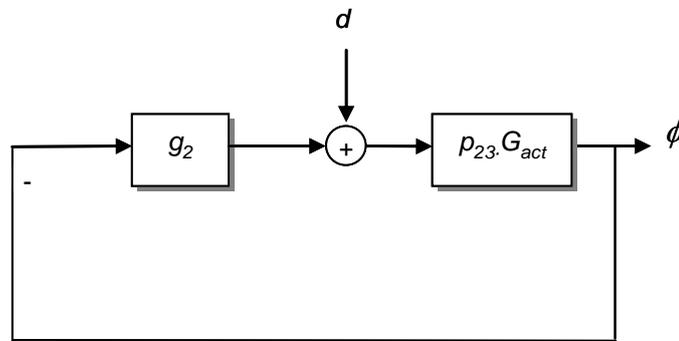


Figura 3.11. Sistema SISO 1 GL $p_{23}(s) G_{act}(s)$ a resolver en el diseño de g_2 .

Como se observa, y a diferencia de los ejemplos mostrados en la bibliografía, no existe acoplamiento entrada-salida, como demuestra la matriz de la planta $\mathbf{P}_{planta2}$ que es diagonal. Debido a esto, la resolución del sistema es inmediata, y en lugar de obtener dos sistemas SISO secuenciales típicos de sistemas MIMO acoplados, en este caso se tienen dos sistemas SISO independientes.

Por tanto, la resolución del problema se hace mediante un problema sencillo, y se limita al diseño de dos controladores g_1 y g_2 independientes para dos sistemas SISO, como muestran las Figuras 3.10 y 3.11. A continuación se presenta el procedimiento seguido para el diseño de los dos controladores.

3.5.1.1 Diseño del control g_1

En esta sección se describe el proceso de diseño del control g_1 para el primer sistema SISO descrito en la Figura 3.10. Como ya se ha comentado, se ha procedido a realizar un diseño QFT SISO siguiendo las bases fundamentales descritas en el capítulo anterior.

En cualquier diseño QFT, lo primero de todo es seleccionar el rango de frecuencias para calcular las fronteras y curvas de restricción. Para este caso particular de posicionamiento dinámico, se eligen unos valores de frecuencias que comprenden el espectro correspondiente a las frecuencias del oleaje. De esta forma, el rango de frecuencias seleccionado que se va a analizar

$$w = [0.1 \ 0.2 \ 0.5 \ 0.8 \ 1 \ 1.2 \ 1.5 \ 2 \ 2.5 \ 3 \ 10]; \quad (3.41)$$

Especificaciones en lazo cerrado

- Márgenes de estabilidad

$$\left| \frac{p_{13} G_{act} \cdot g_1}{1 + p_{13} G_{act} \cdot g_1} \right| \leq \lambda_1 = 2.8 \quad (3.42)$$

Este parámetro nos da unos valores de margen de ganancia MG y margen de fase MF (ecs. 2.7 del Capítulo 2) de:

$$\begin{aligned} MG &= 1 + \frac{1}{\lambda_1} = 1 + \frac{1}{2.80} = 1.35 \Rightarrow 2.61dB \\ MF &= 180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arccos\left(\frac{0.5}{\lambda_1^2} - 1\right) = 20.57^\circ \end{aligned} \quad (3.43)$$

- Reducción de sensibilidad

$$\left| \frac{1}{1 + p_{13} G_{act} \cdot g_1} \right| \leq \delta_{s1} = 3 \quad (3.44)$$

- Esfuerzo de control

$$\left| \frac{g_1}{1 + p_{13} G_{act} \cdot g_1} \right| \leq \delta_{c1} = 15 \quad (3.45)$$

Cada curva de restricción en el Nichols es exactamente la misma para todas las frecuencias estudiadas, puesto que se ha dado unos valores de λ_1 , δ_{s1} , y δ_{c1} constantes. La intersección de todas las curvas de restricción, que da el peor de los casos para que la función lazo cumpla los requisitos se puede ver en la Figura 3.12.

Diseño. Siguiendo los pasos descritos en la sección 2.4 del capítulo anterior, una vez calculadas las curvas de restricción el siguiente paso es el diseño del control. En este caso particular la función de lazo L es

$$L_1 = G \cdot P = g_1 \cdot p_{13} \cdot G_{act} \quad (3.44)$$

La Figura 3.12 muestra el diseño final de la función lazo (3.46) junto con las curvas de restricción (3.42), (3.44) y (3.45). Se puede observar en la gráfica que el control cumple las especificaciones. El control diseñado es el siguiente

$$g_1(s) = \frac{\left(\frac{1}{0.33} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{2.17} s + 1 \right)} \quad (3.47)$$

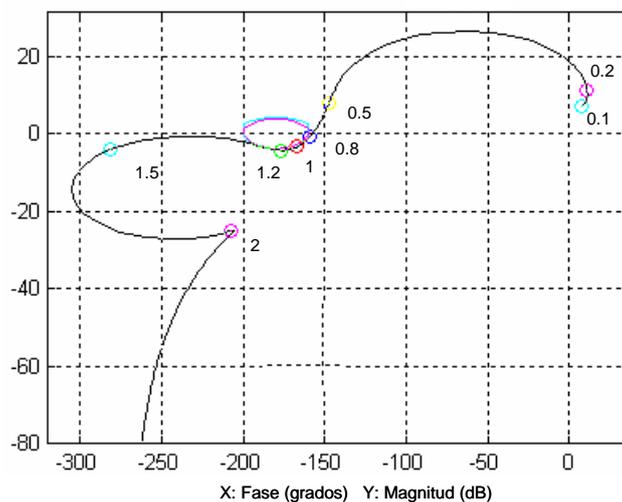


Figura 3.12. Función lazo $L_1 = g_1 \cdot p_{13} \cdot G_{act}$ junto con curvas de restricción.

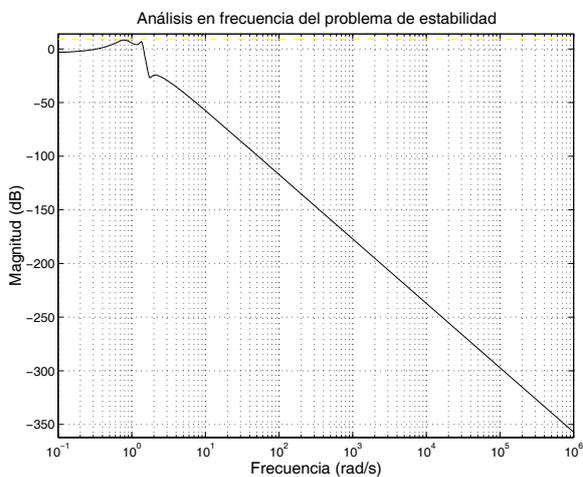
Análisis. Cuando se ha completado el diseño QFT, el siguiente paso es analizar la respuesta en lazo cerrado a unas frecuencias diferentes a las que se han empleado para generar las curvas de restricción.

Las gráficas de las Figuras 3.13(a),(b),(c), muestran los diagramas de Bode de magnitud (en dB) de las funciones de estabilidad, reducción de sensibilidad y esfuerzo de control respectivamente para el controlador diseñado g_1 .

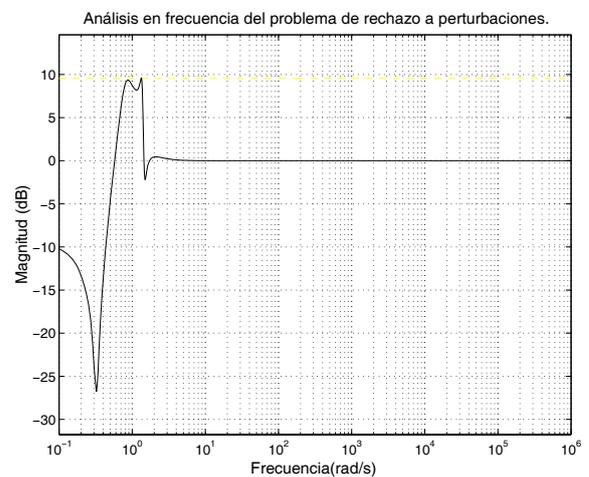
En las tres gráficas, se representan los Bodes junto con los valores de los parámetros λ_1 , δ_{s1} , y δ_{c1} en dB. Se puede observar que ninguna de las tres curvas sobrepasa su límite correspondiente para ninguna frecuencia. Con esto se puede concluir que el control g_1 ha sido validado y cumple las especificaciones.

Se puede analizar de igual forma la salida en el dominio temporal. La Figura 3.13(d) muestra la salida Y del modelo desarrollado a partir del diagrama descrito en la Figura 3.9 (Anexo F.1).

En esta gráfica se representa la salida del sistema en lazo abierto comparada con la salida del sistema en lazo cerrado con el control diseñado g_1 . Se puede observar claramente que el control cumple las especificaciones impuestas, puesto que el sistema es estable y el desplazamiento Y se encuentra dentro del rango ± 0.025 m según la especificación temporal (3.20).



(a)



(b)

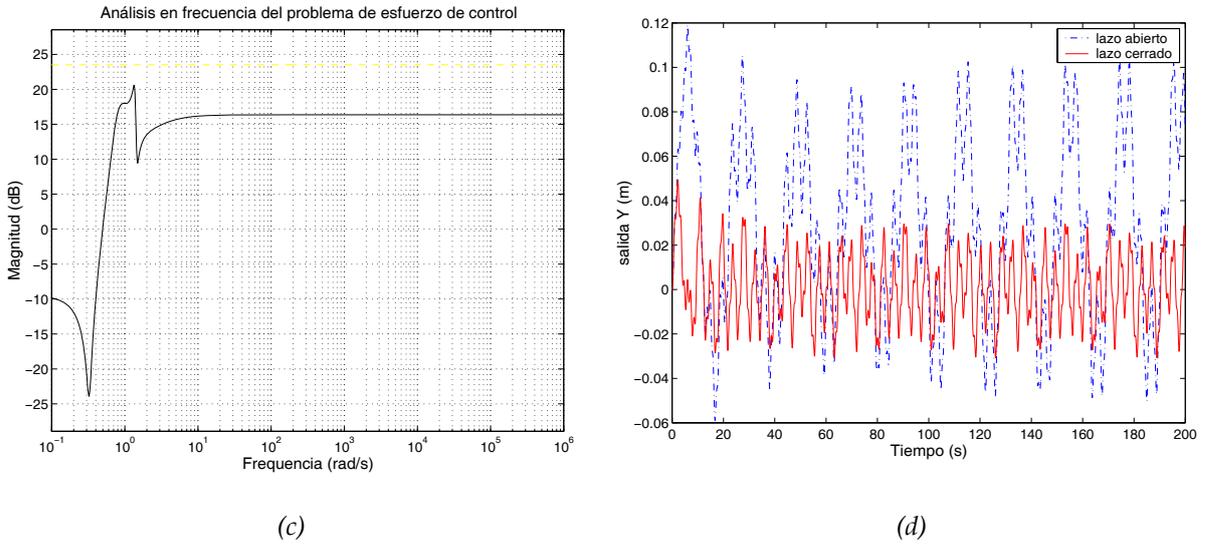


Figura 3.13. Análisis en la frecuencia del problema de (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones, y (c) esfuerzo de control. En (d), análisis temporal de salida Y con y sin control g_1 .

3.5.1.2 Diseño del control g_2

En esta sección se va a describir el diseño del control g_2 del segundo sistema SISO descrito en la Figura 3.11. Igual que con el diseño de g_1 , se ha realizado un diseño SISO QFT según la descripción realizado en el capítulo anterior.

El rango de frecuencias seleccionado para la generación de las curvas de restricción es el mismo que se ha empleado para el caso anterior (3.40).

Especificaciones en lazo cerrado.

- Márgenes de estabilidad

$$\left| \frac{p_{23} G_{act} \cdot g_2}{1 + p_{23} G_{act} \cdot g_2} \right| \leq \lambda_2 = 2.8 \quad (3.48)$$

Como el valor fijado para el parámetro λ_2 que calcula los márgenes robustos de estabilidad relativa es el mismo que el señalado en el sistemas SISO anterior (λ_1), los márgenes de fase MF y ganancia MG son los mismos (3.43), es decir, MF=2.61 dB, MG=20.57°.

- Reducción de sensibilidad

$$\left| \frac{1}{1 + p_{23} G_{act} \cdot g_2} \right| \leq \delta_{s2} = 16 \quad (3.49)$$

- Esfuerzo de control

$$\left| \frac{g_2}{1 + p_{23} G_{act} \cdot g_2} \right| \leq \delta_{c2} = 15 \quad (3.50)$$

De nuevo, cada curva de restricción en el Nichols es exactamente la misma para todas las frecuencias estudiadas, puesto que se ha dado unos valores de λ_2 , δ_{s2} , y δ_{c2} constantes. La intersección de todas las curvas de restricción, que da el peor de los casos para que la función lazo cumpla los requisitos se puede ver en la Figura 3.14.

Diseño. De la misma forma que se ha procedido con el primer sistema SISO, una vez calculadas las curvas de restricción el siguiente paso es el diseño del control. En este caso particular la función de lazo L_2 es

$$L_2 = G \cdot P = g_2 \cdot p_{23} \cdot G_{act} \quad (3.51)$$

La Figura 3.14 muestra el diseño final de la función lazo (3.51) junto con las curvas de restricción (3.48), (3.49) y (3.50). Se puede observar en la gráfica que el control cumple las especificaciones.

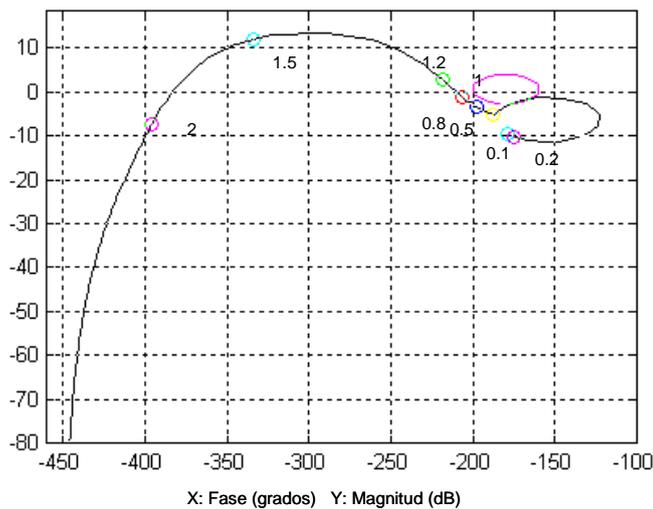


Figura 3.14. Función lazo $L_2 = g_2 \cdot p_{23} \cdot G_{act}$ junto con curvas de restricción.

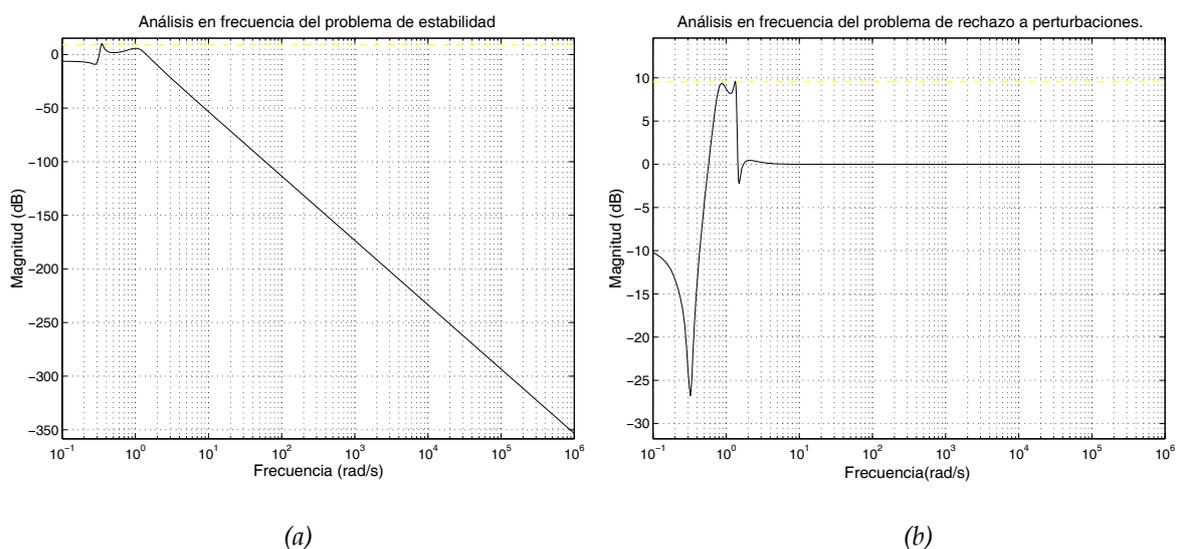
El control diseñado es el siguiente

$$g_2(s) = 1.1 \cdot \frac{\left(\frac{1}{0.56}s + 1\right)}{\left(\frac{1}{1.05}s + 1\right)} \quad (3.52)$$

Análisis. Una vez realizado el diseño QFT, el siguiente paso es analizar la respuesta en lazo cerrado y comprobar si el control diseñado g_2 cumple las especificaciones.

Como se ha realizado en el caso anterior, primero se van a mostrar los diagramas de Bode de magnitud de las funciones de márgenes de estabilidad (Fig. 3.15(a)), reducción de sensibilidad (Fig. 3.15(b)) y rendimiento de control (Fig. 3.15(c)). En las tres gráficas, se representan los Bodes junto con los valores de los parámetros λ_2 , δ_{s2} , y δ_{c2} en dB. Se puede observar que ninguna de las tres curvas sobrepasa su límite correspondiente para ninguna frecuencia, por lo que se valida el control g_2 , dado que cumple las especificaciones.

Otra forma más de validar el control es con la salida temporal $\phi(t)$. La Figura 3.15(d) muestra la respuesta $\phi(t)$ del modelo *Simulink* que sigue la Figura 3.9 (Anexo F.1). En esta gráfica se representa la salida del sistema en lazo abierto comparada con la salida del sistema en lazo cerrado con el control diseñado g_2 . Se puede observar claramente que el control cumple las especificaciones impuestas, puesto que el sistema es estable y el ángulo de desviación $\phi(t)$ se encuentra dentro del rango $\pm 0.7^\circ$ según la especificación (3.21).



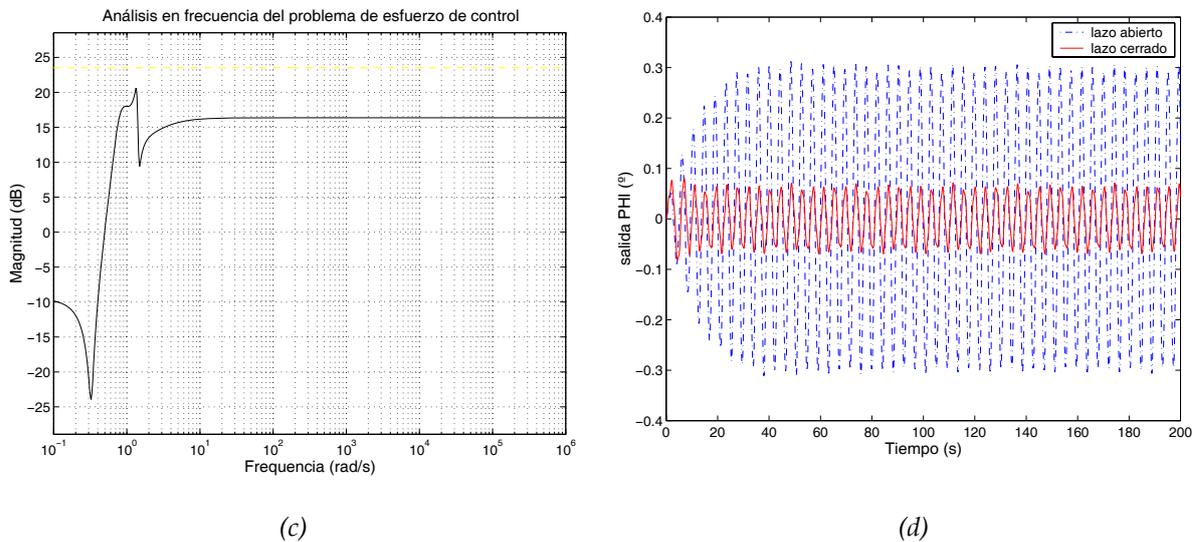


Figura 3.15. Análisis en la frecuencia del problema de (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones, y (c) esfuerzo de control. En (d), análisis temporal de salida $\phi(t)$ con y sin control g_2 .

3.5.1.3 Comentarios

Se ha podido comprobar que planteando el problema de la plataforma como dos sistemas SISO independientes, se consiguen fácilmente mediante diseño QFT dos controladores g_1 y g_2 que cumplen las especificaciones impuestas. Pero no se ha de olvidar que para realizar este diseño se ha transformado el problema original, puesto que la entrada de control $u(t)$ original es una entrada tal que $u(t) = g_1 \cdot Y(t) + g_2 \cdot \phi(t)$, y no como se ha planteado aquí donde se han considerado dos entradas u_1 y u_2 (3.31). Se ha comprobado también que una vez diseñados g_1 y g_2 , si se realiza la suma de las dos señales el sistema se desestabiliza. Para resolver el problema, sería necesario realizar un re-diseño iterativo, modificando las especificaciones de robustez de los dos controladores para lograr la estabilidad conjunta. De este modo, la sencillez inicial quedaría desaprovechada, y por tanto se descarta este tipo de diseño en la búsqueda de un método más adecuado.

3.5.2 Diseño QFT considerado un control MIMO no diagonal

Siguiendo los métodos expuestos en el Capítulo 2, se podría plantear el diseño como una particularización de un control MIMO no diagonal. Para ello, se consideraría el problema original, tal como viene representado en la Figura 3.7, donde se describe el sistema de la

plataforma como un sistema SIMO con una entrada de control $u(t)$ y dos salidas $[Y, \phi]^T$ (3.19). Ahora se considera $\mathbf{G}_{\text{control}}$ como una matriz no diagonal

$$\mathbf{G}_{\text{control}}(s) = \begin{pmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{pmatrix} \quad (3.53)$$

Para la realización del diseño de control no diagonal, se van a seguir las ideas expuestas en la Sección 2.5.2, donde se desarrolla una solución para el problema MIMO 2x2 de 1 GL con perturbaciones en la salida de la planta. En el caso que se está tratando de posicionamiento dinámico de la plataforma, se tiene la diferencia de que el sistema es subactuado (SIMO). De este modo, particularizando, como se tiene una única entrada de control, se debe imponer en la matriz anterior (3.53) que dos elementos de la misma fila sean igual a cero. Así, si se hace $g_{21} = g_{22} = 0$, se tiene la ley de control

$$u = -\mathbf{G}_{\text{control}} \cdot \mathbf{y} = - \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} = -(g_{11} \cdot Y + g_{12} \cdot \phi) \quad (3.54)$$

Por tanto, en este segundo planteamiento del problema se considera el sistema SIMO de la plataforma como un subconjunto de un sistema MIMO, en el que dos elementos de la matriz de control son nulos.

Siguiendo la descripción de la Sección 2.5.2, y extrapolando a este caso, el problema se traduce en la resolución de un problema SISO equivalente (Fig. 2.15) con perturbaciones en la salida de la planta (\hat{p}_{11}), que da lugar al diseño de g_{11} , y un problema SISO equivalente (Fig. 2.16) con perturbaciones en la entrada de la planta (\hat{p}_{12}), que da lugar al control g_{12} . Se demuestra también que un controlador diagonal óptimo es la llave para el diseño de los elementos no diagonales, a partir de la expresión

$$g_{ij} = g_{jj} \cdot \frac{\hat{p}_{ij}}{\hat{p}_{jj}} \quad \text{para } i \neq j \quad (3.55)$$

3.5.2.1 Comentarios

Llegados a este punto del desarrollo, aparece una incongruencia que hace que la suposición de que el sistema SIMO de la planta de la plataforma es un subconjunto de un sistema MIMO no sea viable. Para aplicar esta premisa, inicialmente se consideró cero los

dos elementos de la misma fila de la matriz de control (3.53). Así, se imponía $g_{11}=g_{12}=0$ y quedaba la ley de control (3.54).

Pero según el desarrollo teórico seguido, según (3.55),

$$\text{Si } g_{11}=0 \Rightarrow g_{21}=0; \text{ o bien, si } g_{22}=0 \Rightarrow g_{12}=0$$

por lo que se obtiene una matriz de control con todos los elementos igual a cero. Por tanto, llegado a esta incongruencia, cabe concluir que este desarrollo es inviable para el diseño QFT de un sistema SIMO.

Esto lleva a replantearse el problema siguiendo un tercer camino.

3.6 Diseño QFT de un control para sistemas SIMO.

En las secciones anteriores, se han propuesto métodos que, particularizando a partir de problemas MIMO $n \times n$, intentaban lograr una aproximación a la solución de un problema de control subactuado, con más salidas que entradas de control. En esta Sección se va a abordar el problema $n \times m$, para resolver finalmente el sistema SIMO 1×2 que plantea el problema SPDA.

Así, se tiene el sistema de la Figura 3.7 descrito por las ecuaciones (3.19). La ley de control según esta descripción es

$$\mathbf{G}_{\text{control}}(s) = \begin{pmatrix} k_1(s) & k_2(s) \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

Teniendo en cuenta esto, se resuelve el sistema dado por las ecuaciones (3.19) y (3.56):

$$\mathbf{y} = -\mathbf{P}_{\text{planta}} \cdot \mathbf{G}_{\text{control}} \cdot \mathbf{y} + \mathbf{P}_d \cdot \mathbf{d} \quad (3.57)$$

$$\left(\mathbf{I} + \mathbf{P}_{\text{planta}} \cdot \mathbf{G}_{\text{control}} \right) \mathbf{y} = \mathbf{P}_d \cdot \mathbf{d} \quad (3.58)$$

$$\left(\mathbf{P}_{\text{planta}}^{-1} + \mathbf{G}_{\text{control}} \right) \mathbf{y} = \mathbf{P}_{\text{planta}}^{-1} \cdot \mathbf{P}_d \cdot \mathbf{d} \quad (3.59)$$

Para resolver la ecuación (3.59), se tiene que calcular la inversa de la matriz de la planta

$$\mathbf{P}_{\text{planta}}^{-1} = \begin{pmatrix} p_{13}(s) \cdot \mathbf{G}_{\text{act}}(s) \\ p_{23}(s) \cdot \mathbf{G}_{\text{act}}(s) \end{pmatrix}^{-1} \equiv \begin{pmatrix} \hat{p}_{13} & \hat{p}_{23} \end{pmatrix} \quad (3.60)$$

La matriz $\mathbf{P}_{\text{planta}}$ no es cuadrada, por lo que para calcular la inversa, se define la matriz *pseudoinversa*.

Se define como pseudoinversa de una matriz A , y que se denota como A^+ , a una matriz que multiplicada por A da la matriz unidad I , de la forma $I=A^+ \cdot A$. La matriz pseudoinversa se calcula a partir de la expresión $A^+=A^T \cdot [A^T \cdot A]^{-1}$. Con esta definición de pseudoinversa se permite que la matriz A no sea cuadrada.

Una vez calculada la inversa de la matriz de la planta (3.60), se resuelve el sistema,

$$[(\hat{p}_{13} \quad \hat{p}_{23}) + (k_1 \quad k_2)] \begin{pmatrix} Y \\ \phi \end{pmatrix} = (\hat{p}_{13} \quad \hat{p}_{23}) \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F \\ M \end{pmatrix} \quad (3.61)$$

$$(\hat{p}_{13} + k_1)Y + (\hat{p}_{23} + k_2)\phi = (\hat{p}_{13}p_{11} + \hat{p}_{23}p_{21})F + (\hat{p}_{13}p_{12} + \hat{p}_{23}p_{22})M \quad (3.62)$$

El proceso de diseño del control se basa en la ecuación anterior, que caracteriza un sistema SIMO con dos salidas y una entrada tal y como el de la Figura 3.7.

Esta ecuación presenta dos incógnitas (los controladores $k_1(s)$ y $k_2(s)$). El problema del diseño de los controladores se resuelve mediante un proceso iterativo multietapa transformando, con ayuda de esta ecuación, el problema en el diseño de dos sistemas secuenciales, tal como sigue:

Primera etapa. Se considera inicialmente el control $k_2 = 0$. Se plantea un primer problema SISO, de manera que a partir de la ecuación (3.62) y especificaciones (3.28), el control k_1 debe diseñarse de forma que

$$|Y| = \left| \frac{\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M - \hat{p}_{23}\phi}{\hat{p}_{13} + k_1} \right| \leq e_1, \forall \mathbf{d} = [F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.63)$$

Un valor suficientemente alto de $|k_1(j\omega)|$ satisface la ecuación anterior si existe un límite superior a $|\phi(j\omega)|$. Así por tanto se elige su valor máximo, asumiendo que ϕ satisface la especificación (3.28). De esta forma, k_1 es diseñado para satisfacer

$$|Y| = \frac{|\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M| + |\hat{p}_{23}|e_2}{|\hat{p}_{13} + k_1|} \leq e_1, \forall \mathbf{d} = [F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.64)$$

Con esto, una función de transferencia k_1 tal que satisfaga el siguiente problema de un sistema SISO de 1 GL será solución de la desigualdad (3.64):

Sea el sistema que se muestra en la Figura 3.16, donde $1/\hat{p}_{13}$ es una planta SISO. Se diseña un control k_1 tal que

- El sistema es estable
- Para todo $\mathbf{d}=[F, M]^T \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta Y está limitada por

$$|Y(\omega)| \leq |e_1(\omega)| \quad (3.65)$$

$$\text{donde } |d| \leq |\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M| + |\hat{p}_{23}|e_2$$

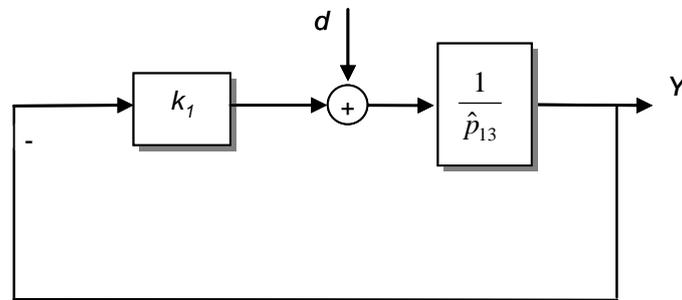


Figura 3.16. Sistema SISO 1GL a resolver en el diseño de k_1 .

Segunda etapa. Una vez que se diseña k_1 , y a partir nuevamente de la ecuación (3.62) y la especificación (3.29), se tiene un segundo sistema SISO. El control k_2 se diseña de manera que se satisfaga la desigualdad

$$|\phi| = \left| \frac{\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M - (\hat{p}_{13} + k_1)Y}{\hat{p}_{23} + k_2} \right| \leq e_2, \forall \mathbf{d}=[F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.66)$$

De igual forma que con el primer sistema SISO, asumiendo que Y satisface la especificación (3.29), se elige su valor máximo. Así, k_2 es diseñado para satisfacer

$$|\phi| = \frac{|\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M| + |(\hat{p}_{13} + k_1)e_1|}{|\hat{p}_{23} + k_2|} \leq e_2, \forall \mathbf{d}=[F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.67)$$

Se establece análogamente el mismo problema. Una función de transferencia k_2 tal que satisfaga el siguiente problema de un sistema SISO de 1 GL será solución de la desigualdad (3.67):

Sea el sistema que se muestra en la Figura 3.17, donde $1/\hat{p}_{23}$ es una planta SISO. Se diseña un control k_2 tal que

- El sistema es estable
- Para todo $\mathbf{d}=[F, M]^T \in \{\mathbf{d}\}$, la salida de la planta ϕ está limitada por

$$|\phi(\omega)| \leq |e_2(\omega)| \quad (3.68)$$

donde $|d| \leq |\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M| + |\hat{p}_{13} + k_1|e_1$

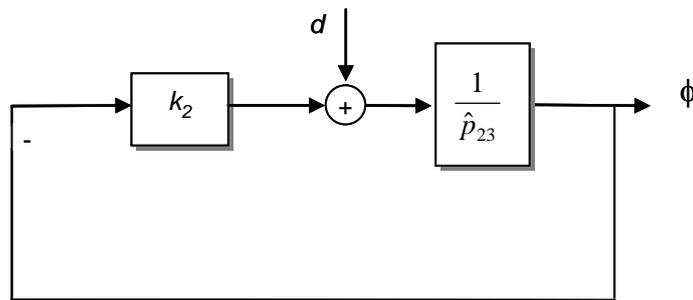


Figura 3.17. Sistema SISO 1GL a resolver en el diseño de k_2 .

Tercera etapa. A partir del diseño del control k_2 , se re-diseña de nuevo un control k_1 para el sistema SISO de la Figura 3.16, y que satisfaga la ecuación

$$|Y| = \frac{|\hat{p}_{13}p_{11}F + \hat{p}_{23}p_{12}M| + |\hat{p}_{23} + k_2|e_2}{|\hat{p}_{13} + k_1|} \leq e_1, \forall \mathbf{d}=[F, M]^T \in \{\mathbf{d}\} \quad (3.69)$$

Etapas i. Las etapas segunda y tercera se repiten consecutivamente con nuevo rediseños, hasta lograr unos controladores k_1 y k_2 respectivamente óptimos que satisfagan el sistema SIMO de la Figura 3.7 y las especificaciones iniciales (3.19, y 3.20).

La Figura 3.18 representa de forma esquemática el procedimiento seguido en el diseño de los controles k_1 y k_2 para el sistema SIMO.

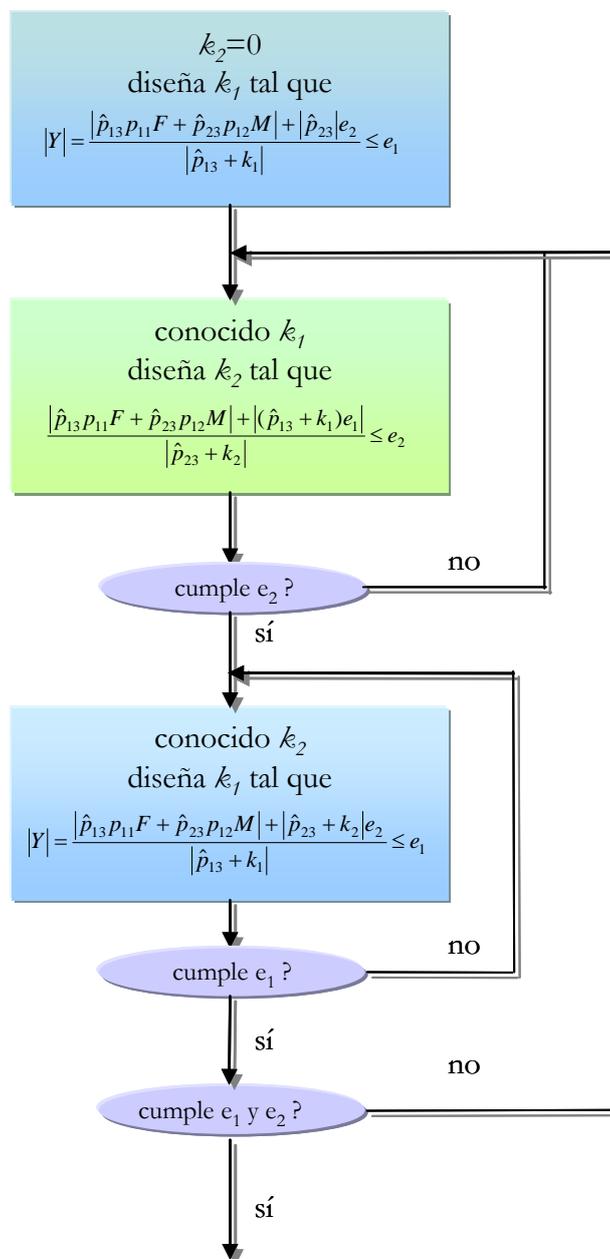


Figura 3.18. Esquema de diseño QFT SIMO.

3.7 Resultados

De acuerdo con la metodología explicada en la sección previa, finalmente el proceso del diseño de control es completado en cinco etapas.

En primer lugar se diseñó el control k_{11} para el sistema SISO de la Figura 3.16. Luego a continuación, en una segunda etapa, se diseñó el control k_{21} para el sistema SISO de la

Figura 3.17. Como este sistema no cumplía las especificaciones $e_1(t)$ (3.19), y $e_2(t)$ (3.20), se procedió a un rediseño de primer control (k_{12}). Una vez obtenidos estos controles, el sistema parecía cumplir las especificaciones, pero se observó en la simulación temporal que a partir de un instante determinado, la salida Y comenzaba a desestabilizarse, por lo que se procedió al diseño de un nuevo control k_{22} . Finalmente, el re-diseño de k_{13} en la quinta y última etapa conseguía una respuesta más rápida.

A continuación se muestran los resultados del diseño QFT, con las respuestas temporales del modelo del sistema (*Anexo F.1*) en lazo cerrado, con el fin de examinar si se ha conseguido el sistema de posicionamiento amarrado.

3.7.1 Etapa 1. Diseño del controlador k_{11}

En esta sección se describe el proceso de diseño del control k_{11} para el primer sistema SISO descrito en la Figura 3.16. De esta forma, se ha procedido a realizar un diseño QFT SISO siguiendo el planteamiento del capítulo anterior.

Como se acaba de describir arriba, esta primera etapa consiste en el diseño de un control k_{11} considerando un control $k_2=0$.

Lo primero de todo, como se realiza siempre en cualquier diseño QFT, es la selección del rango de frecuencias de trabajo para calcular las curvas de restricción. En este caso, el rango de frecuencias viene dado por (3.41), y es el mismo que el empleado en el diseño del control diagonal (ver Sección 3.5.1).

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones impuestas son las mismas que se señalaron en la primera propuesta (ver Sección 3.5.1).

- Márgenes de estabilidad

$$\left| \frac{\hat{p}_{13} \cdot k_1}{1 + \hat{p}_{13} \cdot k_1} \right| \leq \lambda_1 = 2.8 \quad (3.70)$$

Este valor de la especificación λ_1 corresponde con un margen de fase $MF=2.61$ dB y margen de ganancia $MG=20.57^\circ$.

- Reducción de sensibilidad

$$\left| \frac{1}{1 + \hat{p}_{13} \cdot k_1} \right| \leq \delta_{s1} = 3 \quad (3.71)$$

- Esfuerzo de control

$$\left| \frac{k_1}{1 + \hat{p}_{13} \cdot k_1} \right| \leq \delta_{c1} = 15 \quad (3.72)$$

Diseño de control. Una vez calculadas las curvas de restricción el siguiente paso es el diseño del control. En este caso particular la función de lazo $L_{11}(j\omega)$ es

$$L_{11}(j\omega) = G(j\omega) \cdot P(j\omega) = k_{11}(j\omega) \cdot 1 / \hat{p}_{13}(j\omega) \quad (3.73)$$

La Figura 3.19 muestra el diseño final de la función lazo $L_{11}(j\omega)$ (3.73) junto con las curvas de restricción (3.70)-(3.72). Se puede observar en la gráfica que el control cumple las especificaciones. El control diseñado es el siguiente

$$k_{11}(s) = -0.05 \cdot \frac{\left(\frac{1}{7.6} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{0.08} s + 1 \right)} \quad (3.74)$$

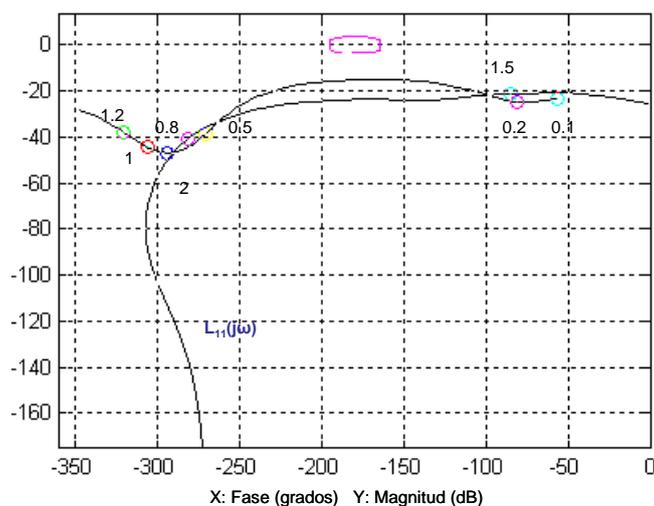


Figura 3.19. Función lazo $L_{11}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.

Análisis. Una vez realizado el diseño QFT, el siguiente paso es analizar la respuesta en lazo cerrado y comprobar si el control diseñado k_{11} cumple las especificaciones. Así, para validar el control se analizan las salidas temporales del sistema. Las Figura 3.20(a) y (b) muestran respectivamente las respuestas $Y(t)$ y $\phi(t)$ del modelo que sigue la Figura 3.7. En estas gráficas se representan las salidas Y y ϕ del sistema en lazo abierto comparada con la salida del sistema en lazo cerrado con el control diseñado k_{11} (y $k_2=0$). Se puede observar que el control diseñado consigue una reducción del desplazamiento Y , pero no llega a conseguir que cumpla la especificación señalada y no se encuentra dentro del rango ± 0.025 m. En cuanto al ángulo de desviación ϕ , el control no hace ningún efecto sobre ella.

Como ya se ha comentado en la descripción del proceso, a continuación, en una segunda etapa, se va a proceder al diseño del k_{21} considerando ya el diseño de k_{11} , de manera que de forma iterativa se consigan cumplir las especificaciones.

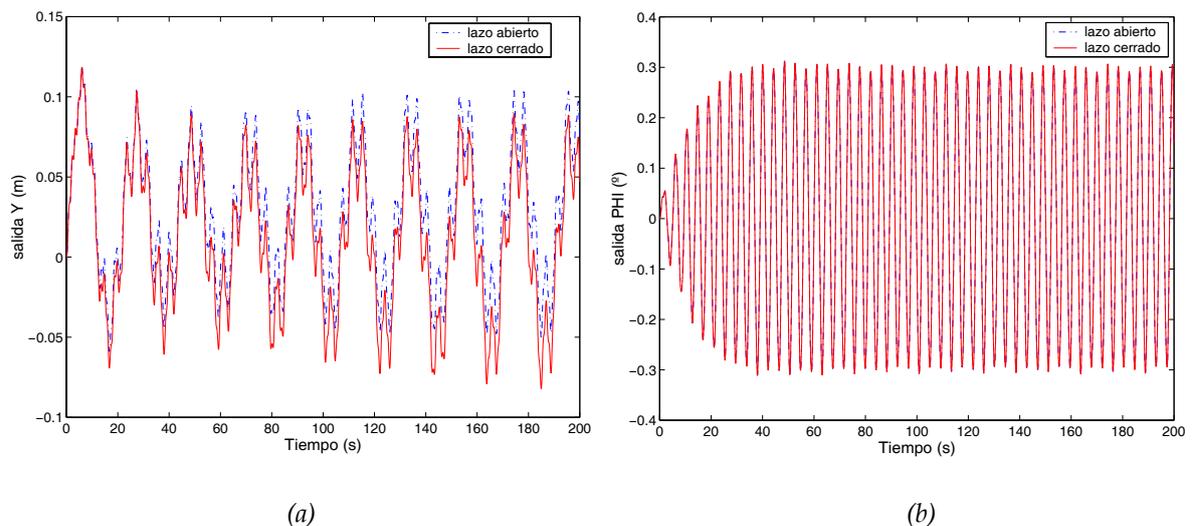


Figura 3.20. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{11} y $k_2=0$.

3.7.2 Etapa 2. Diseño del control k_{21}

Una vez determinado la función de transferencia k_{11} , ahora en esta segunda etapa se procede al diseño del control k_{21} para el segundo sistema SISO descrito en la Figura 3.17. El rango de frecuencias seleccionado para la generación de las curvas de restricción es el mismo que se ha empleado en todos los casos (3.41).

Especificaciones en lazo cerrado. Las siguientes especificaciones garantizan adecuados márgenes de estabilidad, sensibilidad, y esfuerzo de control:

- Márgenes de estabilidad

$$\left| \frac{\hat{p}_{23} \cdot k_2}{1 + \hat{p}_{23} \cdot k_2} \right| \leq \lambda_2 = 2.8 \quad (3.75)$$

que corresponden con $MF=2.61$ dB, $MG=20.57^\circ$.

- Reducción de sensibilidad

$$\left| \frac{1}{1 + \hat{p}_{23} \cdot k_2} \right| \leq \delta_{s2} = 16 \quad (3.76)$$

- Esfuerzo de control

$$\left| \frac{k_2}{1 + \hat{p}_{23} \cdot k_2} \right| \leq \delta_{c2} = 15 \quad (3.77)$$

Diseño de control. De la misma forma que se ha procedido con el primer sistema SISO, una vez calculadas las curvas de restricción el siguiente paso es el diseño del control. En este caso particular la función de lazo $L_{21}(j\omega)$ es

$$L_{21}(j\omega) = G(j\omega) \cdot P(j\omega) = k_{21}(j\omega) \cdot 1 / \hat{p}_{23}(j\omega) \quad (3.78)$$

La Figura 3.21 muestra el diseño final de la función lazo $L_{21}(j\omega)$ (3.78) junto con las curvas de restricción (3.75)-(3.77). Se puede observar en la gráfica que el control cumple las especificaciones. El control diseñado es el siguiente

$$k_{21}(s) = \frac{\left(\frac{1}{1.26^2} s^2 + \frac{2 \cdot 0.074}{1.26} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{1.8^2} s^2 + \frac{2 \cdot 0.14}{1.8} s + 1 \right)} \quad (3.79)$$

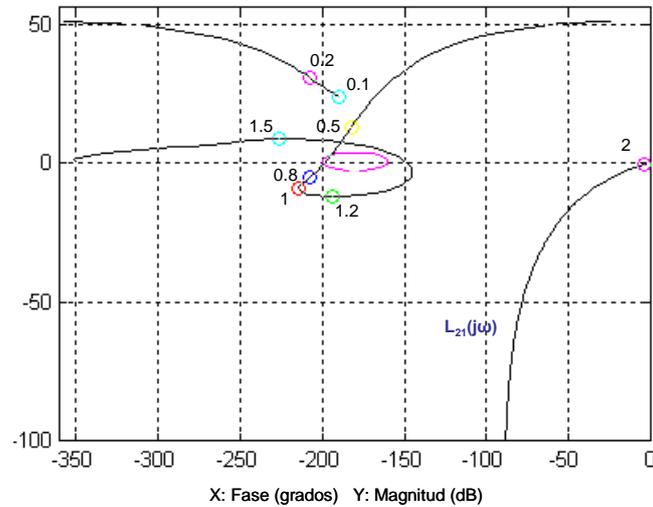


Figura 3.21. Función lazo $L_{21}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.

Análisis. Con el fin de validar si el control diseñado k_{21} cumple las especificaciones, las Figuras 3.22 (a) y (b) muestran respectivamente las respuestas en el dominio temporal $Y(t)$ y $\phi(t)$ del modelo de Figura 3.7, donde se comparan las salidas Y y ϕ del sistema en lazo abierto con las salidas del sistema en lazo cerrado con los controles diseñados k_{11} y k_{21} .

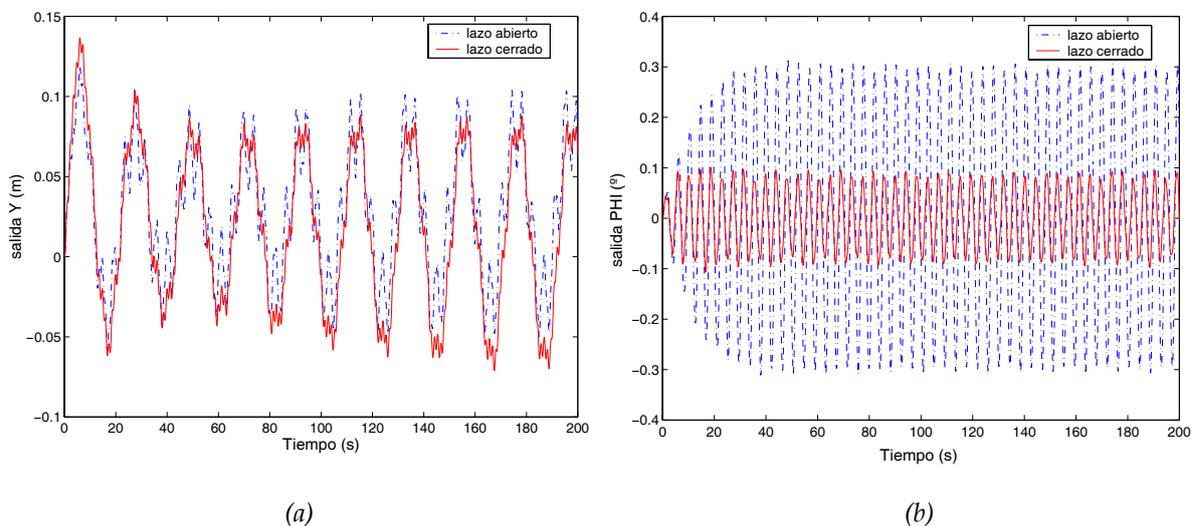


Figura 3.22. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{11} y k_{21} .

Como se observa, el control k_{21} cumple las especificaciones, puesto que consigue una reducción de la desviación ϕ dentro del rango $\pm 0.07^\circ$ según (3.21). Con respecto a la salida Y , se ve que todavía no consigue el posicionamiento deseado.

Por tanto, en la siguiente etapa se va a proceder al rediseño del control k_1 , que en este caso se denotará por k_{12} .

3.7.3 Etapa 3. Re-Diseño del control k_{12}

En la etapa 2 se obtuvo un control k_{21} tal que conseguía alcanzar las especificaciones (3.21) requeridas para la desviación ϕ , pero que junto con el control k_{11} (diseñado en la etapa 1) no cumplían las especificaciones para el desplazamiento Y .

Por tanto, en esta tercera etapa se procede a un rediseño del control k_1 , denotado como k_{12} , para el primer sistema SISO de la Figura 3.16. El procedimiento seguido es el mismo que en los diseños anteriores. La función de lazo $L_{12}(j\omega)$ viene dado por (3.80). La Figura 3.23 muestra en el diagrama de Nichols el diseño final de la función lazo junto con las curvas de restricción (3.70), (3.71) y (3.72), donde se puede observar que el controlador diseñado (3.81) cumple las especificaciones.

$$L_{12}(j\omega) = G(j\omega) \cdot P(j\omega) = k_{12}(j\omega) \cdot 1 / \hat{p}_{13}(j\omega) \quad (3.80)$$

$$k_{12}(s) = -0.4 \cdot \frac{\left(\frac{1}{0.54}s + 1\right)}{\left(\frac{1}{1.57}s + 1\right)} \quad (3.81)$$

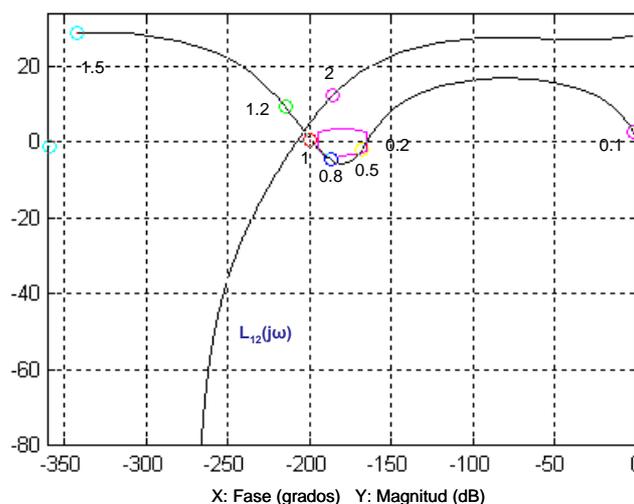


Figura 3.23. Función lazo $L_{12}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.

De esta forma, la ley de control que se obtiene en la tercera etapa es $u = k_{12} \cdot Y + k_2 \cdot \phi$. Ya en fase de análisis, se va a comprobar si esta ley de control cumple las especificaciones iniciales, mediante la simulación temporal de las respuestas $Y(t)$ y $\phi(t)$ del modelo de la Figura 3.7. Las figuras 3.24 (a) y (b) muestran las salidas $Y(t)$ y $\phi(t)$ del sistema en lazo abierto comparada con la salida del sistema en lazo cerrado con los controles diseñados k_{12} y k_{21} . Como se ve en las dos gráficas, el control k_{12} consigue reducir el desplazamiento $Y(t)$, y a partir de los 100 segundos esta salida entra dentro del rango ± 0.025 m, que es lo que señalaba la condición inicial (3.20). En cuanto a la salida de la desviación $\phi(t)$, se observa que se encuentra dentro del rango $\pm 0.7^\circ$ (3.21), por lo que se puede dar por válido el control k_{12} .

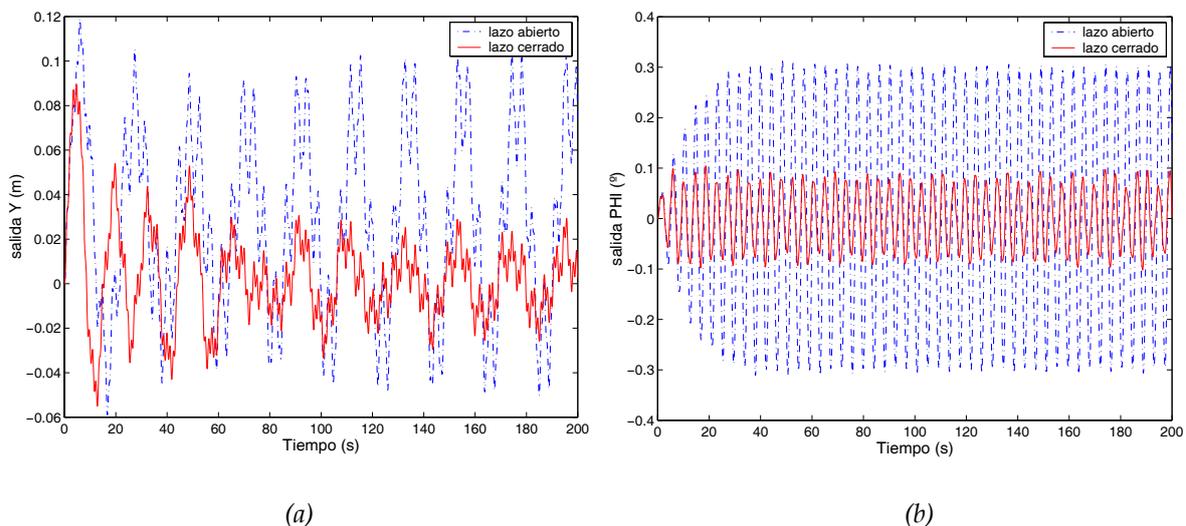


Figura 3.24. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{12} y k_{21} .

3.7.4 Etapa 4. Re-Diseño del control k_{22}

En la etapa anterior ya se obtenía un control k_{12} que, junto con el control k_{21} (diseñado en la segunda etapa) conseguían alcanzar las especificaciones (3.20, 3.21) impuestas tanto para la desviación ϕ como para el desplazamiento Y .

Pero se observó en simulaciones temporales más largas, que la desviación ϕ comenzaba a desestabilizarse a partir de los 300 segundos.

Por tanto, en esta cuarta etapa se procedió a un re-diseño del control k_2 , denotado por k_{22} , para el segundo sistema SISO de la Figura 3.17.

Las especificaciones son las que ya se fijaron en la segunda etapa para el diseño de k_2 . Los valores de márgenes de estabilidad robusta, rechazo a las perturbaciones de salida, y esfuerzo de control vienen dados por (3.75), (3.76) y (3.77).

En la fase de diseño, la Figura 2.25 dibuja en el diagrama de Nichols la función lazo $L_{22}(j\omega)$ dada por (3.82), junto con las curvas de restricción. Se demuestra en la gráfica que el control diseñado k_{22} (3.83) cumple las especificaciones.

$$L_{22}(j\omega) = G(j\omega) \cdot P(j\omega) = k_{22}(j\omega) \cdot 1 / \hat{p}_{23}(j\omega) \quad (3.82)$$

$$k_{22}(s) = \frac{\left(\frac{1}{0.26^2} s^2 + \frac{2 \cdot 0.02}{0.26} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{2.4^2} s^2 + \frac{2 \cdot 0.7}{2.4} s + 1 \right)} \quad (3.83)$$

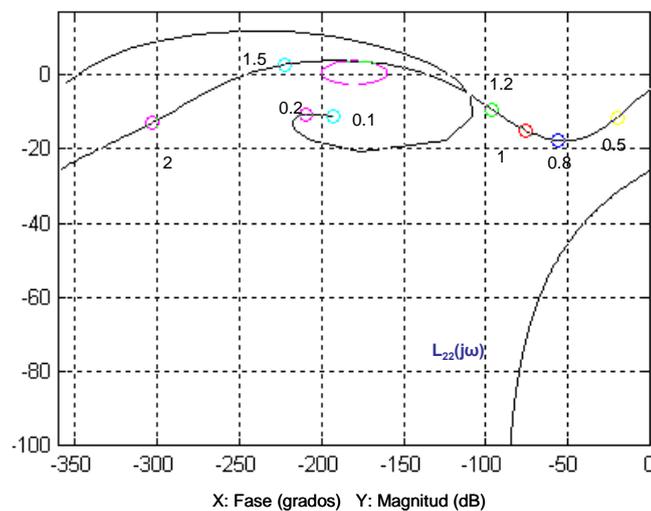


Figura 3.25. Función lazo $L_{22}(j\omega)$ junto con las curvas de restricción.

La ley de control que se obtiene en la cuarta etapa viene dada por $u = k_{12} \cdot Y + k_{22} \cdot \phi$. Para verificar si estos controladores son válidos, las Figuras 3.26(a) y (b), que muestran respectivamente las respuestas $Y(t)$ y $\phi(t)$ del modelo en lazo cerrado.

En este caso la simulación temporal se va a prolongar hasta los 600 segundos para comprobar si ha habido mejora con el nuevo diseño del control k_{21} , que no conseguía estabilizar el sistema a partir de los 300 segundos. Ahora, tal y como se puede observar en las comparaciones de las salidas en lazo abierto y en lazo cerrado, la ley de control formada por las funciones de transferencia k_{12} y k_{22} consiguen posicionar la plataforma y cumple los límites establecidos.

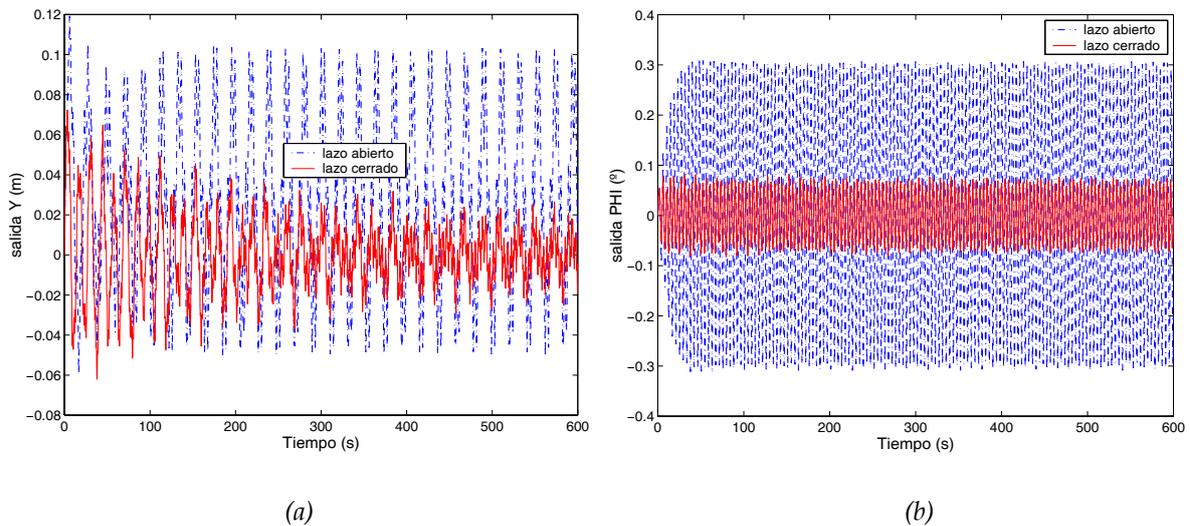


Figura 3.26. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{12} y k_{22} .

3.7.5 Etapa 5. Re-diseño del control k_{13}

En la cuarta etapa ya obtuvimos una ley de control $u = k_{12} \cdot Y + k_{22} \cdot \phi$ que conseguía la estabilidad del sistema y el posicionamiento dinámico de la plataforma dentro del rango determinado.

Se puede observar en las respuestas temporales de la etapa 4 (Fig. 3.26) que el desplazamiento $Y(t)$ consigue entrar dentro del rango ± 0.025 m a partir de los 200 segundos. En esta quinta etapa se va a proceder a un rediseño del control k_1 (denotada con k_{13}), de manera que se consiga que la salida $Y(t)$ consiga el posicionamiento en el menor tiempo posible, y que cumpla las especificaciones para todas las frecuencias.

Así, en esta etapa se diseña el control k_{13} para el primer sistema SISO de la Figura 3.16. La función de lazo $L_{13}(j\omega)$ es

$$L_{13}(j\omega) = G(j\omega) P(j\omega) = k_{13}(j\omega) \cdot 1 / \hat{p}_{13}(j\omega) \quad (3.84)$$

La Figura 3.27 representa el diagrama de Nichols del diseño final de la función lazo $L_{13}(j\omega)$ (3.84), junto con las curvas de restricción, calculadas a partir de las especificaciones de rendimiento robusto (3.70), (3.71) y (3.72). El controlador k_{13} diseñado es el siguiente

$$k_{13}(s) = -0.28 \cdot \frac{\left(\frac{1}{0.52}s + 1\right)}{\left(\frac{1}{1.95}s + 1\right)} \quad (3.85)$$

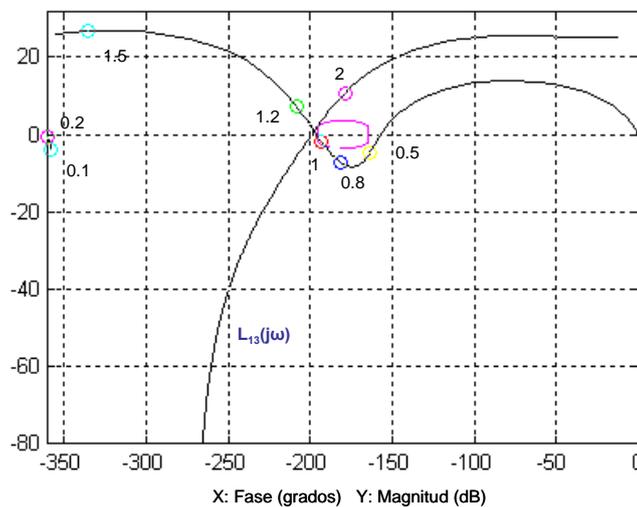


Figura 3.27. Función lazo $L_{13}(j\omega)$, junto con las curvas de restricción.

El siguiente paso es ahora el análisis de la respuesta en lazo cerrado para comprobar si el control diseñado k_{13} cumple las especificaciones. La ley de control es $u = k_{13} \cdot Y + k_{21} \cdot \phi$.

De nuevo, se verifica y valida el control con el análisis de las salidas temporales. Las Figuras 3.28(a) y (b) muestran la respuesta $Y(t)$ y $\phi(t)$ del modelo del sistema en lazo cerrado. En estas dos gráficas se representan las salidas Y y ϕ del sistema en lazo abierto comparadas con la salida del sistema en lazo cerrado considerando el controlador $u = [k_{13}, k_{21}]^T$. Como se puede observar, esta ley de control consigue mejorar la respuesta de desplazamiento Y obtenida en la etapa anterior, puesto que la salida $Y(t)$ consigue posicionarse dentro del rango establecido de ± 0.025 m antes de los 80 segundos. En

cuanto a la salida de la desviación $\phi(t)$, se observa que se encuentra dentro del rango $\pm 0.7^\circ$. Por lo que se puede dar por válido el control k_{13} .

Una vez llegados a este punto, en el que se consigue el posicionamiento dinámico de la plataforma, se concluye la quinta etapa como el último paso del procedimiento de diseño QFT SIMO, dado que se ha conseguido una ley de control que cumple las especificaciones para el sistema.

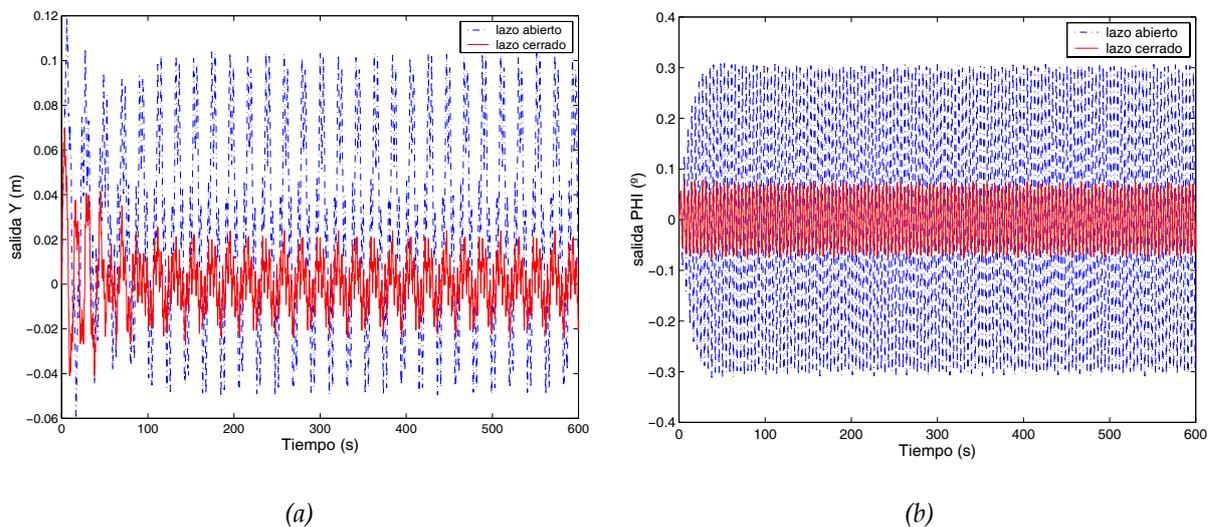


Figura 3.28. Salidas: (a) $Y(t)$, y (b) $\phi(t)$, sin control y con control k_{13} y k_{22} .

3.8 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado el diseño de un sistema de posicionamiento dinámico sobre una plataforma amarrada flotante. La técnica de control empleada ha sido, siguiendo la línea principal de la tesis, un diseño robusto QFT. El sistema consta de dos salidas (el desplazamiento y el ángulo de desviación de la vertical), y tiene una única entrada de control (la fuerza de los propulsores), y dos entradas de perturbaciones (la fuerza y momento generados por el oleaje). Por tanto, consiste en un sistema de 1 GL subactuado (SIMO) con perturbaciones en la salida de la planta.

Se han analizado diversos procedimientos para llevar a cabo el posicionamiento dinámico de la plataforma. En primer lugar se hizo una transformación del problema, y se trató como un sistema MIMO. A partir de ahí se diseñó un control diagonal, que conseguía

cumplir las especificaciones, pero siempre sin olvidar que el problema inicial SIMO había sido manipulado. Sin embargo, al aplicar los controles diseñados al sistema SIMO original, el sistema se hacía inestable. Un segundo método que se planteó, consistía en considerar el problema SIMO como un subconjunto de un problema MIMO, y diseñar a partir de ahí un control no diagonal. Pero esta técnica resultó inviable. Finalmente, resolviendo el sistema de ecuaciones, se generó un nuevo desarrollo QFT, que procedía a contemplar el problema SIMO como dos problemas SISO consecutivos bajo un esquema iterativo, de forma que el diseño del primer sistema es empleado para la obtención del control del segundo sistema, y así de forma iterativa hasta lograr una ley de control óptima.

Capítulo 4

Identificación de modelos matemáticos de la dinámica de un buque de alta velocidad

4.1 Introducción

Uno de los pasos más importantes en el control de procesos es la identificación de un modelo apropiado. La idoneidad depende considerablemente de la aplicación particular que se vaya a dar al sistema.

La respuesta de un barco avanzando en aguas marítimas es un fenómeno complicado que envuelve las interacciones entre la dinámica del buque y diversas fuerzas hidrodinámicas. Todas las respuestas de un barco son no lineales en alguna extensión, pero en muchos casos, una teoría lineal da buenas predicciones.

La suposición de la linealidad para la respuesta de un barco permite el uso de potentes técnicas de análisis desarrolladas en otros campos. El oleaje puede considerarse como un proceso estocástico, y para definir sus características se emplean técnicas espectrales. Igualmente, la respuesta del barco frente al oleaje es un proceso estocástico, y por tanto las mismas técnicas espectrales pueden usarse para analizar la respuesta del barco. Se sabe que mediante el conocimiento de las respuestas de un buque a olas regulares a diferentes frecuencias, se puede predecir la respuesta a oleajes aleatorios reales.

Un buque que avanza en un medio estable a una determinada velocidad con una dirección arbitraria bajo incidencia de un tren de olas regulares se moverá en seis grados de libertad. Esto es, el movimiento del barco puede considerarse formado por tres componentes traslacionales (Figura 4.1): avance o rumbo (*surge*), desplazamiento lateral o desviación (*sway*) y arfada (*heave*), y tres componentes rotacionales (Figura 4.2): balanceo (*roll*), cabeceo (*pitch*) y orientación (*yaw*).

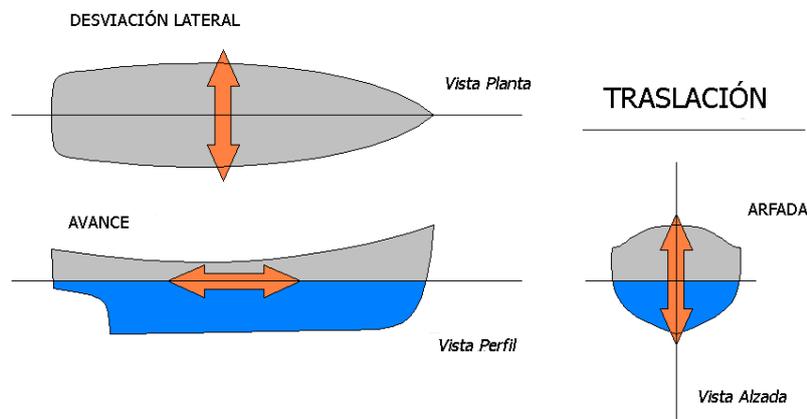


Figura 4.1. Movimientos de traslación en un barco.

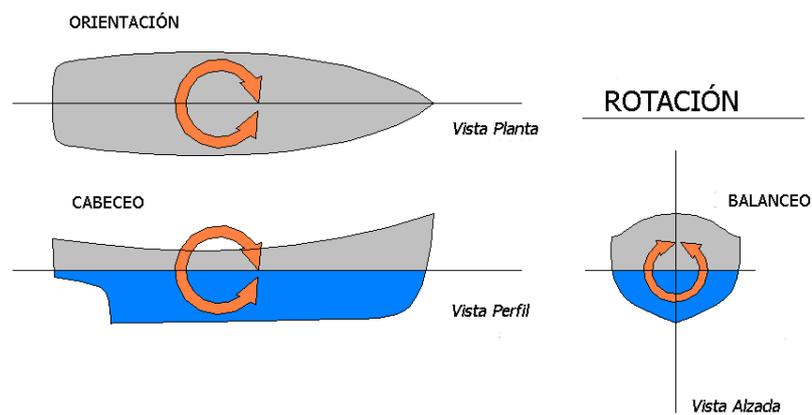


Figura 4.2. Movimientos de rotación en un barco.

De esta forma, para un barco con forma ó estructura arbitraria, se plantean seis ecuaciones de movimiento no lineales con seis incógnitas. Sin embargo, para barcos de estructura

delgada bajo estados de mar moderados, es posible asumir que los movimientos del barco serán pequeños y así se puede desarrollar una teoría lineal.

Para el caso común de un barco sin restricciones con simetría babor/estribor, las seis ecuaciones no lineales pueden aproximarse en determinadas ocasiones mediante dos conjuntos desacoplados de tres ecuaciones lineales cada uno:

- Plano vertical o movimientos longitudinales: orientación, arfada, cabeceo.
- Plano horizontal o movimientos transversales: desviación, balanceo, guiñada.

Cuando se navega en un buque de alta velocidad destinado al transporte de pasajeros, se debe procurar que la seguridad y el confort tanto de los pasajeros como de la tripulación sea lo más óptima posible. Uno de los inconvenientes más desagradables del transporte marítimo es sin duda el mareo que aparece como consecuencia fundamentalmente de los tres movimientos del barco: balanceo, cabeceo y arfada.

Así, tal y como se indicó en el capítulo de introducción, una parte de esta tesis se va a dedicar al análisis y control de estabilización de los tres principales movimientos causantes del mareo: arfada, cabeceo, y balanceo.

Como punto de partida, se tienen los trabajos realizados sobre las dinámicas longitudinal y lateral separadamente (Díaz, 2002; Esteban, 2002; Rueda, 2005), que han dado lugar a un gran número de publicaciones. Primeramente, se estudió la dinámica longitudinal de arfada y cabeceo para el caso de olas de proa, es decir, ángulo de incidencia entre dirección del barco y oleaje de $\mu=180$ grados (Aranda *et al.*, 2004a), realizando un modelado de las dinámicas mediante la identificación de sistemas. También se modelaron el comportamiento de los actuadores y se diseñaron diferentes controladores (Aranda *et al.* 2002a; 2002b; 2005; de la Cruz *et al.*, 2004), con el fin de conseguir el amortiguamiento de arfada y cabeceo, obteniendo resultados con éxito. Y en segundo lugar, se analizó el comportamiento del movimiento de balanceo para olas laterales o de amura ($\mu=90$ grados) (Aranda *et al.*, 2003), y de la misma forma, se llevó a cabo el modelado de actuadores y el diseño de controladores (Aranda *et al.*, 2004b).

Por tanto, el siguiente paso se extiende al análisis de las respuestas de arfada, cabeceo y balanceo para distintos ángulos de incidencia entre 180 y 90 grados, y el posible acoplamiento entre las dinámicas. Así, este capítulo y los dos siguientes tratan el análisis, diseño y aplicación de controladores para la estabilización de un buque de alta velocidad. El Capítulo 5 llevará a cabo el diseño de un control multivariable mediante la técnica QFT para los tres movimientos sin considerar dinámicas acopladas, mientras que en el Capítulo 6 se abordará el acoplamiento de los tres modos, y se resolverá mediante una técnica híbrida de QFT y asignación de autoestructuras.

Dado que un buque es un sistema multivariable complejo que actúa en un medio que introduce una gran variedad de perturbaciones (olas, vientos, corrientes, aguas poco profundas, etc.), para conseguir el diseño de controladores se deben obtener modelos de la dinámica del buque, así como modelos de actuadores.

Por tanto, y lo que propiamente concierne a este capítulo, se debe llevar a cabo la construcción de modelos matemáticos de la dinámica del sistema real. El modelado puede realizarse de diferentes formas. Existen muchas publicaciones relacionadas con el modelado de barcos (Fossen, 2002; Lewis, 1989).

En este trabajo, para llevar a cabo el modelado, se van a emplear métodos de identificación de sistemas (Ljung, 1999; Söderström y Stoica, 1989, Pintelon y Schoukens, 2001), basados en los datos observados de entrada y salida. Como punto de partida, se siguen las ideas planteadas en (Aranda *et al.* 2004a) para la identificación de los modelos de arfada y cabeceo para incidencia de ángulo de $\mu=180^\circ$, donde el problema se enfoca como un problema de optimización con restricciones no lineales. La solución propuesta se describe como un método de optimización híbrida de algoritmos genéticos más optimización no lineal con restricciones. Sin embargo, cuando este método se extiende a la identificación de modelos para otros ángulos de incidencia diferentes de 180° , no se consiguen modelos demasiado precisos. Además, se comprueba que esta técnica no garantiza la mejor aproximación lineal, pues las funciones no cuadráticas añaden una gran carga computacional.

De este modo, a partir de esta primera aproximación, se van a introducir algunas modificaciones (siguiendo las sugerencias de Pintelon y Schoukens (2004)) con el fin de obtener modelos más eficientemente. A lo largo del capítulo, se irán describiendo estas nuevas mejoras y su aplicación.

El capítulo se organiza como sigue. Primeramente se hará una breve introducción general de los métodos principales para la construcción de modelos (Sección 4.2). En la Sección 4.3 se incluye la justificación del modelo del buque a estudiar y la validez de la teoría lineal. A continuación, en la Sección 4.4, se presentará los pasos básicos en la identificación de sistemas donde se desarrolla el criterio de ajuste, seguido de una discusión sobre el método (Sección 4.5) y una nueva solución del problema (Sección 4.6). Finalmente, en la sección 4.7 se muestra un ejemplo con el fin de observar la mejora con el nuevo método. En concreto, se muestran la identificación de la dinámica del movimiento de arfada para incidencia de ola de $\mu=135^\circ$. El resto de modelos identificados de las dinámicas de arfada, balanceo y cabeceo para ángulos de incidencia de 90 a 180 grados vienen mostrados en *Anexo D*. Las conclusiones se presentan en la Sección 4.8.

4.2 Cómo construir modelos

El asunto que se trata es cómo construir modelos de sistemas físicos reales. Básicamente se tienen dos fuentes principales para el conocimiento de las propiedades del sistema. Una es la experiencia de los expertos y las leyes de la naturaleza, y la otra es el sistema en sí y la observación del mismo. En base a estos dos recursos, se puede decir que hay dos principios para la construcción de modelos (Figura 4.3):

- Modelos físicos. Para el modelado físico se emplean las leyes naturales que lo describen. Esta técnica tiene como ventaja su amplio rango de validez y la incorporación del proceso básico físico. Pero también suele ser una tarea larga y costosa, y requiere la experiencia y el conocimiento previo del sistema. Existe una gran cantidad de publicaciones relacionadas con el modelado de barcos (Fossen, 1994; 2002; Lewis, 1989; LLoyd, 1998).

- Identificación. Se basa en la observación directa del sistema y obtención de resultados, para obtener finalmente un modelo que ajuste sus propiedades a las del sistema. Se emplea como complemento del primer método. Se basan únicamente en los datos experimentales de entrada-salida. Generalmente crean modelos lineales, que no requieren la realización de hipótesis previas, y no necesitan un conocimiento previo de los mecanismos físicos internos.

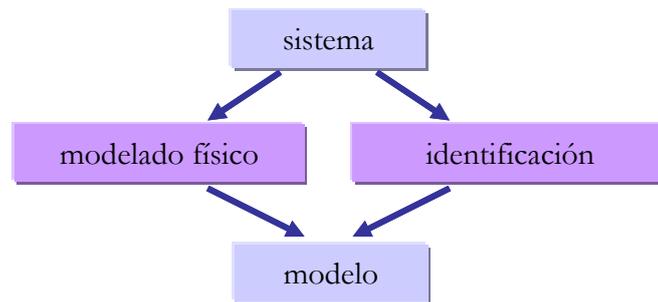


Figura 4.3. Modelado de sistemas.

En este trabajo se ha realizado el modelado del sistema del buque siguiendo el método de identificación de sistemas.

Los modelos obtenidos mediante la identificación de sistemas tienen las siguientes propiedades, en contraste con los modelos basados únicamente en el modelado físico:

- Tienen validez limitada, pues son válidos para un punto de trabajo determinado, un determinado tipo de entrada, proceso, etc.
- Proporcionan un escaso conocimiento del comportamiento físico, pues en la mayoría de los casos los parámetros no tienen significado físico. Los parámetros se emplean sólo como herramienta para dar una buena descripción del comportamiento del sistema.
- Son relativamente fáciles de construir y usar.

Sin embargo, no hay que pensar que la identificación no requiere una interacción con el usuario. Las razones para ello son

- Se debe encontrar una estructura del modelo adecuada. Esto puede llegar a ser una tarea difícil.
- Los datos que se obtienen no son exactamente “perfectos”. Se debe tener en cuenta que los datos registrados contienen ruido.
- El proceso puede variar en el tiempo.
- Puede resultar difícil definir las variables o señales fundamentales para el modelo.

4.3 Justificación del modelo y validez de la teoría lineal

Tal y como se ha indicado en la introducción, el estudio en este capítulo se centra en el control de estabilización para los movimientos acoplados de arfada, cabeceo y balanceo de un barco de alta velocidad.

Mantener una trayectoria, cambiar de velocidad, y maniobrar implica en un barco la acción de fuerzas, momentos y movimientos actuando en todas las direcciones en el plano horizontal. Las fuerzas y momentos que actúan sobre un barco durante una maniobra pueden descomponerse en cuatro tipos de fuerzas:

- Fuerzas hidrodinámicas actuando sobre el casco y apéndices debido a la velocidad y aceleración del barco y rotaciones de hélices y demás actuadores.
- Fuerzas de reacción inerciales causadas por la aceleración del barco.
- Fuerzas externas ambientales debidas a viento, olas y corrientes.
- Fuerzas externas tales como propulsores o remolcadores.

Las razones para realizar el control y reducir los movimientos de un barco son tan variadas como tipos de barco existen. En el caso de un crucero, por ejemplo, los movimientos excesivos podrían interferir en las actividades recreativas de los pasajeros y en su confort. En el caso de los cargueros, más de la mitad de la carga se encuentra sobre cubierta, donde estará sujeta a grandes aceleraciones debidas al balanceo. En algunas situaciones esto podría causar destrozos o deterioro en la carga de los contenedores, y en otras situaciones más severas podría ocurrir un fallo en el amarre y perderse la carga. En otras ocasiones, la carga y demás mercancía bajo cubierta de los cargueros ordinarios o

también en barcos mineros, podrían desplazarse y generar daños en el barco. En barcos de guerra, movimientos exagerados pueden también acarrear serios problemas, como disminuir la precisión o preparación de la tripulación para el combate, y afectar negativamente al rendimiento de su propio sistema de armas. En cuanto a plataformas “fuera de costa” (*offshore*) y barcos petroleros, requieren de movimientos muy pequeños, con el fin de desarrollar correctamente las operaciones de trabajo. En este último caso la característica más importante es la amplitud de los movimientos, mientras que en las anteriores situaciones mencionadas, son las velocidades o aceleraciones la principal preocupación.

Por tanto, la idea de diseñar un sistema control es conseguir fuerzas adicionales que reducen o mejoran la respuesta del movimiento del casco. La siguiente pregunta es qué movimientos se pueden ver sensiblemente influenciados por una fuerza adicional sobre el barco. Los movimientos horizontales de desplazamiento lateral, guiñada, y dirección de avance son movimientos no restaurables (*unrestored*), que no presentan resonancia, y sus amplitudes en aguas profundas nunca son mayores que la amplitud de la ola, o en el caso del ángulo de guiñada, que su pendiente (*slope*). Así, estos movimientos raramente conforman un problema por sí mismo. Además, estos movimientos son causados por fuerzas de excitación, que son comparables con el peso del barco, en el caso de guiñada, con el producto del peso por la longitud del barco. De esta forma, es poco razonable esperar que cualquier fuerza adicional pequeña sea capaz de producir un efecto comparable en magnitud. Únicamente se emplea o requiere para estos casos el conocido control de rumbo (*steering*).

En cuanto a los movimientos que tienen componente vertical (arfada, cabeceo, y balanceo), estos presentan fuerzas de restauración. Para estos modos, el barco se comporta de alguna forma como un sistema masa-resorte. Estos movimientos exhiben resonancia y responden con amplitudes en algunos casos mayores que la pendiente de ola, y en el caso del movimiento de arfada, mayores que la amplitud de ola. El factor de magnificación o RAO (*Response Amplitude Operator*), definido como la relación entre la amplitud de movimiento en olas regulares y la amplitud de ola (o pendiente de ola en su caso) a la frecuencia de resonancia, varía considerablemente entre los tres movimientos. El factor RAO para el movimiento de arfada para un barco típico es menor que 1.3. Para el caso del

cabeceo, raramente es mayor de 1.5, mientras que para el balanceo puede llegar a ser mayor que 10 (Lewis, 1989).

Así, la casi total falta de amortiguamiento de estos tres modos (en especial el balanceo) implica que pequeñas fuerzas adicionales a este amortiguamiento pueden conseguir reducciones significativas en la respuesta, que contribuyan directamente a la reducción del índice de mareo, y por tanto a la mejora en la seguridad y confort en la navegación. Por esta razón, el trabajo que ocupa este capítulo y los dos siguientes se centra en el control de las dinámicas de estos tres modos: arfada, cabeceo, y balanceo.

Como ya se ha comentado, una consecuencia directa del desarrollo de una teoría linealizable sobre las ecuaciones de movimiento no lineales en los seis grados de libertad del barco, y con simetría babor/estribor, es la consideración del desacoplo entre los movimientos longitudinales o en el plano vertical (dirección, arfada, cabeceo), de los tres movimientos transversales o en el plano horizontal (desplazamiento lateral, balanceo, guiñada).

Las ecuaciones no lineales de movimiento de un buque se pueden escribir de la siguiente forma a partir de la mecánica clásica (Fossen, 2002; Pérez, 2005):

$$\begin{aligned}
m[\dot{u} - vr + wq - x_0(q^2 + r^2) + y_0(pq - \dot{r}) + z_0(pr + \dot{q})] &= X \\
m[\dot{v} - wp + ur - y_0(r^2 + p^2) + z_0(qr - \dot{p}) + x_0(qp + \dot{r})] &= Y \\
m[\dot{w} - uq + vp - z_0(p^2 + q^2) + x_0(rp - \dot{q}) + y_0(rq + \dot{p})] &= Z \\
I_x \dot{p} + (I_z - I_x)qr - (\dot{r} + pq)I_{xz} + (r^2 - q^2)I_{yz} + (pr - \dot{q})I_{xy} + \\
&\quad + m[y_0(\dot{w} - uq + vp) - z_0(\dot{v} - wp + ur)] = K \\
I_y \dot{q} + (I_x - I_z)rp - (\dot{p} + qr)I_{xy} + (p^2 - r^2)I_{zx} + (qp - \dot{r})I_{yz} + \\
&\quad + m[z_0(\dot{u} - vr + wq) - x_0(\dot{w} - uq + vp)] = M \\
I_z \dot{r} + (I_y - I_x)pq - (\dot{q} + rp)I_{yz} + (q^2 - p^2)I_{xy} + (rq - \dot{p})I_{zx} + \\
&\quad + m[x_0(\dot{v} - wp + ur) - y_0(\dot{u} - vr + wq)] = N
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Donde $[X, Y, Z]^T$ y $[K, M, N]^T$ son la fuerza y momento externos medidos en el sistema móvil fijo al barco $X_0Y_0Z_0$, $[u, v, w]^T$ son las velocidades lineales en el sistema móvil, $[p, q, r]^T$ es la velocidad angular del sistema fijo al barco respecto al sistema inercial XYZ . La posición del sistema fijo respecto al sistema inercial viene dado por $[x_0, y_0, z_0]^T$, m es la

masa, y $I_x, I_y, I_z, I_{xy} = I_{yx}, I_{xz} = I_{zx}, I_{yz} = I_{zy}$, son los momentos y productos de inercia alrededor de los ejes $X_0Y_0Z_0$.

Las tres primeras ecuaciones representan el movimiento de traslación, mientras que las tres últimas el movimiento rotacional. Estas ecuaciones dinámicas no lineales en seis grados de libertad, pueden expresarse de forma vectorial como (Fossen, 1994):

$$M\dot{v} + C(v)v = \tau \quad (4.2)$$

donde M es la matriz de inercia (incluidas las masas añadidas), $C(v)$ es la matriz de aceleración centrípeta y de Coriolis (incluidas masa añadidas), $v = [u, v, w, p, q, r]^T$ es el vector velocidad generalizada en el sistema móvil, y $\tau = [X, Y, Z, K, M, N]^T$ es el vector generalizado de fuerzas y momentos externos.

La asunción de linealidad en la respuesta del barco permite emplear muchas técnicas de análisis desarrolladas en otros campos. El oleaje puede considerarse un proceso aleatorio, y por tanto se pueden emplear técnicas espectrales para definir las características del mismo. La respuesta del barco al oleaje también es un proceso aleatorio. Es importante notar que únicamente mediante el conocimiento de las respuestas del barco a olas regulares de diferentes frecuencias, se puede predecir la tendencia de la respuesta al oleaje real aleatorio. De acuerdo a esto, quedan justificados los modelos empleados que se han obtenido mediante identificación de sistemas de las respuestas de los barcos a olas regulares con diferentes ángulos de incidencia.

La linealización de las ecuaciones de movimiento se realiza bajo la suposición de pequeños movimientos del barco. Asumir así esta teoría lineal para el comportamiento del barco supone la consideración de naves delgadas (*slender*), y de estados de la mar de bajos a moderados. De forma estricta, la teoría lineal considera que la nave tiene forma perfecta, navega sobre un curso directo a velocidad constante, sobre olas de peso infinitesimal, y nunca experimenta movimientos que permiten al filo de cubierta (*deck edge*) alcanzar la superficie libre. Investigaciones tanto teóricas como prácticas han demostrado que un análisis lineal de los movimientos del barco da excelentes predicciones sobre una gran variedad de condiciones del mar y tipos de barcos. En ingeniería, para la aplicación práctica, normalmente es mucho más importante que una aproximación o teoría produzca resultados útiles y razonablemente correctos, más que su rigurosidad en un sentido

puramente matemático, por lo que la validez de la teoría lineal en el contexto que estamos hablando significa únicamente el grado en el cual una herramienta práctica está disponible, y la experiencia ha demostrado que la teoría lineal nos ha llevado hacia respuestas útiles y razonables, incluso bajo condiciones en la que la propia suposición claramente ha sido violada.

4.4 Identificación de sistemas

De forma general, el procedimiento de identificar un modelo de un sistema dinámico a partir de los datos observados de entrada-salida envuelve tres pasos básicos:

- Registro de los datos de entrada-salida
- Obtención de un conjunto de modelos candidatos (estructura del modelo).
- Determinación de un criterio para la selección de un modelo particular dentro del conjunto, basado en la información que proporcionan los datos (método de identificación).

En términos generales, un proceso de identificación se lleva a cabo con la excitación del sistema (usando alguna clase de señal de entrada, como una señal escalón, senoide ó señal aleatoria) y observando las entradas y salidas sobre un intervalo de tiempo dado. Entonces se intenta fijar un modelo del proceso paramétrico a las secuencias de datos entrada-salida registrados.

El primer paso es determinar una forma ó estructura apropiada del modelo. Como siguiente paso se emplea algún método para estimar los parámetros desconocidos del modelo. En la práctica, las estimaciones de estructura y parámetros se hacen de forma iterativa. Esto significa que se selecciona una posible estructura y luego se estiman los correspondientes parámetros. El modelo obtenido es entonces validado para ver si es una representación adecuada del sistema. Si no es el caso, se considera otra estructura de modelo más compleja, se estiman los parámetros, se valida el modelo, y así sucesivamente hasta encontrar el mejor modelo. Un esquema del procedimiento se puede ver en la Figura 4.4 (Söderström y Stoica, 1989).

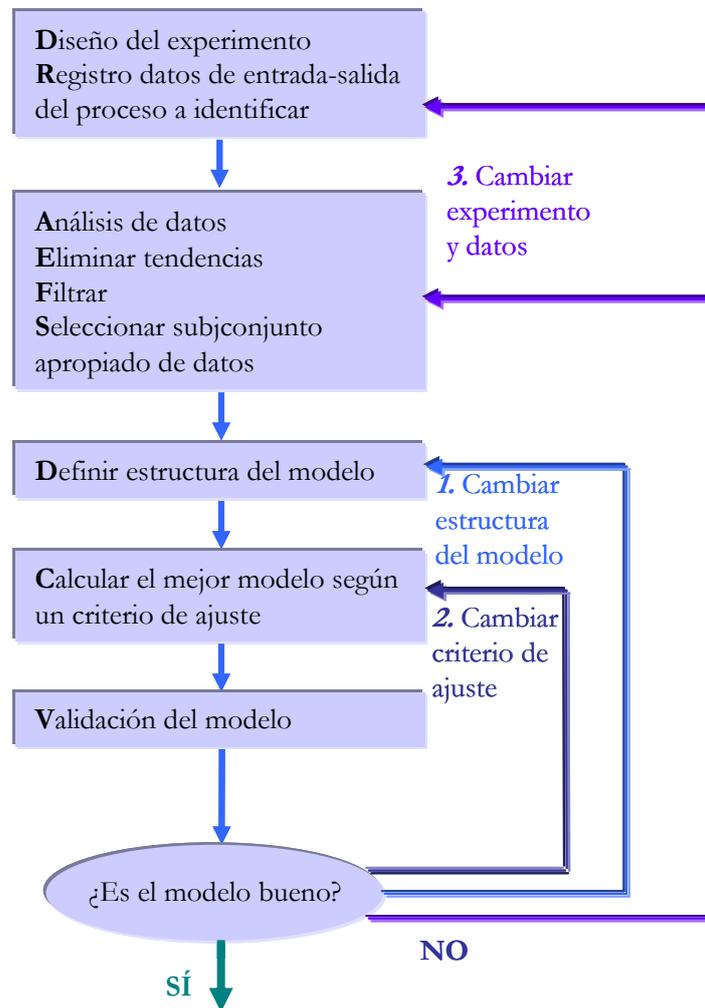


Figura 4.4. Procedimiento de identificación.

4.4.1 Diseño del experimento. Descripción del sistema

La identificación de sistemas tiene como punto de partida la observación experimental del comportamiento del sistema. Por tanto, lo primero que se necesita es ese conjunto de datos experimentales observados. Para ello, se dispone de dos modelos a escala del buque TF-120 (Sylvia-Ana) en el Canal de Experiencias Hidrodinámicas de El Pardo (CEHIPAR). El primero a escala 1:25, y el segundo es un modelo autopropulsado con escala 1:40. Para analizar la dinámica del sistema, se han realizado pruebas con diferentes tipos de olas, diferentes velocidades del buque (20, 30, 40 nudos) y diferente ángulo de incidencia ola barco. El canal cuenta también con un programa de simulación, PRECAL, que reproduce unas condiciones específicas y usa un modelo geométrico del buque con el fin de predecir

el comportamiento dinámico. PRECAL resuelve las ecuaciones físicas de la dinámica del buque empleando la Teoría de Bandas (Fossen, 2002). Los resultados de este programa de simulación también se han empleado para el modelado del sistema que se está considerando.

4.4.2 Registro de datos entrada-salida

Los datos de entrada-salida experimentales son generados por el programa de simulación PRECAL, que modela la geometría y el comportamiento del modelo físico. Los datos se generan para olas regulares, con las siguientes características

- Frecuencia natural de ola dentro del rango $[0.393, 1.147]$ rad/s,
- Ángulos de incidencia $90^\circ, 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ, 165^\circ, 180^\circ$,
- Velocidad del buque de 20, 30 y 40 nudos.

Los ensayos consisten en la excitación del sistema buque mediante el oleaje (entrada *ola* (m)). Para cada tipo de ola (definida por la frecuencia ω y ángulo de incidencia μ), y para cada velocidad de buque, se mide la respuesta del barco: fuerzas totales de arfada, avance y desplazamiento lateral, momentos totales de balanceo, cabeceo y guiñada, y los movimientos en los seis modos correspondientes.

En nuestro caso interesan los modos arfada, cabeceo y balanceo. Las salidas del sistema relacionadas con estos modos que se miden son, en el dominio de la frecuencia, las siguientes (BAZAN, 1995):

- Amplitud ([KNm]) y fase ($^\circ$) de la fuerza total de excitación de arfada.
- Magnitud ($^\circ/m$) y fase ($^\circ$) del movimiento arfada de respuesta.
- Amplitud ([KNm/m]) y fase ($^\circ$) del momento total de excitación cabeceo.
- Magnitud ($^\circ/m$) y fase ($^\circ$) del movimiento cabeceo de respuesta.
- Amplitud ([KNm/m]) y fase ($^\circ$) del momento total de excitación de balanceo.
- Magnitud ($^\circ/m$) y fase ($^\circ$) del movimiento de balanceo de respuesta.

El esquema en diagrama de bloques del modelo del sistema a identificar es el que viene dado por la Figura 4.5.

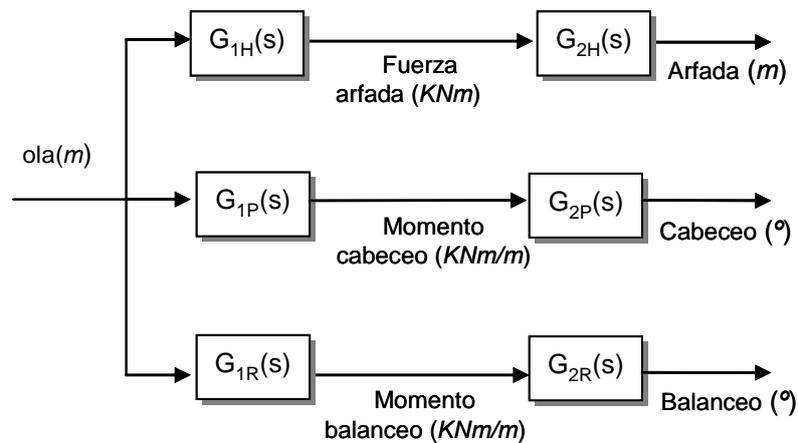


Figura 4.5. Diagrama de bloques del sistema buque.

Las funciones de transferencia a identificar son las siguientes:

- $G_{1H}(s)$: de altura ola (m) a fuerza de arfada (kN).
- $G_{2H}(s)$: de fuerza de arfada (kN) a movimiento de arfada (m).
- $G_{1P}(s)$: de altura ola (m) a momento de cabeceo (kNm).
- $G_{2P}(s)$: de momento de cabeceo (kNm) a movimiento de cabeceo (grados).
- $G_{1R}(s)$: de altura ola (m) a momento de balanceo (kNm).
- $G_{2R}(s)$: de momento de balanceo (kNm) a movimiento de balanceo (grados).

Por el principio de superposición lineal, se cumple

$$G_Z(s) = G_{1Z}(s) \cdot G_{2Z}(s); \quad Z = \{H, P, R\} \quad (4.3)$$

Por tanto, a partir de los datos de entrada-salida que se tienen, se identifican de forma directa las funciones de transferencia $G_Z(s)$ de entrada ola y salida arfada ($Z=H$), cabeceo ($Z=P$), y balanceo ($Z=R$), y $G_{1Z}(s)$ de entrada ola y salida fuerza de arfada, momento de cabeceo, ó momento de balanceo. La identificación de las funciones $G_{2Z}(s)$ se realiza de forma indirecta, haciendo uso de la relación (4.3).

4.4.2.1 Frecuencia de encuentro

Para la construcción de los modelos, se debe tener en cuenta desde el principio que si un buque incide sobre olas regulares de frecuencia natural ω_0 a un ángulo cualquiera μ , la

frecuencia de oscilación de respuesta del barco se desplazará a la frecuencia de encuentro de ola ω_e según:

$$\omega_e = \omega_0 - \frac{\omega_0^2}{g} U_0 \cos \mu \quad (4.4)$$

En esta expresión, ω_0 es la frecuencia natural de la ola, g es la aceleración de la gravedad (9.8 m/s²), y U_0 es la velocidad del buque. Este desplazamiento es análogo al efecto Doppler en sonido y en ondas electromagnéticas. Para olas que vienen de proa ($\mu = 180^\circ$), la frecuencia de encuentro es mayor que la frecuencia absoluta. Para olas de popa ($\mu = 0^\circ$), la frecuencia de encuentro es menor, y puede llegar a ser cero cuando la velocidad del barco es igual que la velocidad de fase de la ola.

4.4.3 Criterio de ajuste

Una vez visto el tipo de experimento o simulación que se realiza en el sistema a modelar, y analizados los datos de entrada y salida, el siguiente paso es fijar una estructura del modelo y un criterio de ajuste, en base al cual se pueda elegir el mejor modelo que reproduzca de forma más adecuada el comportamiento del sistema barco.

Se debe tener siempre presente la finalidad de la obtención de un modelo matemático del sistema, para considerar la idoneidad del mismo. Se necesita un modelo que permita el diseño de un controlador que consiga la reducción de las componentes arfada, cabeceo y balanceo, y así conseguir reducir el índice de mareo.

La identificación de sistemas da el modelo matemático del sistema en forma de función de transferencia. Los datos de la simulación son obtenidos en el dominio de la frecuencia. Por tanto, se realiza un análisis en el dominio de la frecuencia para llevar a cabo la estimación paramétrica de las funciones de transferencia.

De esta manera, considerando la función de transferencia parametrizada general (4.5), la estimación del modelo consiste en el ajuste de la respuesta en frecuencia ó diagrama de Bode de una función de transferencia con un número fijado de ceros y polos (estructura del modelo) a los datos experimentales.

$$G(s, \theta) = \frac{B(s, \theta)}{A(s, \theta)} = \frac{b_{m+1}s^m + b_m s^{m-1} + \dots + b_1}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1} \quad (4.5)$$

Para la identificación del modelo se emplea un método paramétrico, caracterizado por el ajuste de los datos registrados a un vector de parámetros estimado θ .

$$\theta = (b_{m+1}, b_m, b_{m-1}, \dots, b_1, a_n, a_{n-1}, \dots, a_1) \quad (4.6)$$

El vector de parámetros θ se determina minimizando la suma de los cuadrados de una función error. Se define la función de coste $J(\theta)$ como:

$$J(\theta) = \sum_{i=1}^N |G(j\omega_i) - G(j\omega_i, \theta)|^2 \quad (4.7)$$

de manera que se obtenga el vector de parámetros θ tal que

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} J(\theta) \quad (4.8)$$

Para la resolución del problema de minimización, que lleva a la estimación de un modelo en función de transferencia, se debe tener en cuenta los siguientes factores o restricciones:

1. Un conocimiento a priori del comportamiento de la dinámica de buques establece que a baja frecuencia la amplitud de las respuestas de cabeceo y balanceo deben ser cero, mientras que la amplitud de la respuesta arfada debe tender a uno. Esto es

$$\begin{aligned} &\bullet \text{ Arfada: } G_{1H}(j\omega), G_{2H}(j\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} 1 \\ &\bullet \text{ Cabeceo: } G_{1P}(j\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} 0 \\ &\bullet \text{ Balanceo: } G_{1R}(j\omega) \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

que se traduce para el vector de parámetros θ en:

$$\begin{aligned} &\bullet G_{1H}(s) \text{ y } G_{2H}(s) \rightarrow |a_1| = |b_1| \\ &\bullet G_{1P}(s) \rightarrow |b_1| = 0 \\ &\bullet G_{1R}(s) \rightarrow |b_1| = 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

2. El sistema debe ser estable. Esto se traduce en que los polos de la función de transferencia deben estar en el semiplano s negativo. Así, un modo de asegurar la

estabilidad de las funciones de transferencia de los modelos estimados es re-parametrizar tal que:

$$G(s, x) = \frac{x_{n+m+1}s^m + x_{n+m}s^{m-1} + \dots + x_{n+1}}{\prod_{i=1}^{npc} (s^2 + 2x_{2i-1}s + x_{2i-1}^2 + x_{2i}^2) \prod_{i=1}^{nps} (s + x_{npc+i})} \quad (4.11)$$

con $n = nps + npc$ y

$$\begin{cases} x_{2i-1} < -0.005 & \text{para } i = 1, 2, \dots, npc \\ x_{npc+i} < -0.005 & \text{para } i = 1, 2, \dots, nps \end{cases} \quad (4.12)$$

Entonces, finalmente, los parámetros x se obtendrán minimizando la relación

$$\sum_{i=1}^N |G(j\omega_i) - G(j\omega_i, x)|^2 \text{ sujeto a (4.8) and (4.10)} \quad (4.13)$$

Es importante notar que la restricción $|a_1| = |b_1|$ es una función fuertemente no lineal de x . Este problema de minimización no lineal con restricciones no lineales se comenta y resuelve en (Aranda *et al.*, 2004a).

Los valores iniciales se obtienen mediante algoritmos genéticos (Michalewicz, 1999), o generados de forma aleatoria. La solución de la ecuación (4.13) se emplea como punto de partida inicial de un procedimiento multi-paso (*multistep*) también conocido como método de las variables alternantes (*alternating variables method*) (Fletcher, 1991).

El procedimiento multi-paso viene motivado por el hecho de que no se cuenta con las medidas directas de las dinámicas de fuerza a movimiento de arfada ($G_{2H}(s)$), de momento a movimiento de cabeceo ($G_{2P}(s)$), y de momento a movimiento de balanceo ($G_{2R}(s)$).

Por tanto, las funciones de transferencia $G_{1Z}(s)$ y $G_Z(s)$ (con $Z = \{H, P, R\}$) se estiman directamente a partir de (4.13). Y la solución obtenida se usa para identificar la función de transferencia $G_{2Z}(s)$ ($Z = H, P$ o R) minimizando

$$\sum_{i=1}^N |G_Z(j\omega_i) - G_{1Z}(j\omega_i, x_a)G_{2Z}(j\omega_i, x_b)|^2 \text{ sujeto a (4.8) y (4.10)} \quad (4.14)$$

De forma sucesiva, x_a se determina para x_b fijo, y x_b se determina para x_a fijo, siendo $G_Z(j\omega_i)$ los datos de la simulación y $Z = H, P$ o R .

4.5 Discusión al método de identificación

En esta sección se llevan a cabo diferentes sugerencias sobre el método de ajuste descrito en la sección previa, que darán lugar a una nueva aproximación mejorada para el método de identificación de sistemas. Las cuestiones fundamentales que se plantean son:

- Elección de la señal de excitación y la estructura de la planta.
- Parametrización de las funciones de transferencia.
- Obtención de los valores iniciales.
- El procedimiento multi-paso.

4.5.1 Elección de la señal de excitación y estructura la planta

Como las dinámicas de arfada, cabeceo y balanceo de un barco se describen mediante ecuaciones diferenciales no lineales (Kenevissi, 2003), la elección del tipo de señal de excitación es importante. Está demostrado que la respuesta en frecuencia de un sistema es diferente dependiendo de la señal de excitación que se emplee.

Se debe tratar que el tipo y potencia de las olas empleadas para el proceso de identificación lineal (aproximación lineal del comportamiento no lineal real) coincida con el tipo y potencia de ola que el controlador ó sistema de actuadores se encuentre en el escenario real.

En nuestro caso particular, el proceso de identificación se lleva a cabo mediante el empleo de olas regulares, y la validación se realiza con olas irregulares. Las olas regulares no se dan en la naturaleza, pero el empleo de este tipo de señal sinusoidal es de gran utilidad para el método seguido de identificación y la obtención de un modelo lineal. El rango de frecuencia de las olas empleadas, y la altura de las mismas, comprenden el espectro de frecuencias y amplitudes de las olas irregulares, que son el caso real que se puede encontrar el sistema real.

En la identificación de sistemas la determinación de la estructura del modelo es un factor muy importante. Una estructura de modelo sobre-parametrizada puede dar lugar a una carga computacional innecesaria tanto en la estimación de los parámetros como en el uso del propio modelo ya estimado. Y un modelo sub-parametrizado podría ser impreciso. Por tanto, es necesario emplear algún método que ayude a encontrar una estructura de modelo apropiada.

En la práctica, la elección del modelo está sujeta también a la finalidad ó el uso que se le va a dar a este modelo. Por ejemplo, un regulador estabilizador, como es el caso que ocupa, puede a menudo basarse en un modelo de bajo orden, mientras que si se quiere un modelo que describa un proceso físico rigurosamente, se necesitará un modelo más complicado.

Normalmente se realiza la identificación de procesos para un conjunto de modelos de orden creciente. Entonces se debe saber cuándo el orden del modelo es apropiado, es decir, cuándo parar. Es obvio decir que ningún conjunto de datos real puede ser modelado exactamente por un modelo lineal de orden finito. Sin embargo, los métodos para encontrar el orden de modelo correcto se basan en la hipótesis estadística que supone que los datos vienen de un sistema real dentro de la clase de modelo considerado.

En relación al problema de la selección de la estructura del modelo, se plantea la siguiente cuestión: En los diagramas de Bode ó respuesta en frecuencia que comparan la función de transferencia modelada con los datos experimentales, se observa en altas frecuencias una cierta discrepancia entre el modelo obtenido y los datos. Un ejemplo de este hecho se puede observar en la Figura 4.6, que muestra el modelo identificado para la planta de entrada ola y salida fuerza arfada $G_{IH}(s)$ para incidencia de ola de $\mu=135^\circ$ junto con los datos experimentales. Esto lleva a preguntarse si estas diferencias se deben a un comportamiento no lineal intrínseco de los modos arfada, cabeceo y balanceo, o a una simplificación deliberada de la dinámica lineal.

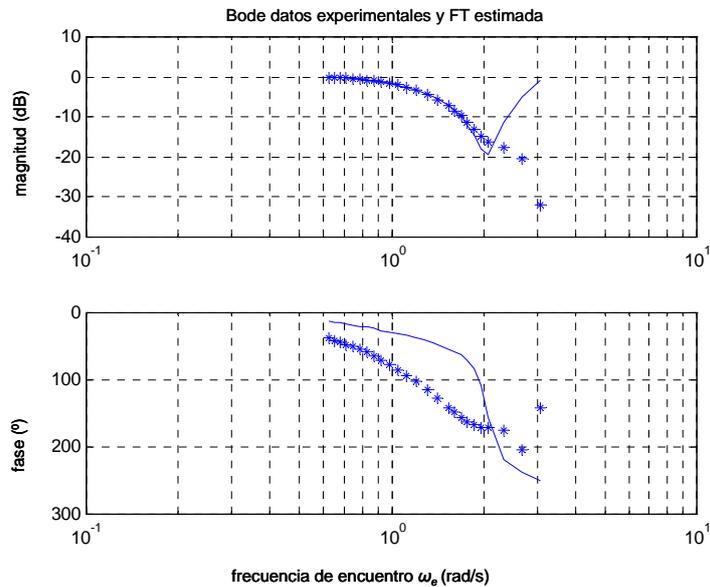


Figura 4.6. Diagrama de Bode de $G_{1H}(s)$ y datos experimentales ($\mu=135^\circ$), con la primera aproximación del método de identificación.

De esta manera, se propone el empleo de los criterios clásicos de selección de modelo, como son el criterio de información de Akaike (AIC), y el test de autocorrelación de los residuos para comprobar si es ruido blanco (Ljung, 1999; Söderström y Stoica, 1989) como una forma de garantizar que se ha obtenido la mejor aproximación lineal, y por tanto, que los errores que aparecen se deben a efectos no lineales.

Por tanto, en este trabajo se procede a la aplicación de estos criterios para asegurar la elección de la mejor estructura del modelo, y por tanto, la mejor linealización. A continuación se comentan los criterios empleados.

4.5.1.1 Criterio de información de Akaike (AIC)

Uno de los métodos para la selección de la estructura del modelo consiste en la penalización de alguna manera del decrecimiento de la función de coste V , debido al incremento del número de parámetros del modelo. La estructura de modelo seleccionada es la que dé el valor menor según este criterio.

Una forma general para este tipo de criterio viene dado por la expresión

$$W_N = N \log V_N(\hat{\theta}) + \gamma(N, p) \quad (4.15)$$

donde $\gamma(N, p)$ es una función del número de datos N y del número de parámetros p , que penaliza los modelos de orden alto. Por tanto, debe crecer con el valor de p . El factor N multiplicando el término $\log V_N(\theta)$ garantiza a su vez que el término de penalización γ no oculte la disminución de la función de coste $V_N(\theta)$ debido al aumento de estructuras sub-parametrizadas.

Para el criterio de información de Akaike, el término $\gamma(N, p) = 2p$. Así

$$AIC = N \log V_N(\hat{\theta}_N) + 2p \quad (4.16)$$

De acuerdo con la teoría de Akaike, en una colección de modelos diferentes, se selecciona aquella con el valor menor de *AIC*.

4.5.1.2 Test de autocorrelación

Otra de las cuestiones que pueden aparecer en la búsqueda del orden de modelo apropiado, a parte de qué estructura elegir entre varias estructuras candidatas (que resuelve el Criterio de Información de Akaike), es saber si el modelo es suficientemente flexible, esto es, si el orden es suficientemente alto como para cubrir el sistema real.

Básicamente hay dos formas de resolver esta cuestión:

- Empleo de gráficas y sentido común
- Usar la estadística en el error de predicción $\varepsilon(t, \theta)$

Un método muy empleado es el test de autocorrelación, que dice si el error de predicción ó residuo $\varepsilon(t, \theta)$ es ruido blanco de media cero.

Si $\varepsilon(t, \theta)$ es ruido blanco, entonces su función de covarianza es cero excepto en $\tau=0$.

La función de covarianza viene dada por

$$\hat{r}_\varepsilon(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N-\tau} \varepsilon(t+\tau)\varepsilon(t) \quad \tau \geq 0 \quad (4.17)$$

Tras varias suposiciones, y desarrollos matemáticos, se llega a esta expresión final

$$\frac{N}{\hat{r}_\varepsilon^2(0)} \sum_{i=1}^m \hat{r}_\varepsilon^2(i) = Nr^T r / \hat{r}_\varepsilon^2(0) \xrightarrow{\text{dist}} \chi^2(m) \quad (4.18)$$

La forma de aplicarlo y ponerlo en práctica es la siguiente: Considérese la expresión $Nr^T r / \hat{r}_\varepsilon^2(0)$, y la variable aleatoria x que tienen distribución χ^2 con m grados de libertad. Se define $\chi_\alpha^2(m)$ como

$$\alpha = P(x > \chi_\alpha^2(m)) \quad (4.19)$$

donde α toma valores típicos entre 0.01 y 0.1. En el caso que se está estudiando se toma el valor $\alpha=0.05$. De esta forma, se considera el siguiente criterio:

- Si $Nr^T r / \hat{r}_\varepsilon^2(0) > \chi_\alpha^2(m) \Rightarrow \varepsilon(t)$ no es ruido blanco \Rightarrow El modelo no es válido
- Si $Nr^T r / \hat{r}_\varepsilon^2(0) \leq \chi_\alpha^2(m) \Rightarrow \varepsilon(t)$ es ruido blanco \Rightarrow El modelo es válido

4.5.2 Parametrización y valores iniciales

En un principio, con el fin de asegurar la estabilidad del sistema, se llevó a cabo una reparametrización de las funciones de transferencia (4.11). Como consecuencia, la restricción (4.10) resulta en una función de coste (4.13) que corresponde a un problema de minimización no lineal, y con restricciones no lineales, dado que, por ejemplo, la condición $|a_1| = |b_1|$ es fuertemente no lineal con x .

Así, este modo de parametrización genera diferentes inconvenientes:

- La función de coste (4.13) es una función fuertemente no cuadrática. Por tanto, la generación de valores iniciales no es trivial, especialmente para sistemas de orden alto.

- La selección del modelo es más complicada, puesto que se deben señalar el número de polos simples y el número de polos complejos. Sin embargo, el tipo de parametrización (4.5) sólo necesita el número de polos n .
- Los optimizadores no lineales que se basan en teorías derivativas clásicas (Fletcher, 1991), pueden dar lugar a polos de multiplicidad mayor que uno. Sin embargo, el tipo de parametrización (4.5) ni impone ni excluye posiciones de un polo en particular, ni multiplicidades del mismo.

Estos problemas se pueden resolver de la siguiente manera:

Empleando la parametrización (4.5), la función de coste se puede escribir de la siguiente manera

$$\sum_{i=1}^N \left| G(j\omega_i) - \frac{B(j\omega_i, \theta)}{A(j\omega_i, \theta)} \right|^2 \text{ sujeto a (4.8) y (4.10)} \quad (4.20)$$

De esta modo, la restricción no lineal $|a_1| = |b_1|$ se puede satisfacer fácilmente minimizando la función de coste dos veces: primero imponiendo la condición $a_1 = b_1$, a continuación, imponiendo la condición $a_1 = -b_1$, y finalmente seleccionando la solución que dé la menor función de coste.

Siguiendo la misma línea, se pueden obtener valores iniciales para (4.20) de alta calidad mediante una estimación de mínimos cuadrados lineales

$$\sum_{i=1}^N \left| A(j\omega_i, \theta)G(j\omega_i) - B(j\omega_i, \theta) \right|^2 \text{ sujeto a (4.8)} \quad (4.21)$$

En cuanto a la condición de estabilidad, hay dos aproximaciones diferentes. O bien se impone la restricción durante el mismo procedimiento de minimización como se propone en este método y en Van Gestel *et al.* (2001), o bien se resuelve primeramente un problema de eliminación de ruido sin restricciones y luego se calcula una aproximación estable (Mari, 2000).

4.5.3 Procedimiento multi-paso

Como se ha comentado en secciones anteriores, los datos de entrada-salida experimentales que se obtienen a partir de las simulaciones son los de entrada ola y salida fuerzas o momentos, y los de entrada ola y salidas movimiento. Estos datos se emplean para la identificación de los modelos de las funciones de transferencia $G_{1Z}(s)$ y $G_Z(s)$, donde $Z=\{H, P, R\}$.

Este procedimiento se conoce como procedimiento multi-paso ó método de las variables alternantes (*multistep or alternating variables method*) (Fletcher, 1991). El problema que da este tipo de métodos es que con frecuencia suele ser ineficiente, y no asegura la convergencia en un punto estacionario de (4.14).

Por tanto, se puede plantear la cuestión de minimizar la función de coste (4.14) de forma que simultáneamente estime los parámetros x_a y x_b . Si se emplea el tipo de parametrización (4.5), este tipo de resolución es fácil si se considera la expresión (4.21) que da valores iniciales de gran calidad, es decir, próximos al punto de convergencia. .

4.6 Una nueva aproximación del problema de identificación

Una vez planteadas las cuestiones y cómo resolverlas, en esta sección se describe el procedimiento empleado para la identificación de los modelos, considerando todos los comentarios y planteamientos expuestos en las secciones previas.

4.6.1 Obtención de los datos de entrada-salida

Para cada caso particular de respuesta de fuerza, momento ó movimiento arfada, cabeceo y balanceo, se tiene inicialmente un conjunto de N puntos experimentales de amplitud $|G(j\omega_i)|$ y fase $\arg(G(j\omega_i))$, para cada tipo de ola, caracterizado por su frecuencia natural ω_{0i} , con $i=1\dots N$.

Las olas de excitación que emplea el programa PRECAL, tienen una frecuencia natural comprendida en el rango $[0.39, 1.14]$ rad/s.

Se debe tener en cuenta, como ya se comentó en el apartado 4.4.2.1, que la frecuencia de oscilación de respuesta de un barco, cuando incide una ola de frecuencia natural ω_0 , con un ángulo μ , es la frecuencia de encuentro ω_e , que se determina a partir de la expresión (4.4). Así, la frecuencia de trabajo será la frecuencia de encuentro.

Con todo esto, se tienen como punto de partida los datos de respuesta experimentales $G(j\omega_{ei})$, $i=1..N$, expresados de forma binomial

$$G(j\omega_{ei}) = |G(j\omega_{ei})| \cdot \cos(\arg(G(j\omega_{ei}))) + j \cdot |G(j\omega_{ei})| \cdot \sen(\arg(G(j\omega_{ei}))) \quad (4.22)$$

4.6.2 Criterio de ajuste

Tal como se ha comentado, el problema de identificación se resuelve como un problema de optimización. Se tiene la función de transferencia a estimar, con m ceros y n polos:

$$G(s, \theta) = \frac{B(s, \theta)}{A(s, \theta)} = \frac{b_{m+1}s^m + b_m s^{m-1} + \dots + b_1}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1} \quad (4.23)$$

donde el vector de parámetros θ es .

$$\theta = (a_1, a_2, \dots, a_{n-1}, a_n, b_1, \dots, b_{m-1}, b_m, b_{m+1}) \quad (4.24)$$

Para facilitar los cálculos a la hora de resolver el problema de optimización, se redefine el vector de parámetros en términos de la variable x

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n, x_{n+1}, \dots, x_{n+m}) \quad (4.25)$$

Entonces, la función de transferencia queda

$$G(s, x) = \frac{B(s, x)}{A(s, x)} = \frac{x_{m+1}s^m + x_m s^{m-1} + \dots + x_{n+1}}{s^n + x_n s^{n-1} + \dots + x_1} \quad (4.26)$$

La función de coste $J(x)$ es

$$J(x) = \sum_{i=1}^N |G(j\omega_i) - G(j\omega_i, x)|^2 \quad (4.27)$$

El problema de la obtención de los valores de los parámetros x tal que encuentre el mínimo de la función multivariable $J(x)$ se resuelve mediante la toolbox de optimización de Matlab.

4.6.3 Restricciones

Las restricciones que se imponen en el problema de optimización son

i) $|b_1| = |a_1|$ para $G_{1H}(j\omega_e)$, $G_{2H}(j\omega_e)$

Esta condición se traduce en el vector de parámetros redefinido x como

$$|x_{n+1}| = |x_1| \quad (4.28a)$$

ii) $b_1=0$ para $G_{1P}(j\omega_e)$

Para asegurar que se cumpla esta condición en la identificación de los modelos de entrada ola y salida momento cabeceo, en el vector de parámetros x se impone que

$$x_{n+1} = 0 \quad (4.28b)$$

iii) Estabilidad del sistema. Esta restricción obliga a que la parte real de las raíces del denominador sean negativas, es decir, se encuentren en el semiplano s negativo.

4.6.4 Valores iniciales

Unos valores iniciales de buena calidad, es decir, cercanos al óptimo global, son fundamentales para llegar al punto de convergencia. En la primera aproximación (Aranda *et al.* 2004a) estos valores iniciales se obtenían de forma aleatoria ó empleando algoritmos genéticos. El inconveniente que hemos encontrado en la identificación de los nuevos modelos para diferentes ángulos de incidencia es que, en muchas ocasiones, debido a que se tenían valores iniciales no adecuados ó lejanos al mínimo, el proceso de minimización

era costoso y largo, sobre todo cuando se empleaban algoritmos genéticos, un método basado en la heurística que no daba buenos resultados en casos donde el ángulo de incidencia no fuera de 180°.

Por ello, se plantea un nuevo método para la obtención de unos valores iniciales x_0 . Este método se basa en una estimación por mínimos cuadrados lineales. A partir de la expresión de la función de coste $J(x)$

$$J(x) = \sum_{i=1}^N |G(j\omega_{ei}) - G(j\omega_{ei}, x)|^2 = \sum_{i=1}^N \left| G(j\omega_{ei}) - \frac{B(j\omega_{ei}, x)}{A(j\omega_{ei}, x)} \right|^2 \quad (4.29)$$

se llega a la expresión

$$\sum_{i=1}^N |A(j\omega_{ei}, x)G(j\omega_{ei}) - B(j\omega_{ei}, x)|^2 \quad (4.30)$$

A partir de aquí, se plantea un problema de mínimos cuadrados. Para cada frecuencia ω_{ei} , el denominador $A(j\omega_{ei}, x)$ y numerador $B(j\omega_{ei}, x)$ son función únicamente del vector x , y $G(j\omega_{ei})$ es un valor complejo. Con esto, reescribiendo la expresión de arriba, es posible plantear una ecuación a resolver del tipo $Cx - d = 0$, donde x es el vector de parámetros (valores iniciales) a estimar.

Considerando todos los puntos $i = 1..N$, es decir, todas las frecuencias ω_{ei} , se tiene una matriz C de N filas y $n+m$ columnas, y un vector columna d de longitud $n+m$. Se presenta así un problema de mínimos cuadrados

$$C \cdot x - d = 0 \quad (4.31)$$

4.6.5 Procedimiento multi-paso. Identificación de la función de transferencia $G_{ZZ}(s)$

Como ya se ha comentado, las funciones de transferencia $G_Z(s)$ y $G_{1Z}(s)$ se estiman directamente a partir de los datos experimentales medidos. Sin embargo, no se tienen datos de entrada-salida para la identificación de la función de transferencia $G_{ZZ}(s)$.

En este trabajo, se ha comentado el procedimiento multi-paso, donde a partir de la función de transferencia ya estimada $G_{1Z}(s, x_a)$, y con los datos experimentales $G_Z(s)$, se identifica $G_{2Z}(s, x_b)$ a partir de la relación (4.14). Como alternativa a este procedimiento, se propone resolver simultáneamente las dos funciones de transferencia y estimar los vectores de parámetros x_a y x_b a la vez.

Otro modo de estimar el modelo de las plantas $G_{2Z}(s)$ es hacer una suposición previa de la linealidad, y determinar los puntos a los que ajustar la función de transferencia a partir de la expresión que da el principio de superposición lineal. Así, para cada frecuencia de encuentro de ola $\omega_{ei}, i=1 \dots N$, se tiene

$$|G_{2Z}(j\omega_{ei})| = \frac{|G_Z(j\omega_{ei})|}{|G_Z(j\omega_{ei})|}; \quad \arg(G_{2Z}(j\omega_{ei})) = \arg(G_Z(j\omega_{ei})) - \arg(G_Z(j\omega_{ei})) \quad (4.32)$$

4.7 Resultados

Una vez presentada y desarrollada la implementación del procedimiento de identificación de sistemas, en esta sección se muestran los resultados obtenidos.

Para este caso particular, teniendo en cuenta que el propósito de la identificación del sistema barco es el control de los principales modos causantes del mareo, se plantea el problema como una planta con incertidumbres. Esto es, se considera una planta nominal, con un ángulo de incidencia determinado, y los modelos identificados para los demás ángulos son las incertidumbres. Por tanto, la estructura de todos estos modelos debe ser la misma. Haciendo un adelanto de capítulos posteriores, este tipo de modelo será más adecuado para la aplicación de las teorías de control robusto QFT.

Se fija como planta nominal aquella que tiene el ángulo de incidencia 135 grados. La estructura del modelo de la planta se fija según los resultados del criterio de Akaike que dé esta planta nominal.

De este modo, el trabajo completo consiste en la identificación de modelos lineales continuos de las dinámicas de arfada (G_{1H}, G_{2H}), cabeceo (G_{1P}, G_{2P}), y balanceo (G_{1R} ,

G_{2R}), con olas incidentes de 90, 105, 120, 135, 150, 165, 180 grados. En el *Anexo D* se adjuntan los resultados obtenidos para cada planta, donde se muestra una tabla en la que se comparan diferentes estructuras del modelo, con los valores calculados de función de coste J y AIC . Asimismo, se añaden los diagramas de Bode de la respuesta en frecuencia de la planta comparada con los datos reales. Las funciones creadas para el desarrollo de este trabajo se adjuntan en *Anexo F.2*.

En esta sección, se presentan los resultados de la identificación de los modelos correspondientes a las plantas de ola a fuerza arfada $G_{1H}(s)$, y de fuerza arfada a arfada $G_{2H}(s)$ para ángulo de incidencia 135° y velocidad de buque de 40 nudos. Para cada caso, una vez fijada la estructura, se presenta el modelo en función de transferencia identificado y el diagrama de Bode donde se compara con los datos reales. Asimismo, para la planta G_{1H} , se realiza una comparación de la técnica propuesta de identificación con la primera aproximación comentada (ver Figura 4.6, Sección 4.5.1).

4.7.1 Modelo $G_{1H}(s)$ de ola a fuerza de arfada $\mu=135^\circ$

Como ya se ha comentado, el primer paso es seleccionar un conjunto de estructuras de modelo candidatas. La Tabla 4.1 muestra dos de las estructuras del modelo consideradas (m,n) , y el valor de la función de coste J para velocidad de 40 nudos, donde m es el número de ceros, y n es el número de polos.

Tabla 4.1. Estructuras del modelo, función de coste J , y AIC para $G_{1H}(s)$.

Estructura del modelo (m,n)	AIC	Función de coste J
(3,4)	-63.31	0.0347
(3,3)	-54.71	0.055

Para cada estructura, se determina el vector de parámetros θ y la función de transferencia. Se comprueba que todos estos modelos dan unos diagramas de Bode muy similares en el rango de frecuencia de interés, lo que demuestra que de hecho reflejan el comportamiento del sistema real. Finalmente, se selecciona como mejor modelo aquel que da el mínimo valor de J .

Así, se selecciona la estructura (3,4) con tres ceros, dos polos simples y dos complejo conjugados. La función de transferencia es

$$G_{IH}(s) = 9333 \frac{26.02s^3 - 22.13s^2 + 160.9s^1 + 0.9}{s^4 + 125.4s^3 + 149.1s^2 + 181.3s^1 + 0.9} \quad (4.33)$$

La Figura 4.7 presenta el diagrama de Bode de $G_{IH}(s)$, mientras que la Figura 4.8 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia estimada, junto con los datos reales simulado. Puede verse que el modelo es capaz de describir el sistema.

Si se compara este resultado con el que se obtuvo mediante la primera aproximación comentada (ver Figura 4.6, Sección 4.5.1), se puede observar en las gráficas que esta nueva aproximación estima un modelo en función de transferencia $G_{IH}(s)$ que se ajusta de forma más precisa a los datos reales. El valor de la función de coste confirma esta conclusión, donde se obtiene un valor de $J=0.51$ en el primer método, frente a $J=0.035$ (ver Tabla 4.1) del segundo. Como ya se comentó anteriormente, se puede observar en el diagrama de Bode del primer modelo obtenido de $G_{IH}(s)$ que la amplitud a frecuencia alta es mucho mayor que el del segundo modelo, que se traduce en un comportamiento más oscilatorio y menos adecuado en la respuesta temporal, como se confirma en la Figura 4.9 donde se muestra la respuesta del modelo a olas irregulares y estado de la mar SSN=5.

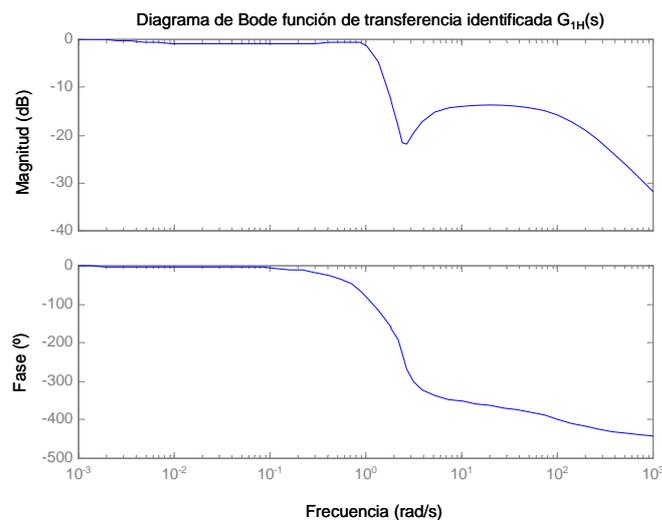


Figura 4.7. Diagrama de Bode de la función de transferencia estimada del modelo $G_{IH}(s)$ con la nueva aproximación.

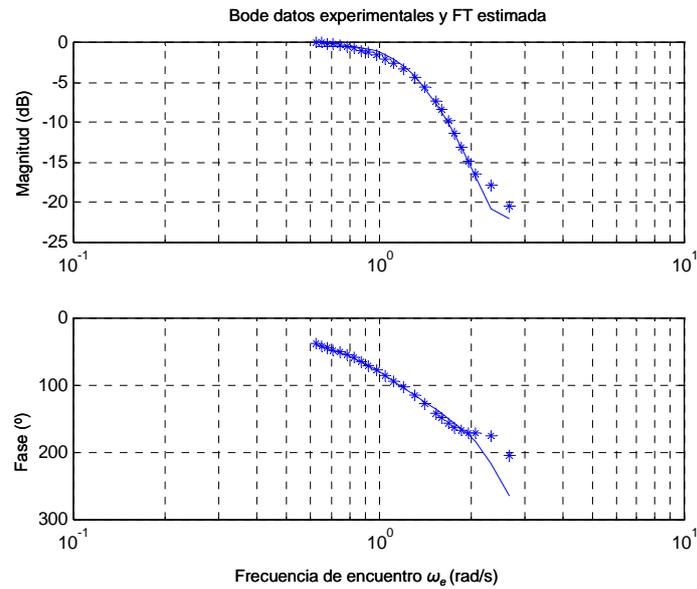


Figura 4.8. Diagrama de Bode de $G_{1H}(s)$ y datos experimentales ($\mu=135^\circ$) con la nueva aproximación.

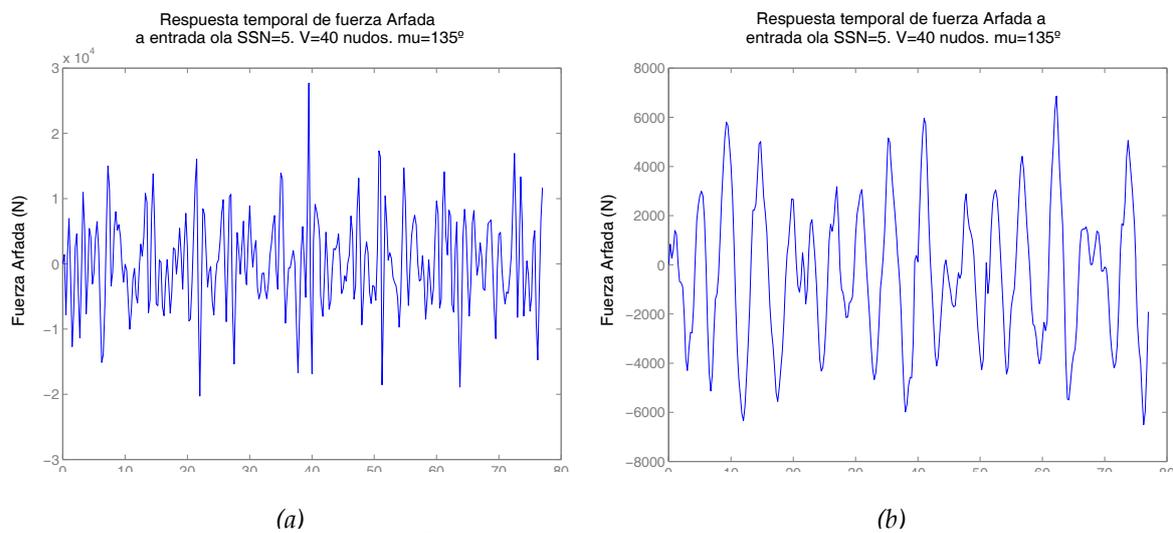


Figura 4.9. Respuesta temporal de $G_{1H}(s)$ obtenido por (a) primera y (b) segunda aproximación para ola irregular SSN=5, incidencia $\mu=135^\circ$ y velocidad buque $V=40$ nudos.

4.7.2 Modelo $G_{2H}(s)$ de fuerza de arfada a movimiento de arfada $\mu=135^\circ$

La Tabla 4.2 muestra las estructuras del modelo (m,n) que se han probado, donde m es el número de ceros, y n el número de polos, y los respectivos valores de AIC y función de coste J . De acuerdo con la teoría de Akaike, se selecciona el modelo con el menor valor de

AIC. En este caso, la estructura (2,2) con $m = 3$ ceros y $n = 4$ polos dan el mejor resultado, por lo que se elije finalmente esta estructura.

Tabla 4.2. Estructuras del modelo, AIC y función de coste J para $G_{2H}(s)$.

Estructura del modelo (m,n)	AIC	Función de coste J
(2,2)	-58.98	0.4650
(2,3)	18.31	1.1217

Una vez fijada la estructura del modelo, se lleva a cabo el procedimiento de identificación, donde se estima la siguiente función de transferencia

$$G_{2H} = 1.0618 \cdot 10^{-4} \frac{0.438s^2 - 1.08s + 3.015}{s^2 + 0.626s + 3.015} \quad (4.34)$$

La Figura 4.10 muestra la respuesta en frecuencia de $G_{2H}(s)$, y la Figura 4.11 compara el diagrama de Bode de la función de transferencia identificada con los datos medidos. Se puede ver que el modelo se ajusta bastante bien a los datos.

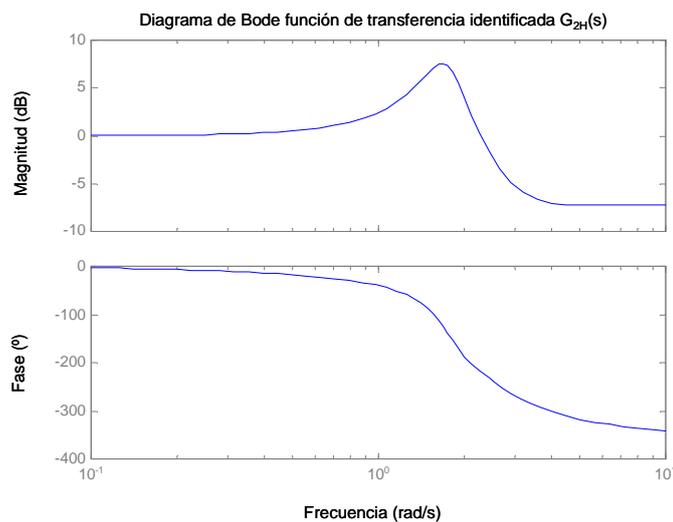


Figura 4.10. Diagrama de Bode de la función de transferencia estimada del modelo $G_{2H}(s)$ con la nueva aproximación.

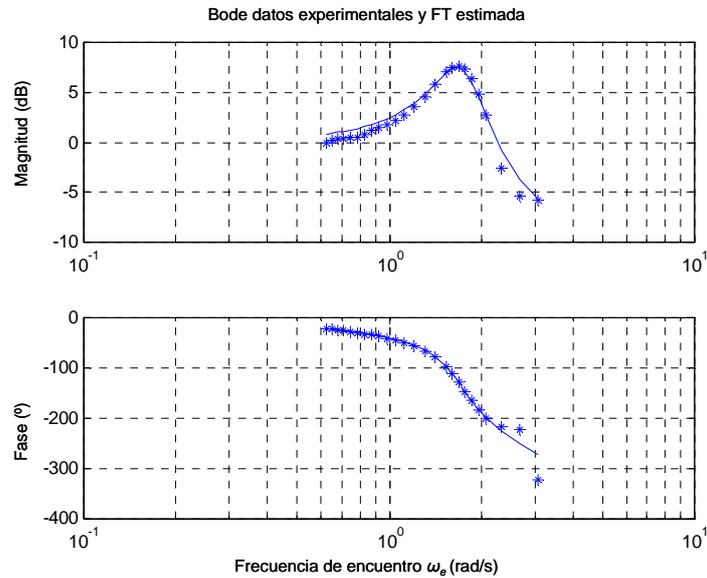


Figura 4.11. Diagrama de Bode de $G_{2H}(s)$ y datos experimentales ($\mu=135^\circ$) con la nueva aproximación.

4.7.3 Funciones de transferencia identificadas

A continuación se muestran las funciones de transferencia identificadas a partir del método descrito a lo largo de este capítulo. Las siguientes ecuaciones (4.35) a (4.40) señalan la estructura final de cada planta, y los valores de los parámetros estimados para cada ángulo de incidencia de ola.

$$\{G_{1H}\} = \left\{ \begin{array}{l} G_{1H}(s) = k \frac{b_4 s^3 + b_3 s^2 + b_2 s^1 + b_1}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s^1 + a_1} : \\ k = [9.52, 9.43, 9.33, 9.22, 9.12, 9.01] 10^3; \\ b_4 = [1.6, -0.14, 26.02, 2.32, 0.36, 24.6], \\ b_3 = [32.2, 31.1, -22.1, -2.6, -0.07, 24.6], \\ b_2 = [-6.2, 49.01, 161, 19.2, 2.8, 55.3], \\ b_1 = a_1 = [8.04 \cdot 10^{-3}, 0.33, 0.91, 0.12, 0.016, 55.3] \\ a_4 = [31.8, 83.6, 125.4, 20.3, 3.3, 151.7], \\ a_3 = [30.5, 63, 3, 149, 20.6, 3.8, 295.7], \\ a_2 = [0.31, 67.3, 181.3, 23.4, 3.2, 374] \end{array} \right. \quad (4.35)$$

$$\{G_{2H}\} = \left\{ \begin{array}{l} G_{2H}(s) = k \frac{b_3 s^2 + b_2 s^1 + b_1}{s^2 + a_2 s^1 + a_1} : \\ k = [1.05, 1.07, 1.06, 1.08, 1.10, 0.5] 10^{-4}; \\ b_3 = [0.75, 0.49, 0.44, 0.42, 0.40, 0.27], \\ b_2 = [1.37, 1.14, 1.08, 1.05, 1.04, 0.51], \\ b_1 = a_1 = [2.76, 2.88, 3.015, 3.10, 3.15, 3.05] \\ a_2 = [0.79, 0.69, 0.63, 0.59, 0.58, 0.47] \end{array} \right\} \quad (4.36)$$

$$\{G_{1P}\} = \left\{ \begin{array}{l} G_{2P}(s) = k \frac{b_4 s^3 + b_3 s^2 + b_2 s^1}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s^1 + a_1} : \\ k = [17.8, 18.38, 18.13, 18.63, 18.87, 18.91] 10^4, \\ b_4 = [-23.42, -24.53, -1.41, -28.31, -0.75, -0.15], \\ b_3 = [400.2, 36.24, 0.86, 17.44, 1.04, 0.21], \\ b_2 = [65.03, -206.8, -12.6, -323.8, -9.31, -3.23], \\ a_4 = [203, 32.88, 5.25, 183.7, 5.27, 2.34], \\ a_3 = [420.5, 130.3, 10.99, 165.1, 13.07, 5.16], \\ a_2 = [131.1, 220.1, 15.51, 458.7, 13.07, 4.77], \\ a_1 = [0.64, 110.8, 5.94, 14.4, 4.76, 2.14] \end{array} \right\} \quad (4.37)$$

$$\{G_{2P}\} = \left\{ \begin{array}{l} G_{2P}(s) = k \frac{b_2 s^1 + b_1}{s^2 + a_2 s^1 + a_1} : \\ k = [1.59, 2.83, 4.22, 4.86, 4.91, 4.9] 10^{-6}, \\ b_2 = [-0.74, -0.76, -0.503, -0.42, -0.43, 1.87], \\ b_1 = [4.99, 3.70, 2.82, 2.58, 2.64, 12.61], \\ a_2 = [0.34, 0.44, 0.49, 0.52, 0.54, 0.74], \\ a_1 = [2.64, 2.70, 2.71, 2.701, 2.703, 2.61] \end{array} \right\} \quad (4.38)$$

$$\{G_{1R}\} = \left\{ \begin{array}{l} G_{1R}(s) = k \frac{b_4 s^3 + b_3 s^2 + b_2 s^1 + b_1}{s^4 + a_4 s^3 + a_3 s^2 + a_2 s^1 + a_1} : \\ k = [2.79, 3.86, 2.79, 1.79, 0.91, 0.009] 10^3, \\ b_4 = [14.51, 0.44, -34.73, -57.72, -54.29, -1.21], \\ b_3 = [-23.72, 1.35, 79.6, 124.8, 111.9, -0.30], \\ b_2 = [0.36, -2.08, -109, -153.9, -145.6, -0.17], \\ a_4 = [24.26, 2.60, 67.04, 106, 109.3, 27.07], \\ a_3 = [32.29, 6.47, 125.8, 190.3, 166.5, 4.54], \\ a_2 = [27.78, 7.99, 247.3, 359.7, 344.6, 0.13], \\ a_1 = [0.14, 3.53, 135.6, 194.4, 145.8, 0.0013] \end{array} \right\} \quad (4.39)$$

$$\{G_{2R}\} = \left\{ \begin{array}{l} G_{2R}(s) = k \frac{b_4 s^3 + b_3 s^2 + b_2 s^1 + b_1}{s^3 + a_3 s^2 + a_2 s^1 + a_1} : \\ k = [8.76, 9.73, 12.01, 12.02, 12.01, 16], \\ b_4 = [0.62, 0.43, -0.0019, 0.012, 0.019, 22], \\ b_3 = [-1.03, 0.64, 0.28, -0.32, -0.009, -0.70], \\ b_2 = [-0.58, 0.58, 0.29, 0.66, 0.59, 0.36], \\ b_1 = [4.77, 5.45, 3.51, 1.15, 1.60, 0.22], \\ a_3 = [6.75, 5.07, 4.36, 1.90, 2.28, 4.25], \\ a_2 = [1.52, 1.48, 1.41, 1.24, 0.59, 0.57], \\ a_1 = [7.53, 5.65, 4.84, 2.01, 2.53, 2.22] \end{array} \right\} \quad (4.40)$$

Las siguientes ecuaciones (4.41) a (4.46) muestran las funciones de transferencias nominales de las plantas, que como ya se indicó, corresponde con un ángulo incidente de $\mu=135^\circ$. Como ya se verá, para la aplicación de las metodologías de control robusto QFT, se considerará la planta nominal para el diseño y los demás modelos como las incertidumbres.

$$G_{1H}^0(s) = 9333 \frac{26.02s^3 - 22.13s^2 + 160.9s^1 + 0.9}{s^4 + 125.4s^3 + 149.1s^2 + 181.3s^1 + 0.9} \quad (4.41)$$

$$G_{2H}^0(s) = 1.06^{-4} \frac{0.44s^2 - 1.08s^1 + 3.015}{s^2 + 0.63s + 3.015} \quad (4.42)$$

$$G_{1P}^0(s) = 18 \cdot 10^4 \frac{-1.42s^3 + 0.82s^2 - 12.6s}{s^4 + 5.25s^3 + 10.99s^2 + 15.5s + 5.9} \quad (4.43)$$

$$G_{2P}^0(s) = 4.22 \cdot 10^{-6} \frac{-0.50s + 2.82}{s^2 + 0.49s + 2.71} \quad (4.44)$$

$$G_{1R}^0(s) = 2794 \frac{-34.73s^3 + 79.6s^2 - 109s}{s^4 + 67.04s^3 + 125.8s^2 + 247.3s + 135.6} \quad (4.45)$$

$$G_{2R}^0(s) = 1.2 \cdot 10^{-3} \frac{-1.9 \cdot 10^{-3}s^3 + 0.28s^2 + 0.29s + 3.5}{s^3 + 4.36s^2 + 1.41s + 4.84} \quad (4.46)$$

4.8 Conclusiones

Una vez resuelto el problema de identificación y control de la dinámica vertical del buque (arfada y cabeceo) para olas de proa, un paso más en el estudio del comportamiento del buque es incluir los efectos de la dinámica horizontal del balanceo y su acoplamiento con la dinámica vertical debido a olas incidentes con un ángulo diferente a 180 grados. De este modo, el problema de estabilización se plantea como un problema de control robusto donde la planta nominal corresponde con los modelos de los movimientos para un ángulo incidente determinado, en concreto $\mu=135^\circ$, y los modelos estimados para el resto de ángulos de incidencia se consideran las incertidumbres en la planta.

En este capítulo se ha llevado a cabo la identificación de los modelos de las dinámicas de arfada, cabeceo y balanceo para olas incidentes entre 90 y 180 grados. La identificación de sistemas es un método que proporciona un modelo matemático apropiado para el posterior diseño de controladores que consigan la estabilización del buque mediante el amortiguamiento de tres de los principales modos causantes del mareo (arfada, cabeceo y balanceo).

Como punto de partida se tiene el método empleado para modelar la dinámica vertical con olas de proa, donde se emplea como criterio de ajuste para computar el mejor modelo

algoritmos genéticos y mínimos cuadrados no lineales con restricciones aplicados en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, cuando el estudio se extiende a la dinámica horizontal y además con otros ángulos de incidencia no se obtienen buenos modelos. Además, este método no garantiza la mejor aproximación lineal y envuelve una gran carga computacional debido a las funciones no cuadráticas.

Por esta razón, se propone un nuevo procedimiento. Esta segunda aproximación cambia el modo de parametrización con el fin de facilitar la selección de la estructura del modelo y evitar funciones no cuadráticas en la función de coste. Y lo más importante, este nuevo tipo de parametrización da lugar a la obtención de valores iniciales de gran calidad mediante la estimación por mínimos cuadrados lineales.

Finalmente, el capítulo concluye con los resultados obtenidos en la identificación de la dinámica del movimiento de arfada ($G_{1H}(s)$ y $G_{2H}(s)$) para el caso nominal de $\mu=135$ grados, comparando el modelo resultante mediante las dos técnicas comentadas. Para cada método, se examinan el modelo estimado. De esta forma, se representan sus diagramas de Bodes comparados con los datos reales, que junto con los valores de la función de coste J y el parámetro de Akaike AIC , concluyen que la segunda aproximación obtiene un modelo considerablemente más preciso que la primera.

Capítulo 5

Control QFT Multivariable de Estabilización de la Dinámica Acoplada de un Buque de Alta Velocidad

5.1 Introducción

En este capítulo se presenta el problema de control multivariable de estabilización y reducción de movimiento, planteado en un buque de alta velocidad (BAV) como consecuencia de la acción perturbadora del oleaje, y del acoplamiento entre las dinámicas longitudinal y transversal causado por los propios actuadores, cuando se consideran distintos ángulos de incidencia del oleaje.

Los objetivos principales de un sistema de control en un buque de alta velocidad son:

- Control de estabilización y orientación del sistema. Para asegurar el confort de los pasajeros y la seguridad del vehículo, es necesario estabilizar el buque mediante la compensación de las perturbaciones inducidas por el oleaje, y controlar además el posicionamiento del buque. Por tanto, este sistema controla los modos arfada, cabeceo,

y balanceo, que tal y como se vio en el capítulo anterior, son los tres principales movimientos causantes del mareo.

- Control de rumbo y maniobrabilidad. Este sistema controla los modos desviación y guiñada. Dependiendo del tipo de buque, este control se hace bien mediante el timón o bien con turbinas de propulsión, como es el caso del buque que se ha estudiado.

El trabajo de este capítulo y el posterior tratan el objetivo de control de estabilización. Como ya se señaló en el Capítulo 4, en trabajos previos (Díaz, 2002; Esteban; 2002) se ha analizado el comportamiento de los movimientos de arfada y cabeceo del buque de alta velocidad, se han modelado los actuadores (T-Foil y flaps) y se han diseñado diferentes sistemas de control para el amortiguamiento de los movimientos de arfada y cabeceo, tales como los clásicos PID y controles robustos bajo la técnica de QFT, y con exitosos resultados (Aranda *et al.*, 2005, de la Cruz *et al.*, 2004). Además, se ha estudiado el comportamiento del balanceo, con el modelado de las aletas laterales (ver *Anexo E*) y diseño de control QFT correspondiente (Aranda *et al.*, 2004b).

De esta manera, el siguiente análisis se extiende al comportamiento de estos tres modos principales cuando el ángulo de incidencia entre la dirección y el oleaje es diferente de 180 grados. Un hecho observado a partir de este estudio es la existencia de interacciones dinámicas entre los tres movimientos y los actuadores. Así, la acción del T-Foil, y la propia acción de control de cabeceo en sí misma, causan un acoplamiento con el modo de balanceo. En consecuencia, se produce un aumento en la componente vertical de este movimiento. De igual forma, las superficies activas laterales (*fins*) que controlan la dinámica transversal del balanceo generan una componente en el modo de cabeceo.

Teniendo en cuenta este fenómeno, la siguiente fase de la investigación se enfoca al estudio del acoplamiento del movimiento del sistema buque en tres grados de libertad (arfada, cabeceo, y balanceo).

Los modelos de las dinámicas de los modos arfada, cabeceo y balanceo para diferentes ángulos de incidencia del oleaje se han obtenido mediante identificación de sistemas, y se

han presentado en el Capítulo 4. Estos modelos de las dinámicas longitudinales y transversales son modelos lineales continuos.

En este capítulo y el que sigue se proponen soluciones al problema de la estabilización de las dinámicas acopladas debido a la acción de los actuadores con ángulos de incidencia de oleaje entre 90° y 180° . Se ha analizado cómo aplicar las técnicas de control robusto QFT, para lo que se han seguido dos aproximaciones:

- *Primera aproximación.* Como consecuencia de la teoría lineal, una primera aproximación del sistema para oleaje de proa es la falta de acoplamiento entre los modos vertical y horizontal. Por tanto, siguiendo esta línea, como primera solución, se va a proceder al diseño de los controladores de las dos dinámicas independientemente. Luego, una vez considerado el sistema completo acoplado, se probará si los controladores diseñados consiguen la reducción de las respuestas acopladas. Por tanto, la idea es comprobar que el empleo de la metodología de control robusto QFT es válida, y permite la construcción de diseños desacoplados cuando la acción de añadir actuadores pueden provocar acoplamientos adicionales en las dinámicas del buque. Esta primera parte se presenta en este capítulo.
- *Segunda aproximación.* Se observa que cuando el grado de acoplamiento debido a la acción de los actuadores es notable, la consideración previa de una falta de acoplamiento para el diseño de controladores no resulta eficiente, por lo que se contempla el problema como un diseño robusto multivariable QFT de un sistema con tres grados de libertad acoplados. Dado que el sistema, como se verá, es de fase no mínima, la solución clásica (Yaniv, 1999) de convertir el sistema MIMO en un número de subsistemas SISO (ver Sección 2.5.1 en Capítulo 2), donde los efectos del acoplamiento entre subsistemas se tratan como perturbaciones a la entrada, no es aplicable. Se plantea así una nueva aproximación que maneja el sistema de control robusto MIMO empleando una combinación de dos técnicas de control. En concreto, el procedimiento consiste en combinar la técnica QFT con la técnica de asignación de autoestructuras (EA). Así, el objetivo de este trabajo es verificar que la síntesis QFT combinada con EA es una buena alternativa para el problema de control de

estabilización de vehículos marinos con dinámicas acopladas. Esta segunda parte se verá en el capítulo siguiente.

Por último, con el fin de comprobar la eficiencia de los controladores se va a desarrollar un modelo que simula el comportamiento de las dinámicas del buque en lazo cerrado. Además representa gráficamente las respuestas temporales de los tres movimientos, las aceleraciones verticales asociadas, y el movimiento de los actuadores. La entrada de perturbación de oleaje que se considera es una ola regular con frecuencias comprendidas en el rango 0.393 y 1.147 rad/s.

La organización del capítulo es la siguiente. En la Sección 5.2 se realiza la descripción del modelo de la dinámica de un buque empleado para el control de estabilización. En la Sección 5.3 se plantea el problema de control, y a continuación, en la Sección 5.4 se describe la primera aproximación de la formulación del diseño QFT. En las Secciones 5.5 y 5.6 se muestran los resultados y conclusiones.

5.2 Descripción del modelo de la dinámica de un BAV

El sistema describe el comportamiento de los modos arfada y cabeceo de la dinámica longitudinal, y del modo de balanceo de la dinámica transversal. La Figura 5.1 muestra estos tres movimientos sobre el modelo a escala del barco de alta velocidad tomado como ejemplo para la aplicación de la técnica de control robusto QFT.

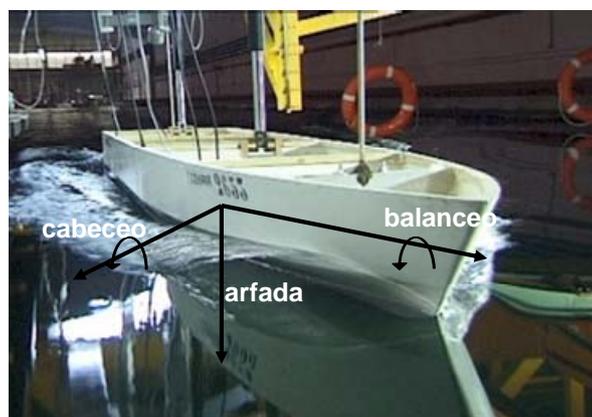


Figura 5.1. Modelo del barco.

Como ya se comentó en el capítulo anterior, según la teoría lineal, las dinámicas longitudinal y transversal se suponen desacopladas. A su vez, dentro de los movimientos en el plano vertical, se realiza la misma consideración para los modos de arfada y cabeceo. Por tanto, el acoplamiento existente en los modos es consecuencia de la acción de cada superficie de control debido a una incidencia del oleaje diferente a 180 grados. La Figura 5.5 muestra el diagrama de bloques del sistema donde esta idea queda reflejada.

Los actuadores empleados para el control de la dinámica vertical consisten en dos superficies estabilizadoras activas: un T-Foil en proa (Fig. 5.2) y dos flaps en popa (Fig. 5.3). Las superficies de control empleadas para el control del balanceo son dos aletas laterales (*fins*) ajustadas a ambos lados del casco (Fig. 5.4).



Figura 5.2. T-Foil en proa.



Figura 5.3. Flaps en popa.



Figura 5.4. Aletas laterales a babor y estribor.

El modelo del sistema tiene tres salidas:

- Aceleración vertical asociada al movimiento de arfada ($acvh$).
- Aceleración vertical de cabeceo ($acvp$).
- Velocidad angular de balanceo (ω_{roll}).

Las tres entradas de control son los ángulos de ataque de los actuadores, esto es:

- Ángulo de ataque de los flaps (α_H).
- Ángulo de ataque de T-Foil (α_P).
- Ángulo de ataque de las aletas laterales (α_R).

El oleaje se maneja como la entrada de perturbación a cada movimiento. De este modo, se presenta un sistema de un grado de libertad, con tres entradas ($\alpha_R, \alpha_P, \alpha_H$) y tres salidas ($\omega_{roll}, acvh, acvp$).

La Figura 5.5 muestra el diagrama de bloques de los tres modos, donde queda reflejada la idea del acoplamiento debido a los actuadores.

- $G_{fins}(s)$ es la función de transferencia con entrada el ángulo de ataque α_R (grados), y salida la contribución al momento de balanceo M_{roll} (KN m).
- $G_{1R}(s)$ es la función de transferencia con la altura de ola (m) como entrada, y la contribución al momento de balanceo (KN m) como salida.
- $G_{2R}(s)$ es la función de transferencia con entrada el momento de balanceo (KN m) y con salida el movimiento de balanceo (grados).
- $D_{TFoil}(s)$ es la función de transferencia que indica el acoplamiento entre los modos de cabeceo y balanceo. La acción del T-Foil cuando el ángulo de incidencia es diferente de 180° provocan una componente en el modo de balanceo.

Todos los modelos, tanto de los movimientos del buque como del comportamiento de los actuadores, descritos en la Figura 5.5, y que se van a emplear para el diseño de control, se han obtenido mediante la identificación de los correspondiente sistemas. Los modelos del comportamiento con oleaje de proa para arfada y cabeceo fueron desarrollados en (Aranda *et al.*, 2004a). El modelado de T-Foil y flaps fue realizado en (de la Cruz *et al.*, 2004). El modelo de las aletas laterales se presentó en (Aranda *et al.*, 2004b), y su descripción puede verse en el Anexo E. Los modelos de las dinámicas para diferentes ángulos de incidencia han sido desarrollados en el Capítulo 4.

En cuanto a los modelos del acoplamiento, se han realizado una serie de suposiciones. En primer lugar, únicamente se considera la acción de la fuerza que ejerce el T-Foil sobre el movimiento de balanceo, y de forma recíproca, la fuerza que ejercen las aletas laterales sobre el movimiento de cabeceo. Los demás acoplamientos se consideran despreciables.

En segundo lugar, como en el caso presente los acoplamientos se entienden a partir del hecho de que los ángulos de incidencia del oleaje pueden variar entre 180° (mar de proa) y 90° (mar de amura), se deriva que, en el caso del T-Foil, la fuerza que ejercerá tendrá una componente sobre el movimiento de balanceo que se estima a partir de la proyección del vector momento sobre el plano transversal XZ (ver Figuras 5.6 y 5.7). Este efecto de acoplo se presume en primera instancia como pequeño, por lo que se consideran ángulos γ menores de 10 grados para la proyección. Por tanto, se tiene:

$$D_{TFoil} = M_{TFoil} \cdot \sin(\gamma_{TFoil}); \gamma_{TFoil} < 10^\circ \quad (5.1)$$

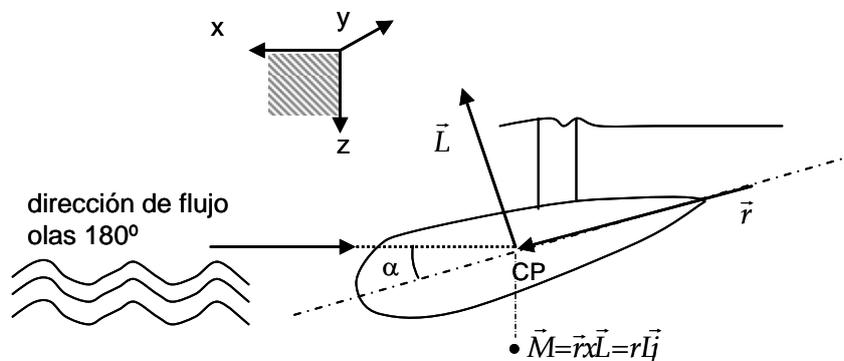


Figura 5.6. Momento de cabeceo M_P generado por el T-Foil con olas incidentes de $\mu=180^\circ$.

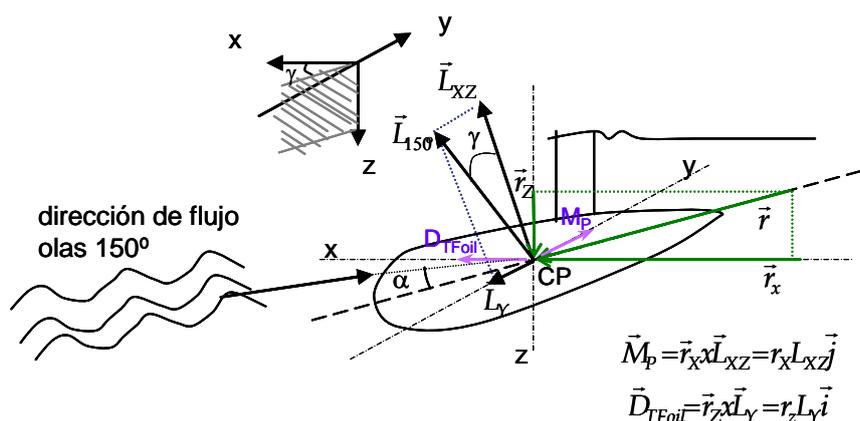


Figura 5.7. Momento de balanceo D_{TFOIL} generado por el T-Foil con olas incidentes de $\mu=150^\circ$.

Igualmente, para el caso de la acción de las aletas laterales, se estima que el momento que ejerce sobre el movimiento de cabeceo es la proyección del vector momento angular sobre el plano longitudinal XY, que para ángulos pequeños es

$$D_{fins} = M_{fins} \cdot \sin(\gamma_{fins}); \gamma_{fins} < 10^\circ \quad (5.2)$$

Esta consideración de ángulos pequeños es aplicada para el diseño del sistema de control mediante el primer método que se describe en este capítulo. Para acoplamientos mayores, es decir, ángulos mayores de $\gamma > 10^\circ$, el método aplicado en este capítulo no es viable, por lo que se desarrollará una nueva aproximación, descrita en el siguiente capítulo.

En resumen, para el primer caso, el problema se plantea como dos subsistemas con las dinámicas desacopladas, con un modelo nominal (modelos de las dinámicas para ángulo de incidencia de 135°) con incertidumbres (los modelos a diferentes ángulos de incidencia), el oleaje como perturbación, y además unas perturbaciones adicionales derivadas y obtenidas a partir del acoplo de movimientos debido a la acción de los actuadores. Para la segunda aproximación, el problema se define como un sistema acoplado de los tres movimientos de arfada, cabeceo y balanceo, con un modelo nominal con incertidumbres entendidas como las respuestas del barco a diferentes ángulos, y el oleaje como entrada de perturbación.

5.3 Planteamiento del problema de control

Los objetivos principales del sistema de control para la estabilización de un buque se centran principalmente en tres funciones:

- Asegurar la estabilidad,
- Atenuar los movimientos inducidos por el oleaje,
- Asegurar la seguridad del barco, su tripulación y pasajeros.

Tal y como ya se ha descrito, los movimientos del barco con componente vertical (arfada, cabeceo, y balanceo) presentan fuerzas de restauración, lo que les caracteriza con un comportamiento similar al de un oscilador armónico amortiguado. La casi falta total de amortiguamiento en estos tres modos (y sobre todo en el balanceo), demuestra que pequeñas contribuciones a este amortiguamiento pueden producir grandes reducciones en la respuesta. Por tanto, la mejor forma de reducir estos movimientos es aumentar el amortiguamiento.

Con este propósito se han diseñado una multitud de dispositivos diferentes, pero sólo unos pocos se emplean comúnmente. Entre estos tipos están los estabilizadores pasivos, los pasivos controlados, y los activos. En este trabajo contamos con los estabilizadores activos (T-Foil, flaps, aletas laterales).

Un sistema de estabilización activa consiste en dos partes esenciales:

- Un sistema de control para detectar el movimiento del barco y predecir la fuerza de arfada y momentos de cabeceo y balanceo que aplicará el oleaje sobre el barco en el futuro inmediato.
- Un sistema generador de fuerza y momentos que aplicará una fuerza de arfada y momentos de cabeceo y balanceo para cancelar fuerza y momentos predichos. Este sistema de actuadores corresponden al T-Foil, aletas de popa (*flaps*), y aletas laterales (*fins*). Muchos constructores han diseñado e instalado estas aletas, que son muy empleadas en barcos de alta velocidad, en especial en buques de guerra y cruceros.

Así, el sistema de control tiene como objetivo hacer que los actuadores se muevan de tal manera que el movimiento se reduzca. Para ello, se necesita conocer en cada instante las fuerzas y momentos generados en el buque debido al oleaje para que el control mande la señal adecuada a cada actuador, y éstos generen una fuerza o momentos que compensen el del oleaje y amortigüen el movimiento. Para una estabilización perfecta, la fuerza y momento generados por las olas deberían conocerse con antelación a su aplicación real, puesto que existe un retardo debido al tiempo que transcurre entre que el actuador recibe la señal y genera el momento realmente.

Por tanto, el problema de interés es cómo diseñar los controladores G_{coroll} y G_{cacvp} , y G_{cacvh} , con los siguientes objetivos a tener en cuenta:

- Estabilidad del sistema.
- Reducción de los movimientos arfada, cabeceo, y balanceo.
- Evitar la saturación en los actuadores T-Foil, aletas de popa y aletas laterales, esto es, el ángulo de ataque en ambos sentidos no debe ser mayor de 15° ($|\alpha| < \pm 15^\circ$).
- No debe existir escora.
- Rango de frecuencias [0.39, 1.15] rad/s.

La técnica de diseño para el sistema de control se basa en la metodología de diseño de control robusto en el dominio de la frecuencia QFT. El control realimentado del sistema barco es un buen ejemplo de aplicación de la técnica QFT, dado que el modelo del barco presenta perturbaciones a la entrada (el oleaje), e incertidumbres en la planta. El problema

se plantea como un problema de rendimiento robusto, donde se da un modelo nominal correspondiente al modelo del buque con una incidencia de olas a 135° , y un conjunto de incertidumbres en la planta asociados a los modelos del barco para olas incidentes diferentes al del caso nominal.

Tal como se señaló en secciones anteriores, el problema se resuelve mediante dos aproximaciones, dependiendo del grado de acoplamiento considerado debido a la acción de los actuadores. Para el primer caso, el problema se plantea como dos subsistemas con las dinámicas desacopladas, con un modelo nominal (modelos de las dinámicas para ángulo de incidencia de 135°) con incertidumbres (los modelos a diferentes ángulos de incidente), el oleaje como perturbación, y además unas perturbaciones adicionales consideradas y generadas por el acoplo de movimientos debido a la acción de los actuadores. Para la segunda aproximación, el problema se entiende como un sistema acoplado de los tres movimientos de arfada, cabeceo y balanceo, con un modelo nominal con incertidumbres entendidas como las respuestas del barco a diferentes ángulos, y el oleaje como entrada de perturbación.

A continuación se muestra el diseño del control según el primer método.

5.4 Formulación del diseño QFT para dinámicas independientes

En esta primera aproximación para la solución del problema de control se van a diseñar los controladores de las dos dinámicas independientemente. Esta idea se fundamenta en la teoría lineal, según la cual se postula una falta de acoplamiento entre las dinámicas longitudinal y transversal. Una vez diseñados los controladores de forma separada, se incluirán los efectos de acoplamientos de los actuadores en el sistema completo, y se probará si los controles diseñados reducen las respuestas del sistema.

De esta forma, tal y como se plantea el problema en esta primera aproximación con las dos dinámicas independientes, se va a realizar una modificación sobre la configuración inicial del modelo de la Figura 5.5 con tres entradas y tres salidas. Para este caso, se van a considerar dos variables de salida:

- Aceleración vertical asociada al movimiento de arfada y cabeceo (acv).
- Velocidad angular de balanceo (ω_{roll}).

Las entradas de control que se toman son:

- Ángulo de ataque de T-Foil (α_p).
- Ángulo de ataque de las aletas laterales (α_R).

La entrada del ángulo de ataque de las aletas de popa se fijan a un valor constante de $\alpha_p=7.5^\circ$, por lo que no se considera una variable a controlar.

Por tanto, el esquema inicial de control de la Figura 5.5 queda modificado de la forma mostrada en la Figura 5.8.

En las siguientes sub-secciones se muestra la formulación del diseño de control para cada dinámica.

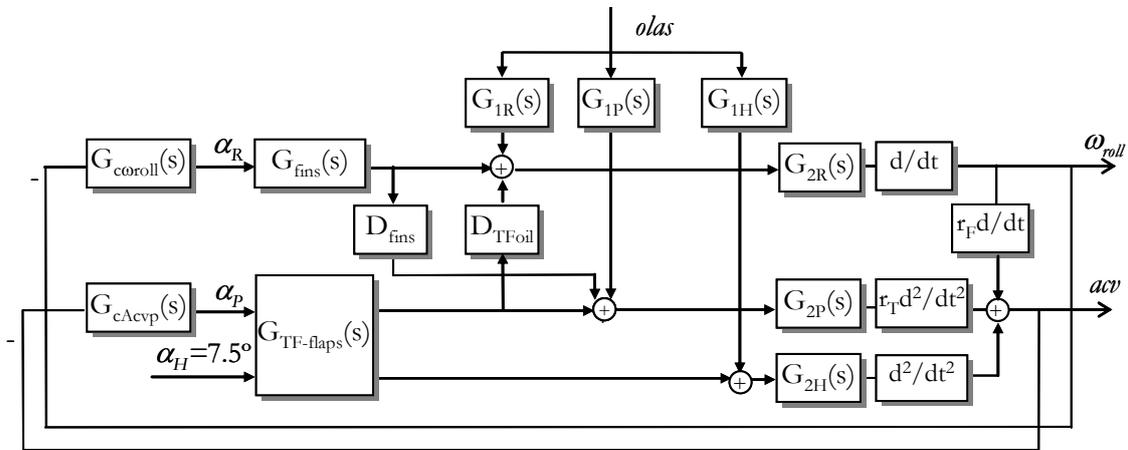


Figura 5.8. Diagrama de bloques de las dinámicas longitudinal y transversal, con dos salidas.

5.4.1 Diseño QFT para la dinámica longitudinal

Para el subsistema de la dinámica longitudinal (Figura 5.9), se considera el control del T-Foil, mientras que los flaps o aletas de popa quedan fijos a un ángulo de ataque de $\alpha_H=7.5^\circ$.

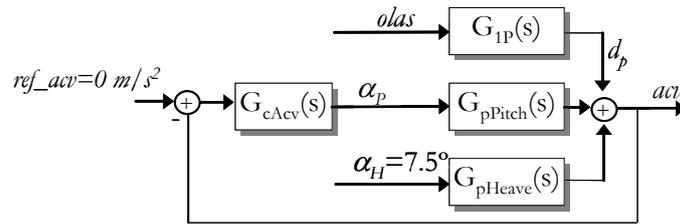


Figura 5.9. Diagrama de bloques del subsistema de la dinámica longitudinal.

De esta forma, la planta del subsistema se determina como el producto de la función de transferencia del T-Foil $G_{T-Foil}(s)$ por la función de transferencia $G_{2P}(s)$ que determina la salida del ángulo de cabeceo en función del momento de cabeceo aplicado al buque. Como la salida que se mide es la aceleración vertical, se añade un derivador de 2º orden $G_{der2}(s)$:

$$G_{pPitch}(s) = G_{TFoil40}(s) \cdot G_{2P}(s) \cdot G_{der2}(s) \quad (5.3)$$

A la señal de aceleración vertical asociada al movimiento de cabeceo, se le suma la aceleración vertical asociada al movimiento de arfada como respuesta a una posición fija del actuador. La adición de la aceleración vertical asociada al balanceo se considera despreciable, por lo que no se incluye a la salida suma acv . Además, se debe tener en cuenta para el diseño la acción del oleaje, entendida como una perturbación a la salida de la planta, y que está modelado por $G_{1P}(s)$.

El controlador $G_{cAcv}(s)$ debe diseñarse de modo que asegure que los actuadores generen momentos que se opongan a los momentos provocados por las olas. Así, el controlador $G_{cAcv}(s)$ tiene como entrada la señal error, definida como la diferencia entre la referencia de la aceleración vertical (que se regula a $ref_acv=0$ m/s²) y el valor de aceleración vertical medido. La salida del controlador será el ángulo de ataque α_p que se envía al T-Foil.

Así, el problema de control es el diseño del controlador $G_{cAcv}(s)$ de manera que consiga simultáneamente la estabilización de un conjunto de plantas $\{G_{pPitch}(s)\}$ y disminuya el valor de la salida de la planta debido a las perturbaciones.

Según el formalismo de la metodología QFT, se plantea el problema de la siguiente forma:

Considérese el sistema mostrado en la Fig. 5.9, donde $G_{pPitch}(s)$ es una planta escalar que pertenece al conjunto $\{G_{pPitch}(s)\}$ definido por (5.3) y las funciones de transferencia de $G_{1P}(s)$ (4.38, capítulo 4), y d_p es una perturbación definida por $G_{1P}(s)$. El vector de especificación viene dado por $e_1(\omega)$, y ω_h es la frecuencia tal que la especificación se cumple para toda frecuencia $\omega < \omega_h$. Diseñar el controlador G_{cAcv} , tal que para toda planta $G_{pPitch}(s) \in \{G_{pPitch}(s)\}$ se cumpla que

- El sistema es estable
- Para toda perturbación d_p , la salida de la planta $y = acv$ está limitada por

$$|acv(j\omega)| \leq e_1(\omega); \quad \omega \leq 3 \text{ rad/s} \quad (5.4)$$

Por tanto, este problema se plantea como un problema de reducción de sensibilidad. Estas especificaciones robustas, como ya se vio en el Capítulo 2, se expresan típicamente en especificaciones en lazo cerrado en términos de desigualdades en las funciones de transferencia del sistema desde una cierta entrada a una cierta salida. Para este caso concreto, las especificaciones en el dominio de la frecuencia empleadas son los márgenes de estabilidad de fase y ganancia (ec. 2.1), y rechazo a perturbaciones en la salida de la planta o sensibilidad (ec. 2.2).

La desigualdad dada por la especificación de márgenes de estabilidad (5.6) debe satisfacerse para todas las frecuencias:

$$\left| \frac{G_{pPitch} G_{cAcv}}{1 + G_{pPitch} G_{cAcv}} \right| \leq \lambda_p; \quad \omega \geq 0, \quad \forall G_{pPitch} \in \{G_{pPitch}\} \quad (5.5)$$

Los límites o fronteras a baja frecuencia ($\omega < 3 \text{ rad/s}$) se calculan para satisfacer la desigualdad de rechazo a perturbaciones (5.4), y que queda definida formalmente por la siguiente especificación de reducción de sensibilidad o rechazo de perturbaciones en la salida de la planta:

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{acv}{d_p} \right| = \left| \frac{1}{1 + G_{pPitch} G_{cAcv}} \right| \leq \frac{e_1}{|d_p|} \equiv \delta_{Sp}; \quad \omega \leq 3; \quad \forall G_{pPitch} \in \{G_{pPitch}\} \quad (5.6)$$

Diseño del controlador. Tras el cálculo de los límites de estabilidad robusta y reducción de sensibilidad, el siguiente paso en el diseño QFT consiste en el diseño (*loop shaping*) de una función nominal de la función lazo abierto $L_{acv}^0(j\omega)$ que consiga satisfacer el peor caso o intersección de todos los límites. La función de lazo abierto se define como el producto de la función de transferencia del controlador para la función de transferencia de la planta, así, para este caso particular, se tiene

$$L_{acv}^0(j\omega) = G_{cAcv}(j\omega) G_{pPitch}^0(j\omega) \quad (5.7)$$

Análisis del diseño. Una vez se han diseñado y obtenido los parámetros del controlador, se simula el sistema en lazo cerrado con el fin de comprobar si el control ha conseguido cumplir las especificaciones originales.

Los resultados se presentan en la última sección de este capítulo.

5.4.2 Diseño QFT para la dinámica transversal

En la Figura 5.10, relativa a la dinámica transversal, la función de transferencia de la planta $G_{pRoll}(s)$ es el producto de la función de transferencia de las aletas laterales $G_{fins}(s)$ por la función de transferencia $G_{2R}(s)$ que modela la respuesta del barco con entrada el momento de balanceo y salida el ángulo de balanceo. Como salida del sistema se emplea la velocidad angular ω_{roll} , por tanto hay que añadir la función de transferencia del derivador $G_{der}(s)$:

$$G_{pRoll}(s) = G_{fins}(s) \cdot G_{2R}(s) \cdot G_{der}(s) \quad (5.8)$$

El controlador $G_{c\omega roll}(s)$ tiene como entrada la señal error (diferencia entre la referencia para ω_{roll} ($ref_{\omega roll} = 0$ rad/s) y el valor medido de la velocidad angular). La salida del controlador será el ángulo de ataque a_R que se envía a las aletas laterales. El control deberá diseñarse teniendo en cuenta también las perturbaciones a la salida de la planta, que representa la acción de las olas, y viene representado por la función de transferencia $G_{IR}(s)$.

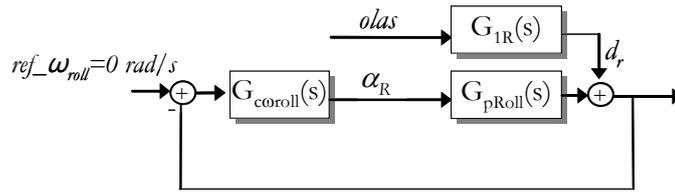


Figura 5.10. Diagrama de bloques del subsistema de la dinámica transversal.

Cuando se llevó a cabo el modelado de las aletas laterales (*Anexo E*), se mostró que el momento generado por las mismas depende de la velocidad del buque, por lo que se obtuvo un modelo $G_{fins}(s)$ para cada velocidad $V = 20, 30$ o 40 nudos. Por tanto, esto añade un factor de incertidumbre más en (5.3), ya que al conjunto de incertidumbres asociados a la planta G_{2R} debido al ángulo de incidencia, se le suma el conjunto de incertidumbres asociado a G_{fins} asociados a la velocidad del buque.

Una vez descrito al sistema realimentado bajo consideración, el problema de control es el diseño de $G_{coroll}(s)$ de manera que consiga simultáneamente la estabilización de un conjunto de plantas $\{G_{pRoll}(s)\}$ y disminuya el valor de la salida de la planta debido a las perturbaciones. De igual forma que en el caso del diseño de la dinámica longitudinal, según el formalismo de la metodología QFT, se establece el problema de la siguiente forma:

Considérese el sistema mostrado en la Fig. 5.10, donde $G_{pRoll}(s)$ es una planta escalar que pertenece al conjunto $\{G_{pRoll}(s)\}$ definido por (5.8), las funciones de transferencia $G_{2R}(s)$ (4.40 en Capítulo 4), y las funciones de transferencia de las aletas (ver E.4 en *Anexo E*) y d_r es una perturbación definida por $G_{1R}(s)$. El vector de especificación viene dado por $e(\omega)$, y ω_h es la frecuencia tal que la especificación se cumple para toda frecuencia $\omega < \omega_h$. Diseñar el controlador G_{coroll} , tal que para toda planta $G_{pRoll}(s) \in \{G_{pRoll}(s)\}$ se cumple que

- El sistema es estable
- Para toda perturbación d , la salida de la planta $y = \omega_{roll}$ está limitada por

$$|\omega_{roll}(j\omega)| \leq e_2(\omega); \quad \omega \leq 3 \text{ rad/s} \quad (5.9)$$

Como se ve, en el planteamiento de especificaciones para el diseño QFT, se trabaja con un rango de frecuencias, y se da una frecuencia máxima ω_h , por debajo de la cual se debe

cumplir la especificación indicada. En nuestro caso se emplea $\omega_h=3$ rad/s, ya que el rango de frecuencias seleccionado para el cálculo de plantillas y límites para el sistema buque es el que corresponde con la frecuencia del oleaje, que presenta una frecuencia natural comprendida en $\omega_b \in [0.39, 3]$ rad/s.

De nuevo, se plantea un problema de reducción de sensibilidad. Así, las especificaciones de robustez empleadas serán los márgenes de fase y ganancia de estabilidad robusta (5.10), y la especificación de reducción de sensibilidad o rechazo de perturbaciones en la salida de la planta (5.11):

- Márgenes de estabilidad de fase y ganancia

$$\left| \frac{G_{pRoll} G_{c\omega\omega roll}}{1 + G_{pRoll} G_{c\omega\omega roll}} \right| \leq \lambda_r; \quad \omega \geq 0, \quad \forall G_{pRoll} \in \{G_{pRoll}\} \quad (5.10)$$

- Reducción de sensibilidad o rechazo de perturbaciones en la salida de la planta

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{\omega_{roll}}{d_r} \right| = \left| \frac{1}{1 + G_{pRoll} G_{c\omega\omega roll}} \right| \leq \frac{e_2}{|d_r|} \equiv \delta_{Sr}; \quad \omega \leq 3; \quad \forall G_{pRoll} \in \{G_{pRoll}\} \quad (5.11)$$

Diseño del controlador. Tras el cálculo de los límites de estabilidad robusta y reducción de sensibilidad, el siguiente paso en el diseño QFT consiste en el diseño (*loop shaping*) de una función nominal de la función lazo abierto $L_{\omega_{roll}}^0(j\omega)$ (5.12) que consiga satisfacer el peor caso o intersección de todos los límites.

$$L_{\omega_{roll}}^0(j\omega) = G_{c\omega_{roll}}(j\omega) G_{pRoll}^0(j\omega) \quad (5.12)$$

Análisis del diseño. Los resultados obtenidos y el análisis de diseño realizado se muestran en la siguiente sección.

5.5 Resultados

En esta sección se muestran los resultados de la primera aproximación planteada y descrita a lo largo del capítulo, para el control de la dinámica acoplada del sistema buque.

Los resultados se obtienen a partir de simulaciones del modelo completo, que muestran las salidas temporales del sistema, y permiten comprobar de forma práctica la validez de los controladores implementados. En *Anexo F.3* se muestran los modelos *Simulink* y funciones *Matlab* empleadas.

5.5.1 Simulación y criterios de ajuste

Las simulaciones se realizan a velocidad de buque de 40 nudos, olas regulares de 0.8 metros de altura y amplitud de frecuencia en el rango $[0.39, 3]$ rad/s, y olas irregulares de estado de la mar $SSN = 4, 5, 6$. Los ángulos entre la dirección del barco y la dirección de las olas son $\mu = 90, 105, 120, 135, 150, 165, 180$ grados. Los resultados que se muestran en este capítulo son los obtenidos de las pruebas realizadas con olas irregulares $SSN=4$ y $SSN=5$ y ángulos de incidencia $\mu=105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ, 165^\circ$. Las representaciones gráficas de las respuestas temporales corresponden al caso $SSN=5$ y $\mu=150^\circ$.

El control QFT es un proceso iterativo, y por tanto el diseño requiere un ciclo de iteración, implementación y re-diseño que puede desarrollarse eficientemente. Por todo ello, con el fin de seleccionar el mejor controlador obtenido, se definen dos funciones de coste (J_{acv} , y $J_{\omega_{roll}}$).

$$J_{acv} = \overline{acv} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |acv(t_i)| \quad (5.13)$$

$$J_{\omega_{roll}} = \overline{\omega_{roll}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\omega_{roll}(t_i)| \quad (5.14)$$

La función J_{acv} (5.13) es el valor medio de la aceleración vertical medida en una prueba, y de igual forma, $J_{\omega_{roll}}$ (5.14) se define como el valor medio de la velocidad angular medida. De este modo, los controladores con los valores mínimos de J_{acv} y $J_{\omega_{roll}}$ serán los mejores, porque esto implica la máxima atenuación en la velocidad angular de aceleración vertical y balanceo respectivamente.

Además, se mide el porcentaje de reducción en la aceleración vertical acv (5.15) y velocidad angular de balanceo ω_{roll} (5.16):

$$\text{reducción } acv (\%) = \frac{\overline{acv}_{LA} - \overline{acv}_{LC}}{\overline{acv}_{LC}} \quad (5.15)$$

$$\text{reducción } \omega_{\text{roll}} (\%) = \frac{\overline{\omega_{\text{roll}}}_{LA} - \overline{\omega_{\text{roll}}}_{LC}}{\overline{\omega_{\text{roll}}}_{LC}} \quad (5.16)$$

Por tanto, en esta sección se va a examinar si el sistema de control diseñado ($G_{c\text{roll}}$ y G_{cAcv}) cumple las especificaciones para el sistema acoplado de los modos arfada, cabeceo y balanceo (Fig. 5.8), una vez que se incluyen los efectos de los actuadores. Previamente a esto, se van a mostrar los resultados de cada controlador para cada dinámica por separado, sin considerar acoplamientos, es decir, los subsistemas de las Figuras 5.9 y 5.10.

5.5.2 Control QFT de la dinámica longitudinal

Plantillas. Las plantillas son el conjunto de respuestas en frecuencias de las plantas a una frecuencia fija. Antes de proceder al diseño, es muy importante ver las plantillas, porque estas verifican si el rango de frecuencias es el apropiado. La Figura 5.11 muestra las plantillas para las frecuencias [0.5, 0.8, 1, 1.5, 2,10] rad/s.

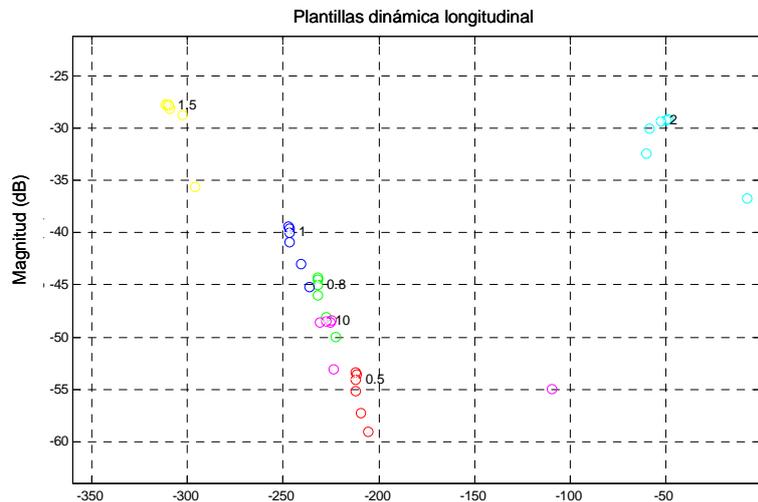


Figura 5.11. Plantillas del subsistema de la dinámica longitudinal.

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones fijadas para el diseño QFT vienen dadas en la siguiente relación:

- Márgenes de fase y ganancia $\lambda_p = 0.8 = -1.9 \text{ dB}$. (5.17)

- Reducción de sensibilidad $\delta_{sp} = S_2$. (5.18)

Estas especificaciones garantizan unos adecuados márgenes de estabilidad relativa y sensibilidad robusta. Los márgenes de estabilidad para $L_{acv}/(1+L_{acv})$ se eligen arbitrariamente con el valor $\lambda_p = -1.9 \text{ dB}$, que significa que satisface la siguiente desigualdad para todas las frecuencias

$$\left| \frac{G_{pPitch} G_{cAcv}}{1 + G_{pPitch} G_{cAcv}} \right| \leq \lambda_p = 0.8 = -1.9 \text{ dB}; \quad \omega \geq 0, \quad \forall G_{pPitch} \in \{G_{pPitch}\} \quad (5.19)$$

Este parámetro da unos valores de margen de ganancia MG y margen de fase MF (ecs. 2.7 del Capítulo 2) de $MG=7.04 \text{ dB}$, y $MF= 77.36^\circ$.

Las fronteras a baja frecuencia ($\omega \leq 3 \text{ rad/s}$) se calculan para satisfacer la desigualdad de rechazo a perturbaciones (5.4). El valor S_2 es igual a ($S_2 = S_{21} \cup S_{22}$), donde S_{21} es el valor de la magnitud de (5.6) para frecuencias bajas ($\omega \leq 1.5 \text{ rad/s}$) y $G_{cAcv} = -2 \cdot (s-5.7)/s$, mientras que S_{22} es el valor de la amplitud de (5.6) para frecuencias mayores de 1.5 rad/s ($1.5 \leq \omega < 3 \text{ rad/s}$), y donde $G_{cAcv} = -1.2 \cdot (s+3.8)/(s^2/27.3^2 + s/27.3 + 1)$. Cada uno de estos controles garantiza suficiente reducción de sensibilidad en sus respectivos rangos de frecuencia. Así, estas desigualdades quedan de la forma:

$$\left| \frac{acv}{d_p} \right| = \left| \frac{1}{1 + G_{pPitch} G_{cAcv}} \right| \leq S_{21} = \left| \frac{1}{1 + G_{pPitch} \cdot (2 \cdot (s-5.7)/s)} \right|; \quad 0 < \omega \leq 1.5 \text{ rad/s} \quad (5.20)$$

$$\left| \frac{acv}{d_p} \right| = \left| \frac{1}{1 + G_{pPitch} G_{cAcv}} \right| \leq S_{22} = \left| \frac{1}{1 + G_{pPitch} \cdot \frac{-1.2 \cdot (s+3.8)}{s^2/27.3^2 + s/27.3 + 1}} \right|; \quad 1.5 \leq \omega < 3 \text{ rad/s} \quad (5.21)$$

Diseño del control. Los límites o fronteras calculados para las desigualdades (5.19)-(5.21) y la función lazo nominal $L_{acv}^0(j\omega)$ vienen representados en la Figura 5.12. El controlador es un filtro de cuarto orden, con cuatro polos y cuatro ceros. La función de transferencia del controlador $G_{cAcv}(s)$ viene dada por (5.22).

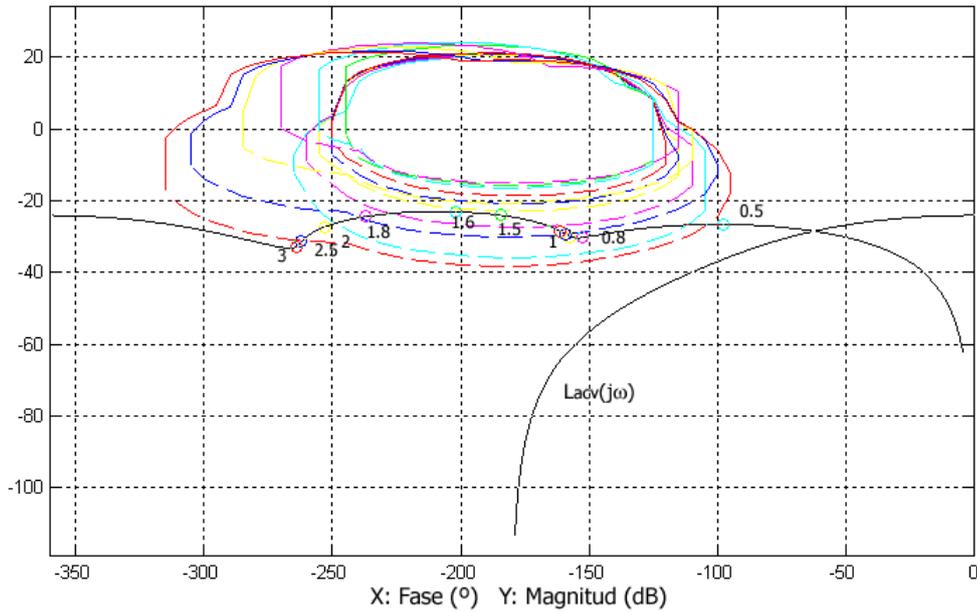


Figura 5. 12. Dise\u00f1o del control. Funci\u00f3n lazo abierto nominal $L_{acv}^0(j\omega)$ junto con intersecci\u00f3n de fronteras.

$$G_{cAcv}(s) = -10 \cdot \frac{\left(\frac{1}{1.7^2} s^2 + \frac{1.26}{1.7} s + 1\right) \left(\frac{1}{2.79} s + 1\right) \left(\frac{1}{6.05} s + 1\right)}{\left(\frac{1}{0.48^2} s^2 + \frac{0.4}{0.48} s + 1\right) \left(\frac{1}{8.2^2} s^2 + \frac{0.32}{8.2} s + 1\right)} \quad (5.22)$$

Claramente se demuestra que la funci\u00f3n de lazo abierto nominal permanece dentro de los l\u00edmites en sus frecuencias correspondientes. Esto es, para los l\u00edmites correspondientes a frecuencias $\omega < 3$ rad/s, a cada frecuencia $L_{acv}^0(j\omega)$ permanece sobre estos l\u00edmites, y para todas las frecuencias, $L_{acv}^0(j\omega)$ se queda fuera de los l\u00edmites de estabilidad. Por tanto, se demuestra que el controlador cumple las especificaciones.

An\u00e1lisis en el dominio de la frecuencia. En las Figuras 5.13(a) y (b) se comprueba si se satisfacen las prestaciones de robustez dadas en las especificaciones, mediante el an\u00e1lisis en frecuencia del problema de estabilidad robusta y rechazo de perturbaciones en la salida de la planta. En las dos gr\u00e1ficas, se representan los Bodes de estas funciones junto con los valores de los par\u00e1metros λ_p , δ_{sp} en dB. Se puede observar que se cumplen las especificaciones para el rango de frecuencias de inter\u00e9s, por lo que el control G_{cAcv} queda validado.

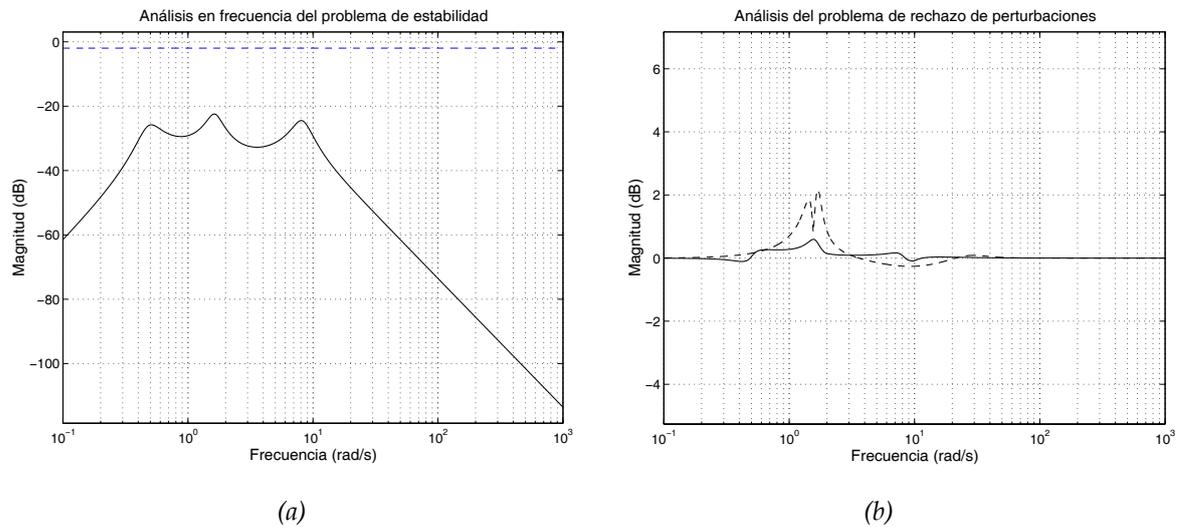


Figura 5.13. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones $L_{acv}^0(j\omega)$.

Análisis en el dominio temporal. La Tabla 5.1 muestra los valores de J_{acv} y porcentaje de reducción en la aceleración vertical, para los casos de olas irregulares SSN= 4, 5 y ángulos de incidencia de $\mu=105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ, 165^\circ$ para el subsistema de la dinámica longitudinal con el controlador $G_{cAcv}(s)$ dado por (5.22).

Tabla 5.1. Cálculo de J_{acv} y reducción para el subsistema de la dinámica longitudinal. $V=40$ nudos. SSN=4 y SSN=5.

	Ángulo de incidencia μ	J_{acv}	Reducción acv (%)	Reducción cabeceo (%)	Reducción arfada (%)
SSN4	105°	1,08	5,73	7,88	2,76
	120°	0,10	7,62	9,87	2,46
	135°	0,92	10,18	10,47	1,54
	150°	0,96	11,14	10,82	1,36
	165°	0,93	11,19	10,86	1,20
	180°	0,52	4,56	4,64	-0,52
SSN5	105°	2,11	6,55	8,07	2,75
	120°	2,03	9,30	9,96	2,59
	135°	2,01	10,80	10,36	1,11
	150°	2,14	11,95	10,65	1,71
	165°	2,06	10,75	1,67	2,06
	180°	1,07	4,68	4,65	-0,26

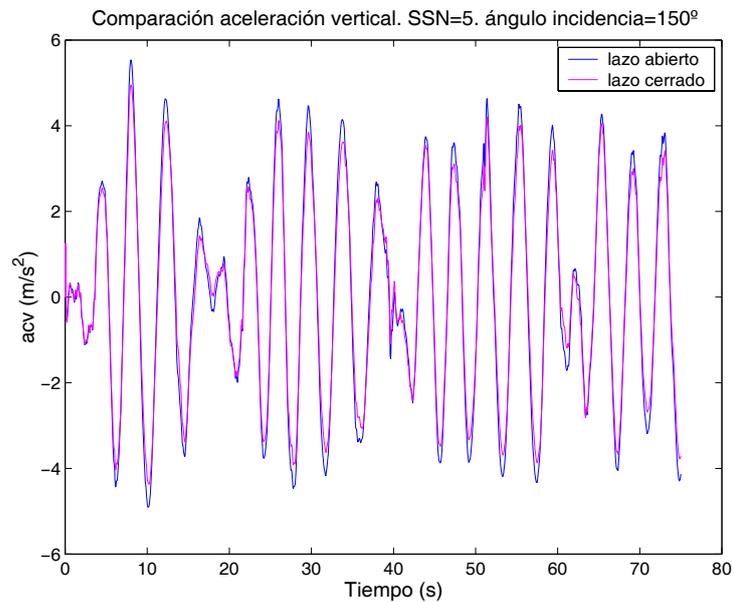


Figura 5.14. Comparación de aceleración vertical con y sin control $G_{cAcv}(s)$. SSN=5. $\mu =150^\circ$.

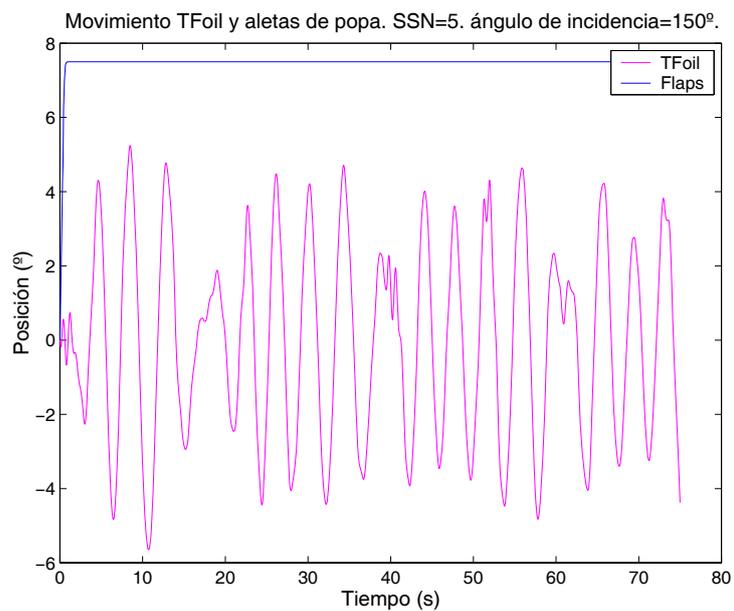


Figura 5.15. Movimiento T-Foil y aletas de popa. SSN=5. $\mu =150^\circ$.

La Figura 5.14 muestra los resultados de la simulación temporal del subsistema en lazo cerrado, y compara la aceleración vertical con y sin controlador para olas incidentes a 150 grados y estado de la mar SSN=5. Se demuestra a partir de la tabla y figuras que el controlador consigue la reducción de la aceleración vertical para todos los ángulos de

incidencia. La Figura 5.15 muestra el movimiento de los actuadores T-Foil y aletas de popa. Como se ve, el T-Foil está configurado a una posición fija de $\alpha_H=7.5^\circ$, y las aletas de popa no llegan en ningún momento a la saturación.

5.5.3 Control QFT de la dinámica transversal

Plantillas. La Figura 5.16 muestra las plantillas para el rango de frecuencias de trabajo $w=[0.5, 0.8, 1, 1.5, 2, 10]$.

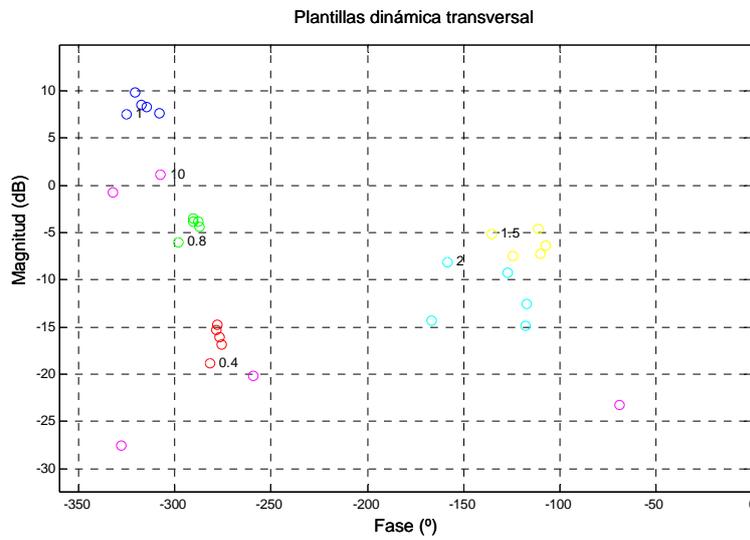


Figura 5.16. Plantillas del subsistema de la dinámica transversal.

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones fijadas para el diseño QFT (5.23) y (5.24) garantizan unos márgenes de ganancia y sensibilidad robusta adecuados.

- Márgenes de fase y ganancia $\lambda_r = 1.8 = 5.1 \text{ dB}$. (5.23)

- Reducción de sensibilidad $\delta_{S_r} = 1.6$. (5.24)

Los márgenes de estabilidad para $L_{\omega_{\text{roll}}}/(1+L_{\omega_{\text{roll}}})$ se eligen arbitrariamente con el valor $\lambda_r = 1.8 = 5 \text{ dB}$, que significa que debe satisfacer la siguiente desigualdad para todas las frecuencias

$$\left| \frac{G_{\text{pRoll}} G_{\text{c}\omega_{\text{roll}}}}{1 + G_{\text{pRoll}} G_{\text{c}\omega_{\text{roll}}}} \right| \leq \lambda_r = 1.8 = 5.1 \text{ dB}; \quad \omega \geq 0, \quad \forall G_{\text{pRoll}} \in \{G_{\text{pRoll}}\} \quad (5.25)$$

que corresponden a unos valores de $MG=3.84 \text{ dB}$, y $MF= 32.26^\circ$.

Las fronteras a baja frecuencia ($\omega \leq 3$ rad/s) se calculan para satisfacer la desigualdad de rechazo a perturbaciones (5.9). Esta desigualdad queda de la forma:

$$\left| \frac{\omega_{roll}}{d_r} \right| = \left| \frac{1}{1 + G_{pRoll} G_{c\omega\omega roll}} \right| \leq \frac{e_2}{|d|} \equiv \delta_{Sr} = 1.6; \quad 0 < \omega \leq 3 \text{ rad/s}, \quad \forall G_{pRoll} \in \{G_{pRoll}\} \quad (5.26)$$

Diseño del control. La Figura 5.17 muestra el diagrama de Nichols con las curvas de restricción calculadas (5.25), (5.26) y la función de lazo abierto nominal $L_{\omega roll}^0(j\omega)$.

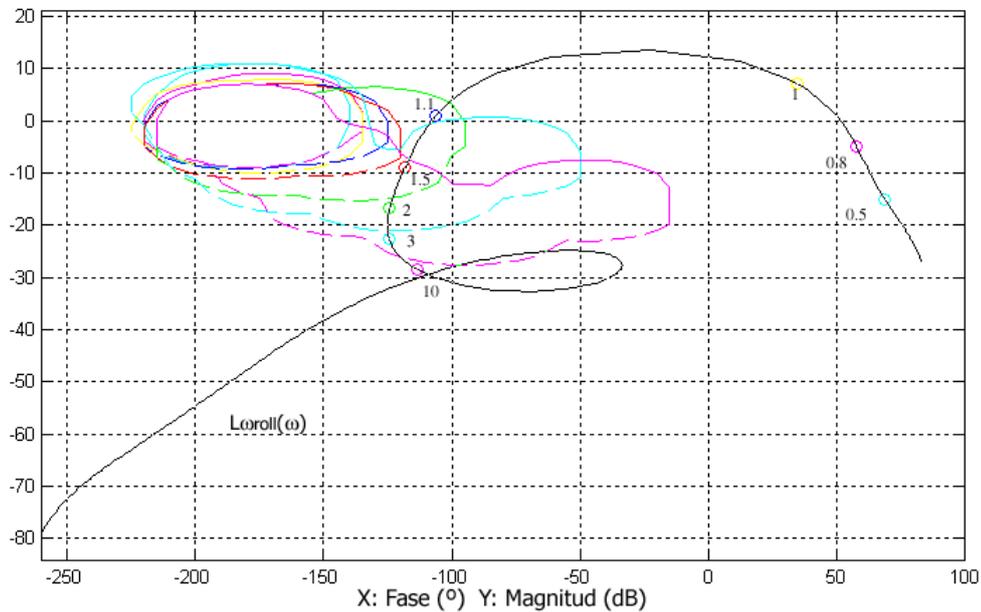


Figura 5.17. Diseño del control. Función lazo abierto nominal $L_{\omega roll}^0(j\omega)$ junto con intersección de fronteras.

El controlador diseñado es un filtro de primer orden (5.27). Se demuestra que $L_{\omega roll}^0(j\omega)$ permanece fuera de las fronteras a las frecuencias correspondientes, por lo que el controlador satisface las especificaciones dadas.

$$G_{c\omega roll}(s) = 1.23 \cdot \frac{\left(\frac{1}{0.64} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{0.41} s + 1 \right)} \quad (5.27)$$

Análisis en el dominio de la frecuencia. Las Figuras 5.18(a) y (b) muestran el análisis en frecuencia del problema de estabilidad robusta y rechazo de perturbaciones en la salida de la planta. Se puede observar en estas gráficas que en todos los casos cumple las especificaciones de robustez.

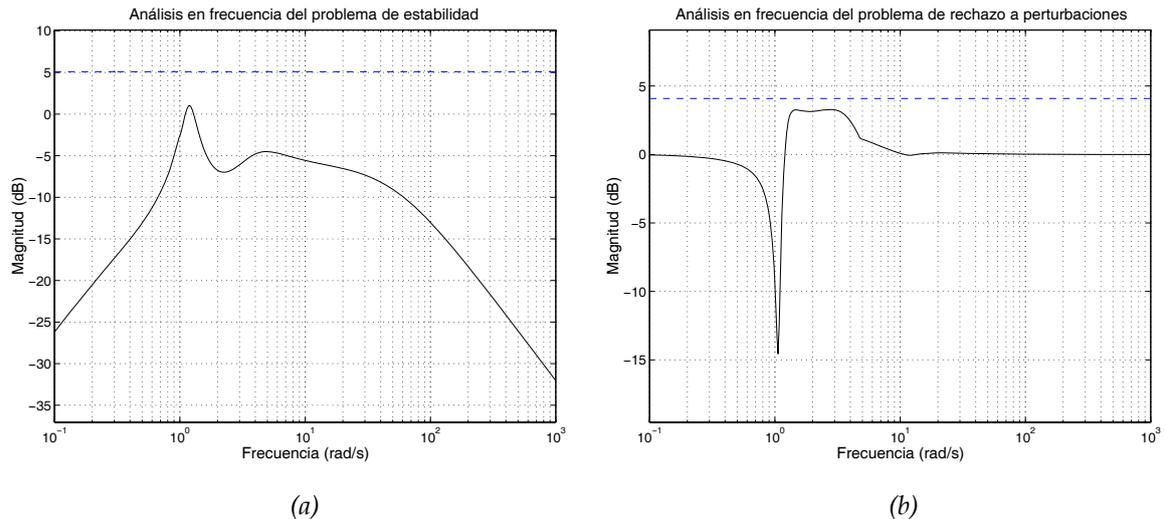


Figura 5.18. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones $L_{\omega_{roll}}^0(j\omega)$.

Análisis en el dominio temporal. La Tabla 5.2 muestra los valores de $J_{\omega_{roll}}$ y el porcentaje de reducción de velocidad angular para olas irregulares SSN= 4 y 5 y ángulo de incidencia $\mu = 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ$ y 165° para simulaciones realizadas sobre el subsistema de la dinámica transversal con el controlador obtenido $G_{\omega_{roll}}(s)$ (5.27).

La Figura 5.19 muestra la respuesta temporal ω_{roll} del subsistema en lazo cerrado, y compara los resultados con y sin control para incidencias de 150° y estado de la mar SSN=5. Se observa a partir de los valores de la tabla y la representación gráfica que el control consigue el amortiguamiento de la respuesta ω_{roll} .

La Figura 5.20 muestra el movimiento de las aletas laterales, que muestran que no se llega a producir saturación.

Tabla 5.2. Cálculo de $J_{\omega_{roll}}$ y reducción para el subsistema de la dinámica transversal. $V=40$ nudos. SSN=4 y SSN=5.

	ángulo de incidencia μ	$J_{\omega_{roll}}$	reducción ω_{roll} (%)	reducción balanceo (%)
SSN4	105°	1,43	-5,29	5,53
	120°	1,02	14,40	20,60
	135°	0,73	25,91	28,16
	150°	0,67	12,29	20,69
	165°	0,26	28,73	30,22
	180°	1 e-7	17.16	-14.06
SSN5	105°	2,74	0,15	9,39
	120°	2,38	17,06	23,97
	135°	1,49	31,46	29,51
	150°	1,30	18,02	25,27
	165°	0,53	32,93	31,01
	180°	1.5e-7	14.30	0.572

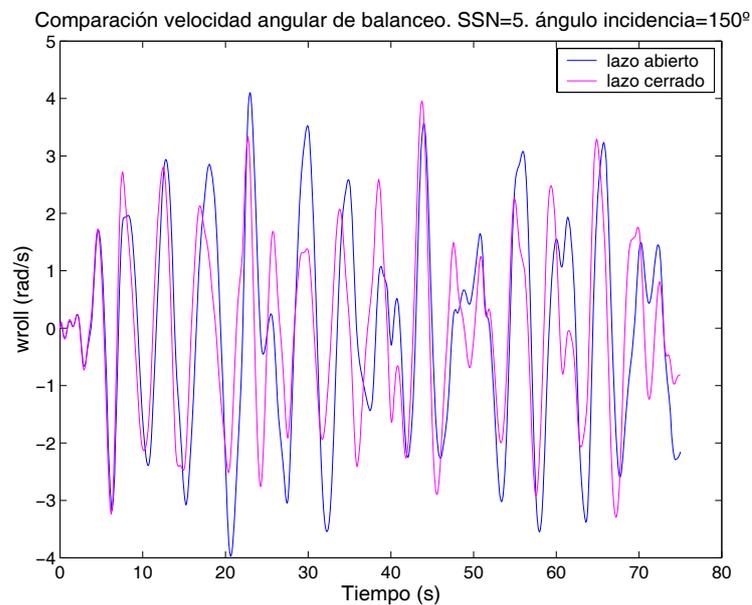


Figura 5.19. Comparación de velocidad angular de balanceo con y sin control $G_{c0,roll}(s)$. SSN=5. $\mu =150^\circ$.

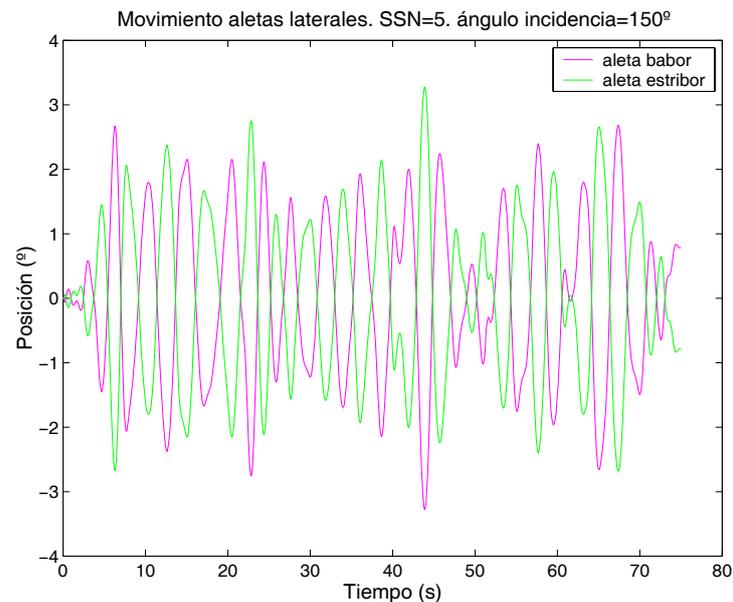


Figura 5.20. Movimiento aletas laterales. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.

5.5.4 Sistema completo acoplado

Una vez se han diseñado de forma separada los controladores de la aceleración vertical y la velocidad angular de balanceo, que consiguen la reducción de las respuestas de arfada y cabeceo, por un lado, y de balanceo por otro, el siguiente paso es comprobar si estos controladores diseñados consiguen la reducción en los tres movimientos cuando se añade o incluye un acoplamiento entre las dos dinámicas longitudinal y transversal.

La Tabla 5.3 muestra los valores de J_{acc} , $J_{\omega roll}$, y porcentajes de reducción de aceleración vertical y velocidad angular de balanceo, para los mismos casos probados anteriormente, esto es, oleaje irregular SSN = 4 y 5 y ángulos de incidencia entre olas y dirección del barco de $\mu = 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ$ y 165° .

De la tabla se puede concluir, que los controladores $G_{cAcc}(s)$ y $G_{c\omega roll}(s)$ dados por (5.22) y (5.27) respectivamente, reducen los movimientos tanto verticales como horizontales cuando se añaden los efectos de acoplamiento debido a la acción de los actuadores. Además, también se observan las salidas temporales del sistema completo acoplado (Fig. 5.8). La Figura 5.21 compara la aceleración vertical con y sin controlador, y la Figura 5.22 muestra la comparación de la velocidad angular de balanceo con y sin controlador.

Tabla 5.3. Cálculo de J_{acv} y $J_{\omega roll}$ y reducción para el sistema completo acoplado. $V=40$ nudos. $SSN=4$ y $SSN=5$.

	ángulo incidencia μ	J_{acv}	$J_{\omega roll}$	Reducción acv (%)	Reducción ω_{roll} (%)	Reducción cabeceo (%)	Reducción arfada (%)	Reducción balanceo (%)
SSN4	105°	1,16	1,35	3,55	-0,02	7,80	2,76	8,41
	120°	1,06	0,95	9,61	18,78	9,81	2,46	22,79
	135°	0,95	0,69	13,34	24,41	10,43	1,54	31,15
	150°	1,01	0,95	12,17	18,78	10,78	1,36	22,60
	165°	0,96	0,28	10,07	35,53	10,84	1,28	27,27
	180°	0,51	0,37	5,30	-63,90	4,64	-0,52	-197,00
SSN5	105°	2,23	2,63	5,12	3,49	8,00	2,68	10,69
	120°	2,22	1,93	11,02	23,98	9,75	2,59	27,06
	135°	2,01	1,49	10,80	31,46	10,36	1,11	29,51
	150°	2,14	1,30	11,95	18,02	10,65	1,71	25,27
	165°	2,11	0,73	10,47	30,60	10,74	1,67	29,22
	180°	1,07	0,41	5,38	-65,75	4,65	-0,26	-214,00

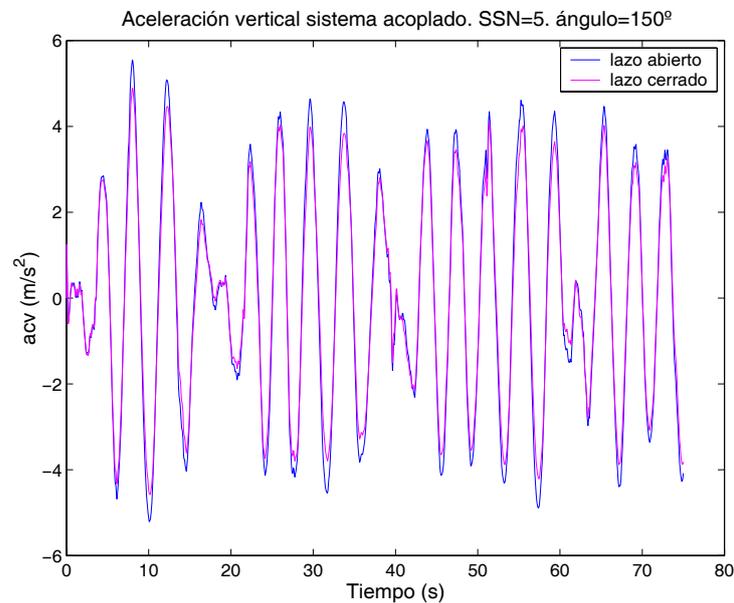


Figura 5.21. Comparación de aceleración vertical total con y sin control en el sistema acoplado. $SSN=5$. $\mu=150^\circ$.

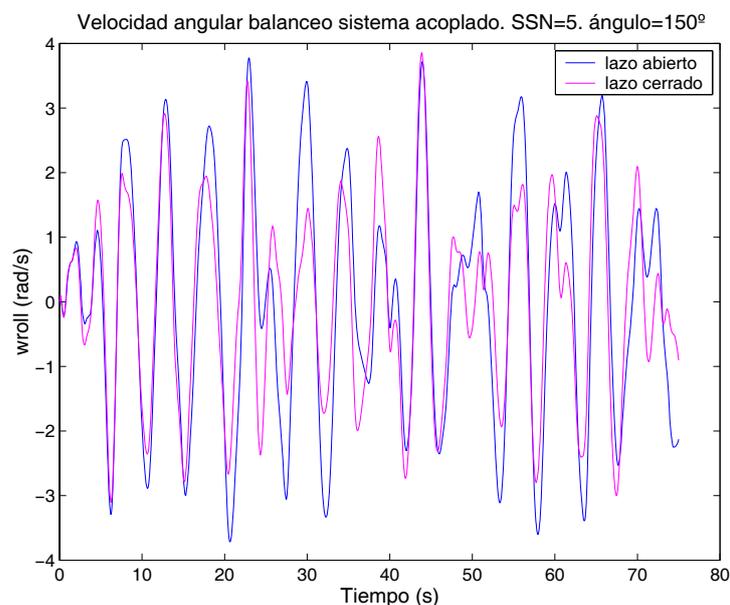


Figura 5.22. Comparación de velocidad angular de balanceo con y sin control en el sistema acoplado. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.

5.6 Conclusiones

Este capítulo ha empleado de nuevo la técnica QFT en una aplicación práctica en el campo de los sistemas navales. En concreto, el problema planteado consiste en la estabilización y reducción de movimientos en un BAV, provocados por la acción de perturbación del oleaje y el acoplamiento entre las dinámicas longitudinal y transversal.

En casos donde el ángulo μ entre la dirección del buque y el oleaje es diferente de 180° (conocido como mar de proa), se ha observado que la acción de los actuadores para el control de los movimientos longitudinales de arfada y cabeceo (T-Foil y flaps) produce un incremento en la componente vertical del balanceo. Y de la misma forma, las aletas laterales encargadas de disminuir el movimiento transversal de balanceo, causan una componente en el modo de cabeceo.

La primera aproximación, abordada este capítulo, consiste en el diseño de un control QFT SISO para cada dinámica de forma independiente, bajo la hipótesis de un grado de acoplamiento mínimo. Estos sistemas presentan características muy apropiadas para un diseño QFT, puesto que las plantas presentan incertidumbres (la respuesta del sistema a diferentes ángulos de incidencia del oleaje), y perturbaciones a la salida de la planta (el

oleaje). En la técnica QFT, las especificaciones en el dominio temporal de estabilidad, no saturación de los actuadores, y reducción de movimientos, se traducen en especificaciones en el dominio de la frecuencia. Otra característica de los dos sistemas SISO a resolver es que son de fase no mínima, por lo que el proceso de diseño resulta más complejo.

Tras el diseño, se demuestra que los controladores obtenidos consiguen amortiguar tanto el sistema longitudinal como el transversal. Por último, también se demuestra que estos controladores son capaces de reducir los tres modos acoplados en el sistema completo. La Figura 5.23 muestra, a modo de resumen gráfico, los valores de los porcentajes de reducción obtenidos para los diferentes ángulos de incidencia y diferentes estados de la mar, para los subsistemas longitudinal y transversal, y el sistema global acoplado.

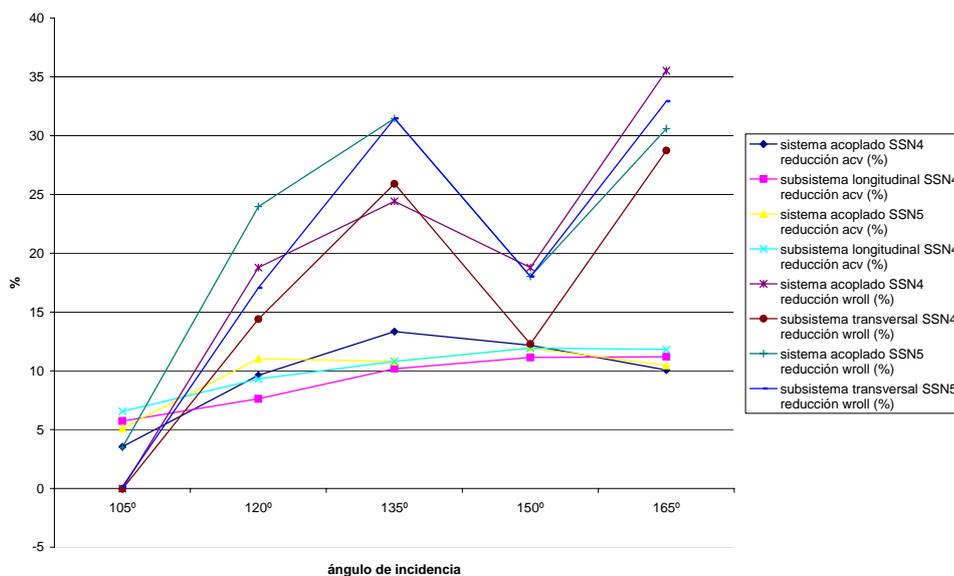


Figura 5.23. Porcentajes de reducción de las respuestas de los subsistemas longitudinal y transversal, y sistema global acoplado, según ángulo de incidencia μ y estado de la mar.

Comparados con otras aproximaciones aplicadas en trabajos anteriores, y teniendo en cuenta los resultados obtenidos, el empleo de QFT como técnica de control queda afianzado como una alternativa favorable para este tipo de problemas, dado que es necesario un único controlador para cualquier situación de ángulo de incidencia, velocidad ó estado de la mar que se plantee. Además, se demuestra la versatilidad de la metodología, puesto que permite la construcción de diseños a priori para dinámicas

desacopladas, cuando el hecho de la adición de actuadores provoca un acoplamiento y por tanto, un aumento en las respuestas de arfada, cabeceo y balanceo.

Sin embargo, si se considera un efecto de acoplamiento debido a los actuadores significativo, este tipo de resolución no es eficaz. Por ejemplo, para $\mu=150^\circ$ y $SSN=5$, y ángulos $\gamma_{T-FOIL} = \gamma_{FINS} = 8^\circ$, los porcentajes de reducción en las salidas acv y ω_{roll} son 0.60% y 2.99% respectivamente. Si $\gamma_{T-FOIL} = \gamma_{FINS} = 10^\circ$, los porcentajes son -2.68% y -25.2%, y para $\gamma_{T-FOIL} = \gamma_{FINS} = 15^\circ$ se obtiene un -10.90% y -52.11%. La Figura 5.24 muestra las salidas para este último caso.

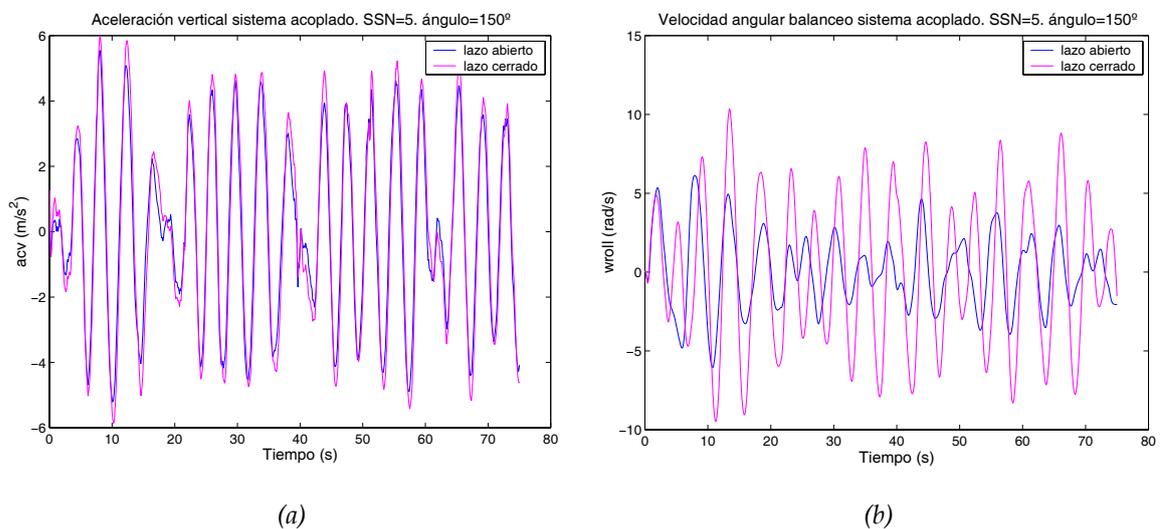


Figura 5.24. Salidas (a) aceleración vertical, y (b) velocidad angular balanceo. $SSN=5$. $\mu = 150$.

Por lo tanto, para dinámicas independientes para grados de acoplamiento notables, los controladores no son válidos, por lo que se debe desarrollar otro método que consiga estos objetivos.

Capítulo 6

Control híbrido QFT+EA de Estabilización de la Dinámica Acoplada de un Buque de Alta Velocidad

6.1 Introducción

Este capítulo es el tercero y último que completa el trabajo realizado sobre el control de estabilización de la dinámica acoplada de un BAV. Como ya se ha señalado en los dos capítulos anteriores, uno de los objetivos principales en el diseño de barcos es el amortiguamiento de los tres modos principales causantes del mareo: arfada, cabeceo, y balanceo.

Tal y como se anotó, un hecho observado al analizar el comportamiento de las tres dinámicas del buque cuando el oleaje incide con un ángulo diferente de 180° , es la existencia de interacciones dinámicas entre el modo de balanceo y actuadores (en concreto T-Foil) que controlan los movimientos longitudinales, causando un incremento en el movimiento de balanceo. De igual forma, se producen interacciones dinámicas entre los modo de cabeceo y arfada con las aletas laterales encargadas de amortiguar el movimiento transversal de balanceo.

Así, en primera instancia, y lo que ocupa el capítulo 5, se resolvió el problema de control robusto multivariable de las dinámicas acopladas en tres grados de libertad para la reducción de los movimientos de arfada, cabeceo y balanceo, mediante diseño QFT. Para resolver el problema MIMO, se hizo una primera estimación en la que el acoplamiento debido a la acción de los actuadores no era significativa, y como derivación de la teoría lineal, se consideraba ausencia de acoplamiento de movimientos para mar de proa ($\mu=180^\circ$). Por tanto, como solución, se empleó la metodología QFT SISO para el diseño de los controladores de las dos dinámicas (longitudinal y transversal), de forma independiente. A continuación, se comprobó si los controladores conseguían la reducción de los tres modos acoplados en el sistema completo (ver Figura 5.6 del Capítulo 5). Los resultados obtenidos fueron satisfactorios, con la conclusión de que el empleo de la metodología robusta de QFT es una herramienta versátil que admite un diseño a priori para dinámicas desacopladas, cuando el hecho de añadir los actuadores genera acoplamientos en las dinámicas, que provocaban a su vez un incremento en las respuestas de arfada, cabeceo y balanceo.

No obstante, cuando el grado y efecto del acoplamiento debido a los actuadores es significativo, la solución de esta primera aproximación, tal como se demostró en el capítulo antecedente no resulta eficiente. De este modo, en este capítulo se aborda el problema multivariable sin consideraciones previas de acoplamientos despreciables, y se plantea el problema como un diseño de control robusto multivariable QFT de un sistema con tres modos acoplados.

El sistema del buque acoplado en tres grados de libertad, tal y como se verá, es de fase no mínima. Por tanto, el planteamiento clásico (Yaniv, 1999) de diseño de un controlador diagonal (ver Sección 2.5.1 en Capítulo 2), donde se convierte el sistema MIMO $n \times n$ en un número n de subsistemas SISO, y los efectos del acoplamiento entre subsistemas se tratan como perturbaciones en la entrada, no es aplicable. Por tanto, se plantea una nueva aproximación que maneja el sistema de control robusto MIMO empleando una combinación de dos técnicas de control. En concreto, el procedimiento consiste en combinar la técnica QFT SISO con la técnica de Asignación de Autoestructuras (del inglés *Eigenstructure Assignment*, (EA)).

La asignación de autoestructuras (Andry, *et al.*, 1995) es una técnica de diseño de control multivariable, donde tanto las dinámicas del transitorio como sus relaciones de acoplamiento pueden ser mejoradas a través de una asignación apropiada de las autoestructuras en lazo cerrado, bien por control por realimentación de estados o de salida (Sobel y Shapiro, 1985). Esta técnica se ha empleado de forma extensa en el diseño de sistemas de control de vuelo, como por ejemplo en los trabajos (de la Cruz *et al.*, 1997; Wu *et al.*, 2004). Con un adecuado diseño de asignación de autoestructuras, se puede conseguir un desacoplamiento óptimo para el modelo de la planta nominal, que permite la descomposición del sistema MIMO en sistemas SISO desacoplados. Luego, la técnica SISO QFT es empleada para hacer converger las respuestas del sistema de plantas con incertidumbres en la respuesta de la planta nominal.

El objetivo de este capítulo es desarrollar y verificar un diseño de controladores combinando metodologías QFT con el método EA, que muestren que es una buena alternativa para el problema de control de estabilización de vehículos marinos con dinámicas acopladas.

El capítulo se estructura como sigue. En la Sección 6.2 se presenta el problema concreto del problema de control de estabilización de las dinámicas longitudinal y transversal acopladas de un BAV. En la siguiente Sección 6.3, se muestra la justificación del empleo de otro método (en concreto EA) combinado con QFT. Ya en la Sección 6.4, se realiza una descripción de la técnica de Asignación de Autoestructuras. En la Secciones 6.5 se realiza el desarrollo del método de control híbrido QFT+EA aplicado al problema de estabilización de un BAV. Finalmente, en la Sección 6.6 se exponen las conclusiones.

6.2 Planteamiento del problema de control

Tal como se anotó en las Secciones 5.1 y 5.2 del capítulo anterior, y para este segundo método, el problema se plantea como un sistema acoplado de los tres movimientos de arfada, cabeceo, y balanceo debido a la acción de los actuadores, con un modelo nominal (modelos de las dinámica para ángulo de incidencia de $\mu=135^\circ$) con incertidumbres

correspondientes a las respuestas del barco a diferentes ángulos de incidencia de oleaje μ , y donde este oleaje es considerado como una entrada de perturbación.

De esta forma, se presenta un modelo con tres entradas ($\alpha_R, \alpha_P, \alpha_H$) y tres salidas ($\omega_{roll}, a_{cvp}, a_{cvh}$). En la Figura 6.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema, donde queda reflejada el efecto del acoplamiento debido a los actuadores. El oleaje, como se ve, se maneja como la entrada de perturbación a cada movimiento.

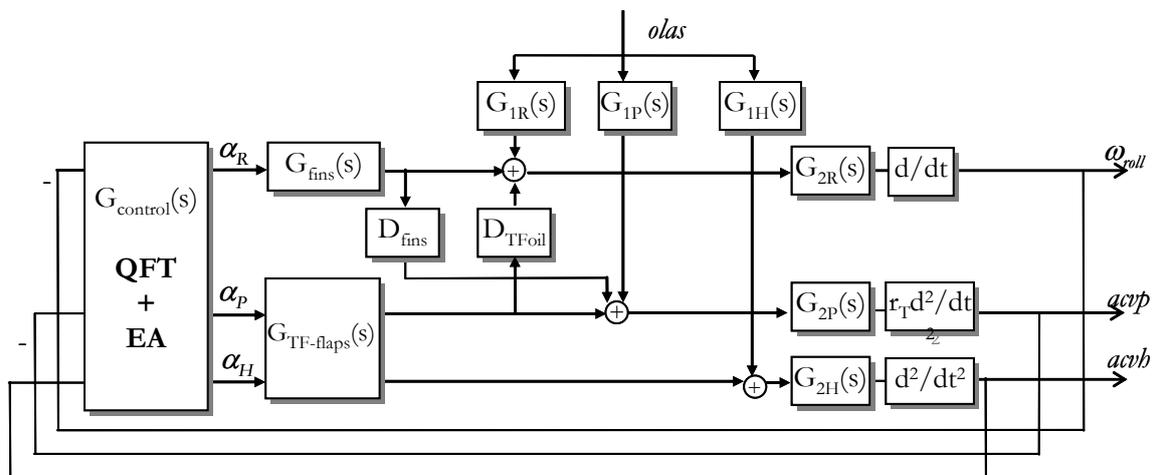


Figura 6.1. Diagrama de bloques de las dinámicas longitudinal y transversal de un BAV con control multivariable QFT+AE.

En el problema de diseño de los controladores $G_{c\omega_{roll}}(s)$, $G_{c a_{cvp}}(s)$, $G_{c a_{cvh}}(s)$, deben tenerse en cuenta los siguientes factores:

- Estabilidad del sistema.
- Reducción de los movimientos arfada, cabeceo, y balanceo.
- Evitar la saturación en aletas de proa, de popa y aletas laterales $|\alpha| < \pm 15^\circ$.
- No debe existir escora.
- Rango de frecuencias $[0.39, 1.15]$ rad/s.

Como en este capítulo se considera un grado de acoplamiento no despreciable, es decir, el ángulo γ de las expresiones 5.1 y 5.2 es mayor de 10° , se debe buscar otra alternativa de diseño de control robusto diferente a la aplicada en la primera aproximación.

6.3 Justificación del método de Asignación de Autoestructuras

En primera instancia, se plantea la idea del diseño de un controlador diagonal $G = \text{diag}(g_1, g_2, g_3)$. La técnica de diseño cuantitativo QFT para el diseño del controlador diagonal para plantas multivariantes LTI (Yaniv, 1999), se basa en la descomposición del sistema multivariable en una serie de etapas secuenciales. En la Sección 2.5.1 se resolvió este problema para un sistema MIMO 2x2 de 1 GL.

Como ahora se tiene un sistema MIMO 3x3 de 1 GL, el problema se transformará en el diseño en tres etapas de tres sistemas SISO secuenciales. Así, la solución del problema original es simplemente una combinación de las soluciones obtenidas en cada etapa. Este método se desarrolla a partir de las ecuaciones del sistema. Para el caso del buque, si tiene la ecuación del sistema de forma explícita:

$$\mathbf{y} = \mathbf{P}_{BAV} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{d}$$

$$\begin{pmatrix} \omega_{roll} \\ acv_p \\ acv_h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{2R} \cdot G_{fins} \cdot G_{der} & G_{2R} \cdot G_{TFoil2Mroll} \cdot G_{der} & G_{2R} \cdot G_{flaps2Mroll} \cdot G_{der} \\ G_{2P} \cdot G_{fins2Mp} \cdot G_{der2} & G_{2P} \cdot G_{TFoil2Mp} \cdot G_{der2} & G_{2P} \cdot G_{flaps2Mp} \cdot G_{der2} \\ G_{2H} \cdot G_{fins2Fh} \cdot G_{der2} & G_{2H} \cdot G_{TFoil2Fh} \cdot G_{der2} & G_{2H} \cdot G_{flaps2Fh} \cdot G_{der2} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{u} + \begin{pmatrix} G_{1R} \\ G_{1P} \\ G_{1H} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{olas} \quad (6.1)$$

y la ley de control es

$$\mathbf{u} = -\mathbf{G}_{control} \cdot \mathbf{y} = \begin{pmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 \\ 0 & 0 & g_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_{roll} \\ acv_p \\ acv_h \end{pmatrix} \quad (6.2)$$

Aplicando el algoritmo de eliminación Gaussiana para resolver la ecuación del sistema, y empleando la notación $P^{-1} = [\hat{p}_{ij}]$, se llega a tres ecuaciones para las salidas ω_{roll} , acv_p , acv_h :

$$\omega_{roll} = \frac{\hat{p}_{11}d_1 + \hat{p}_{12}d_2 + \hat{p}_{13}d_3 - \hat{p}_{12} \cdot acv_p - \hat{p}_{13} \cdot acv_h}{\hat{p}_{11} + g_1} \quad (6.3)$$

$$acv_p = \frac{\hat{p}_{21}^2d_1 + \hat{p}_{22}^2d_2 + \hat{p}_{23}^2d_3 - \hat{p}_{23}^2 \cdot acv_h}{\hat{p}_{22}^2 + g_2} \quad (6.4)$$

$$acv_h = \frac{\hat{p}_{31}^3 d_1 + \hat{p}_{32}^3 d_2 + \hat{p}_{23}^2 d_3}{\hat{p}_{33}^3 + g_3} \quad (6.5)$$

donde $\mathbf{d}=[d_1, d_2, d_3]^T=[G_{1R}, G_{1P}, G_{1H}]^T$ olas, es la entrada perturbación generada por el oleaje, y

$$\begin{aligned} \hat{p}_{ij} &= \mathbf{P}_{BAV}^{-1} \\ \hat{p}_{ij}^2 &= \hat{p}_{ij}^1 - \frac{\hat{p}_{i1}^1 \cdot \hat{p}_{1j}^1}{\hat{p}_{11} + g_1}; i = 2; j = 1, \dots, 3. \\ \hat{p}_{ij}^3 &= \hat{p}_{ij}^2 - \frac{\hat{p}_{i2}^2 \cdot \hat{p}_{2j}^2}{\hat{p}_{22}^2 + g_2}; i = 3; j = 1, \dots, 3. \end{aligned} \quad (6.6)$$

El proceso de diseño se basa en estas tres ecuaciones, que ayudan a descomponer el problema en el diseño de tres sistemas SISO secuenciales. La idea viene descrita de forma esquemática en la Figura 6.2.

Como se observa, de forma análoga a como se describió en la Sección 2.5.1, de las tres ecuaciones de las tres salidas (6.3)-(6.5) se derivan tres problemas SISO, en los que la planta se calcula a partir de la inversa de la planta original (6.6). Como se vio, una condición necesaria para la existencia de solución al problema, es que la planta \mathbf{P}_{BAV} (6.1) sea de fase no mínima. Como el conjunto de plantas que describen las dinámicas del buque $\{G_{2H}\}, \{G_{2P}\}, \{G_{2R}\}$, (ver ec. 4.36, 4.38, 4.40 en Capítulo 4) presenta ceros en el semiplano derecho s , las tres plantas SISO $1/\hat{p}_{11}$, $1/\hat{p}_{22}^2$, y $1/\hat{p}_{33}^3$ contendrán polos en el semiplano derecho s y los sistemas serán inestables, por lo que este método no es factible.

Así, como alternativa, se propone la técnica de Asignación de Autoestructuras (EA) para obtener el desacoplamiento de las dinámicas, y a partir de ahí, aplicar la metodología QFT SISO. Este procedimiento se describe a continuación.

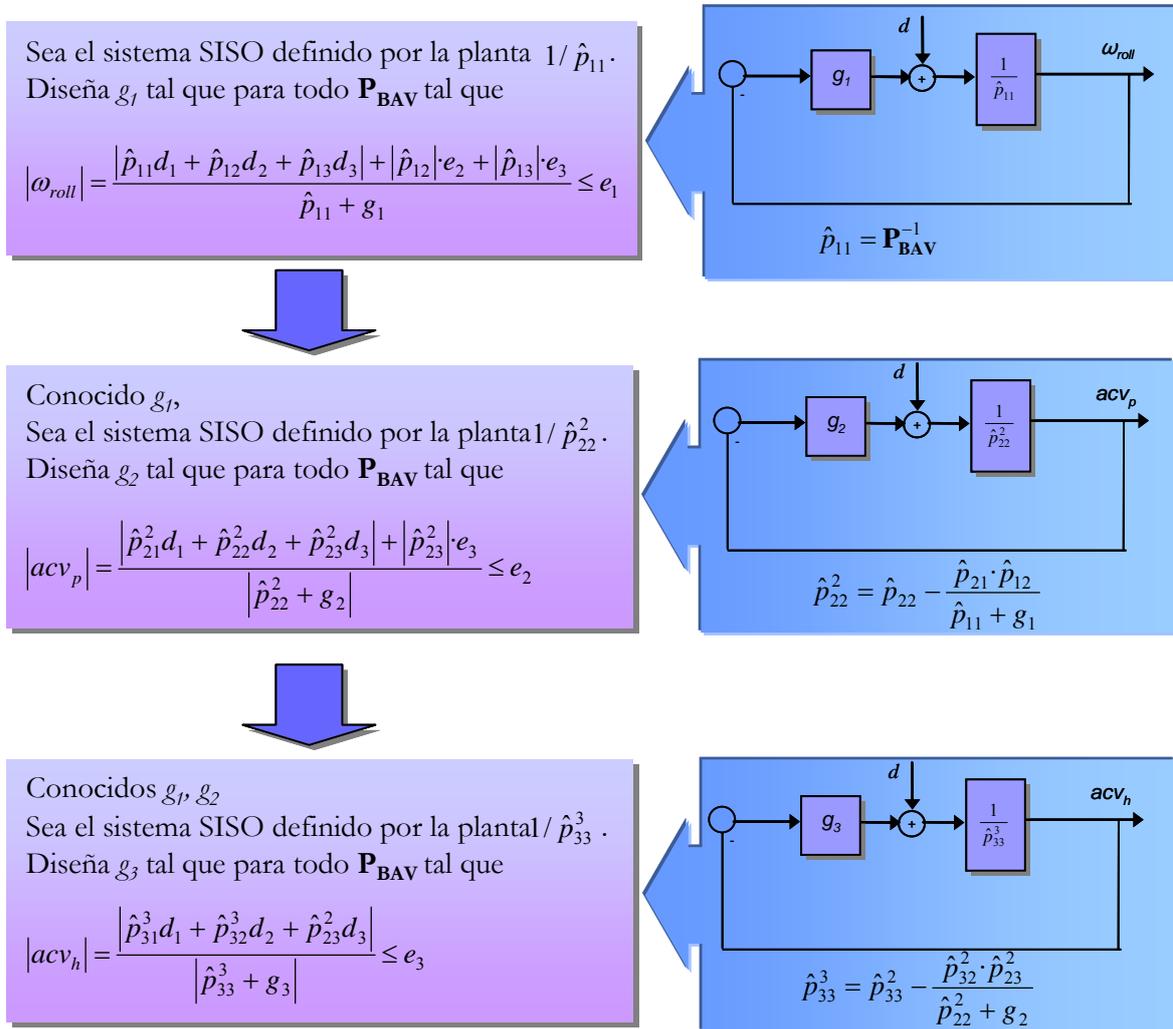


Figura 6.2. Esquema de síntesis QFT multivariable 3x3 de un controlador diagonal..

6.4 La técnica de Asignación de Autoestructuras (EA)

Con un diseño de asignación de autoestructuras adecuado, se puede conseguir un óptimo desacoplamiento para el modelo de la planta nominal, que permite así la descomposición del sistema MIMO en subsistemas SISO desacoplados. Tras este proceso, la metodología SISO QFT es empleada para tratar el problema de robustez y conseguir que las respuestas del sistema bajo incertidumbres converjan dentro de las respuestas de la planta nominal.

La principal característica del método EA es que permite al diseñador conseguir directamente la satisfacción de las especificaciones en términos de la respuesta transitoria y desacoplamiento de modos.

Para un sistema lineal invariante en el tiempo, es bien conocido por la teoría de los sistemas lineales multivariados, que cada solución representa una respuesta y depende principalmente de tres cantidades:

- i) Los autovalores de la matriz del sistema, que determina el ritmo de crecimiento/decrecimiento (es decir, la dinámica transitoria) de los estados correspondientes.
- ii) Los autovectores de la matriz del sistema, que determinan las relaciones de acoplamiento entre los estados.
- iii) Las condiciones iniciales de las variables de estado, que determinan el grado con el que cada modo contribuirá en la respuesta.

El principio básico es asignar los autovalores y autovectores del sistema de control en lazo cerrado a sus valores deseados o especificados a través de estrategias de realimentación de la salida o los estados (Andry *et al.*, 1995, Sobel y Shapiro, 1985). Para un estado específico, si alguno de los elementos en su correspondiente autovector puede asignarse al valor cero a través de un apropiado diseño del sistema, se puede conseguir respuestas desacopladas entre este estado y los otros.

Considerando un modelo dinámico general descrito por la forma canónica de la ecuación en el espacio de estados de un sistema lineal invariante en el tiempo:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \tag{6.7}$$

Donde el número de estados es n , el número de entradas es n_u , y el número de salidas es n_y , y se asume que $n_u < n_y$.

El problema del control de salida se establece como sigue:

Dado un conjunto de autovalores deseados, $\{\lambda_i, (i = 1, \dots, n_y)\}$, y el correspondiente conjunto de autovectores deseados $\{v_i (i = 1, \dots, n_y)\}$, encontrar una matriz real K de tamaño $n_u \times n_y$ tal que los autovalores de la matriz del sistema en lazo cerrado $A-BKC$, que se obtiene cuando se emplea la ley de control

$$u = -K \cdot y, \quad (6.8)$$

contiene a $\{\lambda_i\}$ como un subconjunto, y los correspondientes autovectores de $A-BKC$, se encuentran tan cerca como sea posible de los respectivos componentes del conjunto $\{v_i\}$.

Asumiendo que se cumple que el número de entradas es menor que el número de salidas $n_u < n_y < n$, se tiene que se podrán asignar n_y autovalores, y n_u elementos de cada autovector podrán ser elegidos arbitrariamente. El desacoplamiento de modos es el aspecto clave para considerar en la elección de autovectores. Si se pretende que el modo i -ésimo no tenga influencia en algunos componentes del vector de estado, las correspondientes entradas en el vector i -ésimo deben especificarse como ceros.

Un estudio detallado de los algoritmos para obtener la matriz de ganancia puede encontrarse en (Andry *et al.*, 1995; Sobel y Shapiro, 1985; Wu y Guo, 1993). En (Choi *et al.*, 2001) se introducen nuevas nociones de autovalores para sistemas lineales variantes en el tiempo, y en (Patton y Liu, 1994) se presenta una nueva aproximación para el diseño del control robusto de sistemas multivariables empleando una combinación de la técnica de EA, algoritmos genéticos, y optimización basada en el gradiente.

La técnica de EA es muy apropiada en aplicaciones de control de vuelo, dado que proporciona una conexión directa y visible entre características manejables y las especificaciones del control en términos de estabilidad estática y dinámica, desacoplamiento de modos y forma de la respuesta. Se pueden ver ejemplos de estas aplicaciones en (Wilson *et al.*, 1992; de la Cruz *et al.*, 1997, Clark *et al.*, 2003). En particular, Wu *et al.* (2004) proponen la idea de utilizar EA junto con un posterior diseño robusto QFT, para el problema multivariable 2x2 de 2 GL de seguimiento de trayectoria de un sistema aeronáutico. La aplicación EA se enfoca principalmente a la selección de autovalores para encontrar unas respuestas transitorias adecuadas, más que en la

consecución de desacoplamientos. A diferencia, en este trabajo se emplea la técnica EA (compartida con QFT) para la estabilización de un sistema marino, donde el problema consiste en un sistema 3x3 de 1 GL, y la técnica EA tiene como objetivo principal conseguir un óptimo desacoplamiento entre las dinámicas del sistema, por lo que el desarrollo se centra en la elección de autovectores.

6.4.1 Asignación de autoestructuras aplicado al sistema buque

La asignación de autoestructuras es una técnica que se aplica solamente a un modelo específico. El problema original en el caso particular del buque de alta velocidad se plantea como un conjunto de plantas inciertas correspondientes a cada ángulo de incidencia, y donde el modelo nominal elegido es el que tiene un ángulo de incidencia de 135°. Por tanto, para este caso, la idea es aplicar los resultados de la asignación de autoestructuras a la planta nominal, y a continuación emplear SISO QFT para conseguir satisfacer las especificaciones de robustez.

Como la técnica de asignación de autoestructuras requiere el modelo del sistema en ecuaciones de estado, se transforma la matriz 3x3 de funciones de transferencia \mathbf{P}_{BAV} (ec. 6.1) de la planta nominal en la forma de la expresión (6.7), donde finalmente se tiene que la matriz A (6.9) tiene dimensión 15, la matriz B (6.10) tiene dimensión 15x3, y la matriz C (6.11) es de 3x15. El vector entrada de control es $\mathbf{u}=[\alpha_R, \alpha_p, \alpha_H]^T$, y el vector de salida es $\mathbf{y}=[\omega_{roll}, acvp, acvh]^T$.

Dado que se tienen tres entradas de control ($n_u = 3$) y tres salidas ($n_y = 3$), la técnica permite modificar tres autovalores en lazo cerrado, y asignar arbitrariamente tres elementos de cada autovector. Como el sistema presenta 15 autovalores, habrá que fijarse en los tres autovalores correspondientes a las dinámicas de los tres actuadores.

La respuesta transitoria del sistema no es tan importante en este problema como es conseguir las dinámicas del buque desacopladas. Por tanto, se debe seleccionar una forma apropiada de los autovectores con el fin de lograr el desacoplamiento entre las respuestas de arfada, cabeceo, y balanceo debido a la acción de los actuadores. El desarrollo completo

del método y los resultados de la asignación de autoestructuras se muestra en la Sección 6.5.

$$A = \begin{pmatrix} -135 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1.8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2849 & 0.557 & 0 & -4359 & -0.705 & -1.210 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.002 & -0.0003 & 0 & 0.089 & 0.045 & 0.270 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.092 & 0.269 & 1.597 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.497 & -1.357 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.017 & 0.049 & -20 & -6.25 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 16 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.022 & 0.154 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.626 & -1.508 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.004 & 0.029 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.591 & 0.368 & -20 & -6.25 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 16 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.9)$$

$$B = \begin{pmatrix} 64 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 64 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \quad (6.10)$$

$$C = \begin{pmatrix} -2e-3 & -4e-4 & 0 & 0.11 & 0.06 & 0.34 & -1.25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.038 & 0.11 & -4.36 & -1.36 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -6e-3 & 0.046 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.92 & 0.58 & -3.125 & -9.77 \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

6.4.2 Diseño QFT para los resultados del diseño de EA

Con los resultados del diseño de asignación de autoestructuras, el diseño QFT se enfrenta al sistema en lazo cerrado descrito en la Figura 6.3. Las matrices en el espacio de estados serán las siguientes:

$$A_c = A - B \cdot K \cdot C; B_c = B; C_c = C \quad (6.12)$$

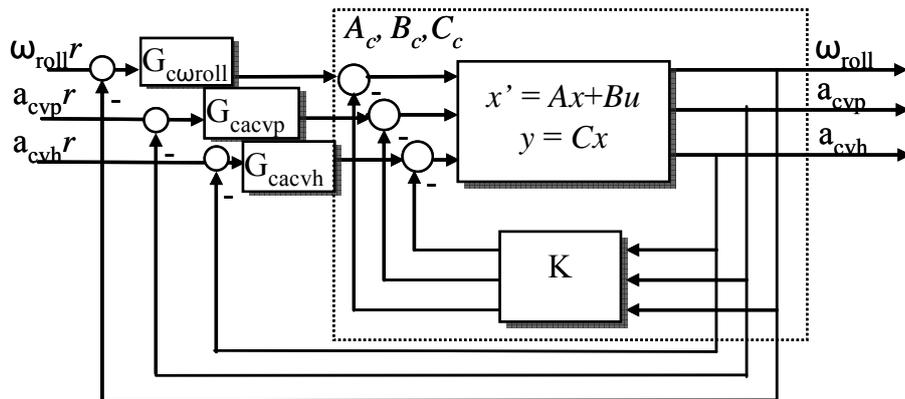


Figura. 6.3. Sistema buque con control AE/QFT combinados.

Con el propósito de realizar un diseño QFT, el modelo de la planta en ecuaciones de estado (6.12) es transformado de nuevo a funciones de transferencia. Así, la matriz de funciones de transferencia del sistema en lazo cerrado tendrá la siguiente forma

$$P_K = C_c (sI - A_c)^{-1} B_c = \begin{pmatrix} P_{K11} & P_{K12} & P_{K13} \\ P_{K21} & P_{K22} & P_{K23} \\ P_{K31} & P_{K32} & P_{K33} \end{pmatrix} \quad (6.13)$$

Como tras la asignación de autoestructuras se han conseguido las respuestas desacopladas de arfada, cabeceo y balanceo, las funciones de transferencia referentes al acoplamiento cruzado se pueden considerar como aproximadamente cero, esto es, $P_{Kij} (i \neq j) = 0$. Por tanto se tiene como resultado tres sistemas SISO independientes (P_{K11} , P_{K22} , P_{K33}).

Cada sistema de control SISO se diseñará con la metodología QFT. En cada caso (a l igual que en la primera aproximación que resolvía el problema), se aplicarán las especificaciones de estabilidad y demás características de rendimiento robustas que garanticen unos márgenes de ganancia y sensibilidad suficientemente robustos por las incertidumbres en los parámetros de la planta del buque debido a los diferentes ángulos de incidencia, y un óptimo rechazo a perturbaciones de entrada en la planta generadas por el oleaje.

A continuación, en la Sección 6.5 se muestran los resultados obtenidos y los controladores finales que consiguen el amortiguamiento de las principales dinámicas causantes del mareo.

6.5 Resultados

Los resultados se han validado en simulación con un modelo desarrollado en *Simulink* (ver *Anexo F.4*). Este modelo devuelve funciones de coste y porcentajes de reducción, y muestra en gráficas las salidas temporales del sistema en lazo cerrado, comparadas con las respuestas en lazo abierto, permitiendo así la comprobación de la validez de los controladores implementados de una forma práctica.

6.5.1 Simulación y criterios de medida

Las simulaciones que se realizan son las mismas que en el capítulo anterior, con velocidad del buque de 40 nudos, olas regulares de 0.8 m de alto y amplitud de frecuencia en el rango $[0.39, 3]$ rad/s, y olas irregulares de estado de la mar SSN=4, 5, 6. Los ángulos entre la dirección del barco y la dirección de las olas son $\mu = 90, 105, 120, 135, 150, 165, 180$ grados. Los resultados que se muestran son los obtenidos de las pruebas realizadas con olas irregulares de SSN=4 y 5, y las gráficas temporales corresponden a SSN=5 y ángulo de incidencia $\mu=150^\circ$.

Como el control QFT es un proceso iterativo, el diseño requiere un ciclo de iteración de diseño, implementación y re-diseño, y por tanto con el fin de asegurar y seleccionar el mejor controlador obtenido, se definen las tres funciones de coste $J_{\omega_{roll}}$, J_{acvp} , J_{acvh} , que determinan el valor medio de la velocidad angular, aceleración vertical de cabeceo y aceleración vertical de arfada respectivamente:

$$J_{\omega_{roll}} = \overline{\omega_{roll}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\omega_{roll}(t_i)| \quad (6.14)$$

$$J_{acvp} = \overline{acvp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |acvp(t_i)| \quad (6.15)$$

$$Jacvh = \overline{acvh} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |acvh(t_i)| \quad (6.16)$$

Los controladores con los valores mínimos de $J_{\omega_{roll}}$, J_{acvp} , y J_{acvh} serán los más óptimos, porque esto implica la máxima atenuación en la velocidad angular de balanceo y aceleraciones verticales de cabeceo y arfada.

Además, se miden los porcentaje de reducción, tal y como se describen en (6.17)-(6.19).

$$\text{reducción } \omega_{roll} (\%) = \frac{\overline{\omega_{roll LA}} - \overline{\omega_{roll LC}}}{\overline{\omega_{roll LC}}} \quad (6.17)$$

$$\text{reducción } acvp (\%) = \frac{\overline{acvp LA} - \overline{acvp LC}}{\overline{acvp LC}} \quad (6.18)$$

$$\text{reducción } acvh (\%) = \frac{\overline{acvh LA} - \overline{acvh LC}}{\overline{acvh LC}} \quad (6.19)$$

6.5.2 Resultados del diseño EA

Tal y como se ha descrito en la Sección 6.4.1, la asignación de autoestructuras sólo se realiza sobre un modelo específico, por lo que se aplica esta técnica para desacoplar el modelo de la planta nominal. El modelo nominal en forma de ecuaciones canónicas queda descrito por las matrices A (6.9), B (6.10), y C (6.11).

Como se tienen tres entradas ($n_u = 3$), según este método, se pueden modificar tres autovalores del sistema en lazo cerrado. Como el número de salidas es $n_y = 3$, se podrán asignar arbitrariamente tres elementos en cada autovector.

Entre los quince autovalores que tiene el sistema, se seleccionan entonces tres para modificar, y por tanto se eligen los tres correspondientes a las dinámicas de los tres actuadores. La Tabla 6.1 muestra los autovalores de las dinámicas longitudinal y transversal del sistema del buque en lazo abierto que están relacionados con la acción de las aletas laterales, T-Foil, y aletas de popa. Esta tabla incluye también los valores en lazo cerrado que se han elegido o son los esperados.

Tabla 6.1 Autovalores de las dinámicas del buque longitudinal y transversal

Modo dinámico	<i>Autovalores (lazo abierto)</i>	<i>Valor esperado</i>	<i>Resultados de diseño (lazo cerrado)</i>
Balanceo	-13.5	-11	-10.982
Cabeceo	-1.8	-2.5	-2.515
Arfada	-1.8	-9.5	-9.465

Para analizar el acoplamiento entre modos, hay que analizar los autovectores. Para conseguir un desacoplamiento óptimo en las respuestas de balanceo, arfada y cabeceo, se seleccionarán los autovectores correspondientes de la forma tal y como se ilustra en la Tabla 6.2. El símbolo 'x' significa un componente sin especificar, mientras que '0' implica el requisito de desacoplamiento. Así, con el fin de conseguir un grado de desacoplamiento satisfactorio entre los tres modos, los tres autovectores se seleccionan de la forma descrita en la primera columna de esta tabla.

Tabla 6.2 Autovectores de las dinámicas del buque longitudinal y transversal.

<i>Autovectores (lazo abierto)</i>	<i>Resultados del diseño (lazo cerrado)</i>				
$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ x \\ x \\ x \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ x \\ x \\ 1 \\ x \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ x \\ 1 \\ x \\ 0 \\ 1 \\ x \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0.9071 \\ -0.1851 \\ -0.0093 \\ -0.369 \\ 0.0673 \\ -0.0123 \\ 0.0354 \\ -0.0018 \\ 0.0003 \\ -0.0005 \\ 0.0008 \\ -0.0002 \\ 0.0000 \\ -0.0074 \\ 0.0107 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -0.1403 \\ 0.9004 \\ 0.2887 \\ 0.0497 \\ -0.0395 \\ 0.0314 \\ 0.0015 \\ -0.2228 \\ 0.1772 \\ -0.0006 \\ 0.0036 \\ -0.0081 \\ 0.0064 \\ -0.0005 \\ 0.0034 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0.3291 \\ 0.0082 \\ -0.3249 \\ -0.1811 \\ 0.0383 \\ -0.0081 \\ -0.0322 \\ 0.0525 \\ -0.0111 \\ 0.0482 \\ -0.0815 \\ 0.0055 \\ -0.0012 \\ 0.4376 \\ -0.7398 \end{pmatrix}$

Finalmente, empleando los algoritmos de Asignación de Autoestructuras (Andry, 1983; de la Cruz *et al.*, 1997), la matriz de control de ganancia obtenida (ver Fig. 6.3) es

$$K = \begin{pmatrix} 0.047 & -8.6526 & 1.3301 \\ -0.0037 & -3.6554 & 0.5620 \\ 0.0947 & -9.1661 & 1.3670 \end{pmatrix} \quad (6.20)$$

Los autovalores en lazo cerrado y los valores de los autovectores vienen dados en la columna derecha de las Tablas 6.1 y 6.2 respectivamente. Como se puede observar, los autovalores resultantes se encuentran muy cerca de los valores esperados. Además, se demuestra que los efectos del acoplamiento en los modelos de balanceo y cabeceo se han hecho más débiles.

Sin embargo, el acoplamiento para otros ángulos de incidencia diferentes al caso nominal, pueden tener efectos bastante más notorios. Por tanto, con el fin de conseguir comportamientos robustos frente a los efectos de los actuadores a diferentes ángulos incidentes, en primer lugar, y a las incertidumbres en los parámetros del modelo sobre la envergadura del oleaje en segundo lugar, se propone un diseño de control robusto tal y como ofrece la técnica QFT.

6.5.3 Resultados del diseño QFT

A partir de los resultados del diseño de EA, el diseño QFT comienza con el sistema en lazo cerrado descrito en la Figura 6.3.

Dado que la asignación de autoestructuras consigue unas respuestas desacopladas de balanceo, arfada y cabeceo, el proceso QFT consiste en el diseño de tres sistemas de control independientes de plantas (P_{K11} , P_{K22} , P_{K33}) (ver ec. 6.13).

6.5.3.1 Diseño QFT para la dinámica del balanceo

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones para estabilidad y límites de rendimiento robustos fijados para el diseño QFT garantizan unos márgenes de ganancia y reducción de sensibilidad adecuados:

- Márgenes de estabilidad $\lambda_{11} = 1.2 = 1.6 \text{ dB}$. (6.21)

- Reducción de sensibilidad $\delta_{s11} = 1.4$. (6.22)

Los márgenes de estabilidad se eligen arbitrariamente con el valor $\lambda_{11} = 1.2$ ($MG = 5.3$ dB, $MF = 49.25^\circ$), que hace que se satisfaga la siguiente desigualdad para todas las frecuencias:

$$\left| \frac{P_{K11} G_{c\omega\omega\text{rol}}}{1 + P_{K11} G_{c\omega\omega\text{rol}}} \right| \leq \lambda_{11} = 1.2 = 1.6\text{dB}, \quad \omega \geq 0 \quad (6.23)$$

Las fronteras a baja frecuencia ($\omega \leq 3$ rad/s) se calculan para satisfacer la desigualdad de rechazo a perturbaciones. Esta desigualdad queda de la forma:

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{\omega_{\text{roll}}}{d} \right| = \left| \frac{1}{1 + P_{K11} G_{c\omega\omega\text{roll}}} \right| \leq \delta_{s11} = 1.4; \quad \omega \leq 3 \text{ rad/s} \quad (6.24)$$

Diseño del control. La Figura 6.4 muestra el diagrama de Nichols de las especificaciones calculadas junto con la función de lazo abierto

$$L_{11}(j\omega) = G_{c\omega\omega\text{roll}}(j\omega) \cdot P_{K11}(j\omega) \quad (6.25)$$

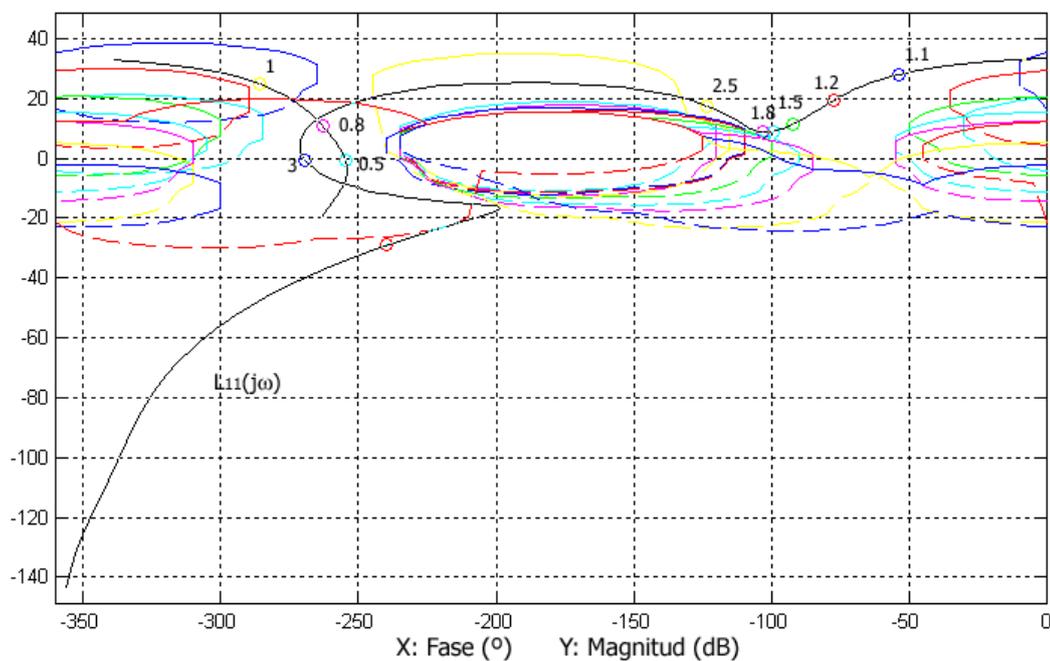


Figura 6.4. Diseño de control. Función de lazo abierto nominal $L_{11}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.

El controlador diseñado es un filtro de primer orden:

$$G_{c\omega_{roll}} = 1.5 \cdot \frac{\left(\frac{1}{0.58} s + 1\right)}{\left(\frac{1}{9.77} s + 1\right)} \quad (6.26)$$

Se puede observar en la Fig. 6.4 que la función de lazo permanece fuera de los límites en cada frecuencia, por lo que se concluye que el controlador cumple las especificaciones dadas.

Análisis en el dominio de la frecuencia. Las Figuras 6.5(a) y 6.5(b) muestran el análisis en frecuencia del problema de estabilidad robusta y rechazo de perturbaciones en la salida de la planta. Se puede observar en estas gráficas que en todos los casos cumple las especificaciones de robustez. En Fig. 6.5(b) se observa que la respuesta sobrepasa levemente la especificación de reducción de sensibilidad para frecuencias altas (10 rad/s). Nótese que estas frecuencias no entran en el rango del espectro del oleaje, y se emplea únicamente para el cálculo de fronteras de estabilidad robusta.

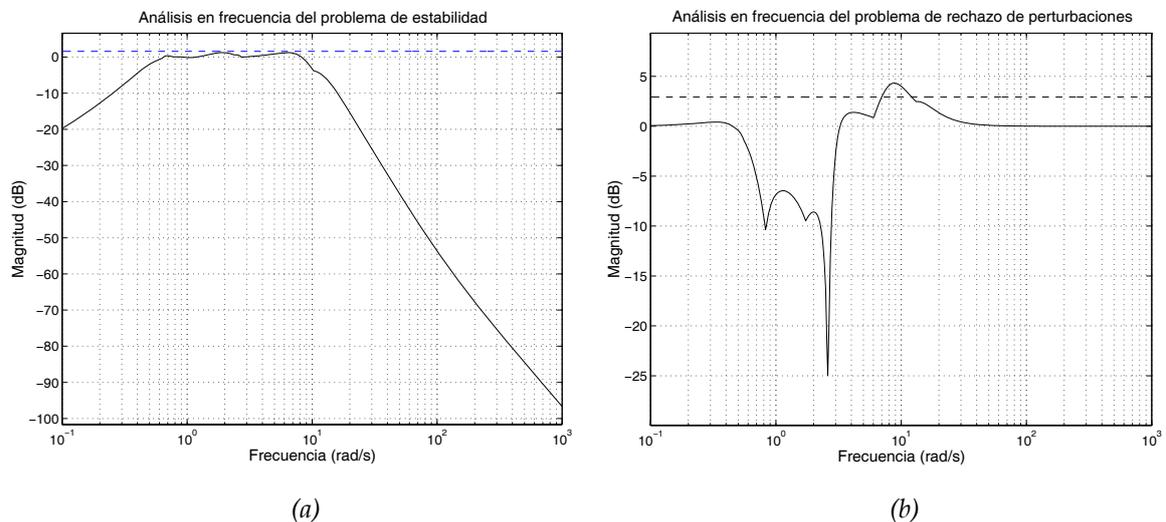


Figura 6.5. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones para $L_{11}(j\omega)$.

6.5.3.2 Diseño QFT para la dinámica de cabeceo

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones elegidas para estabilidad y límites de rendimiento robustos para el segundo diseño QFT son

- Márgenes de fase y ganancia $\lambda_{22} = 1.2 = 1.6 \text{ dB}$. (6.27)

- Reducción de sensibilidad $\delta_{s22} = 1.05$.

(6.28)

El valor $\lambda_{22} = 1.2$ ($MG = 5.3 \text{ dB}$, $MF = 49.25^\circ$) para la especificación de estabilidad robusta se elige arbitrariamente, e implica que se debe satisfacer la siguiente desigualdad para todas las frecuencias:

$$\left| \frac{P_{K22} G_{\text{cavp}}}{1 + P_{K22} G_{\text{cavp}}} \right| \leq \lambda_{22} = 1.2 = 1.6 \text{ dB}; \quad \omega \geq 0 \quad (6.29)$$

El valor para el cálculo de las fronteras de rechazo a perturbaciones $\delta_{s22} = 1.05$ a frecuencias bajas ($\omega \leq 3 \text{ rad/s}$) garantiza una apropiada reducción de sensibilidad. De esta forma, la desigualdad de rechazo a perturbaciones queda de la forma,

$$\left| \frac{acvp}{d} \right| = \left| \frac{1}{1 + P_{K22} G_{\text{cavp}}} \right| \leq 1.05; \quad \omega \leq 3 \text{ rad/s} \quad (6.30)$$

Diseño del control. El diagrama de Nichols con los límites calculados, y la función de lazo abierto (6.32) viene representado en la Figura 6.6.

$$L_{22}(j\omega) = G_{\text{cavp}}(j\omega) \cdot P_{K22}(j\omega) \quad (6.31)$$

El controlador diseñado es también un filtro de primer orden (6.32). Se observa que el controlador sigue las especificaciones, puesto que la función de lazo abierto permanece fuera de los márgenes a sus frecuencias correspondientes.

$$G_{cavp} = 3.1 \cdot \frac{\left(\frac{1}{0.026} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{0.035} s + 1 \right)} \quad (6.32)$$

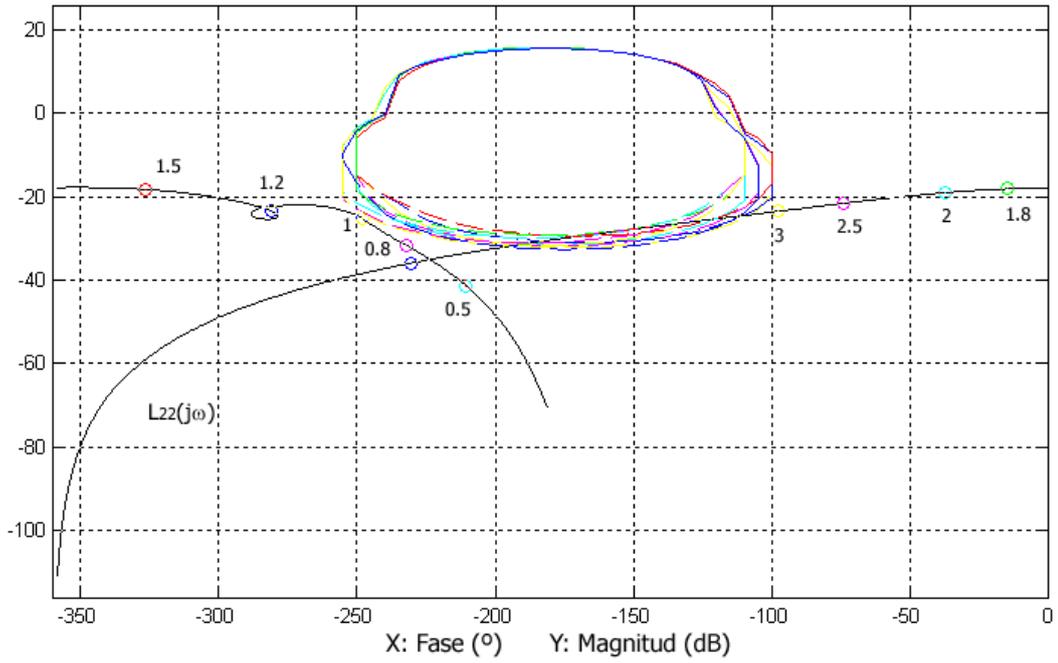


Figura 6.6. Diseño de control. Función de lazo abierto nominal $L_{22}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.

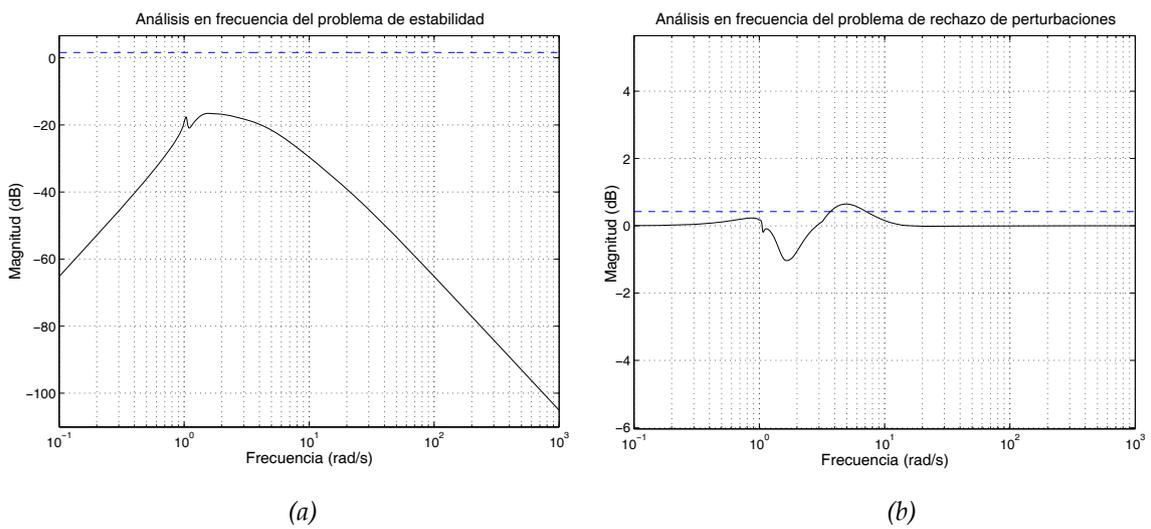


Figura 6.7. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones para $L_{22}(j\omega)$.

Análisis en el dominio de la frecuencia. En las Figuras 6.7(a) y (b) se representan las respuestas en frecuencia del problema de estabilidad robusta y rechazo a perturbaciones en la salida de la planta, que de nuevo confirman el cumplimiento de las especificaciones del control diseñado.

6.5.3.3 Diseño QFT para la dinámica de arfada

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones elegidas para estabilidad y límites de rendimiento robustos para el tercer diseño QFT son

- Márgenes de fase y ganancia $\lambda_{33} = 1.5 = 3.5 \text{ dB}$. (6.33)

- Reducción de sensibilidad $\delta_{s33} = S_3$. (6.34)

El valor $\lambda_{33} = 1.5$ corresponde a unos márgenes de ganancia y fase de $MG = 4.5 \text{ dB}$ y $MF = 38.9^\circ$ respectivamente. Este valor se elige arbitrariamente, y significa que debe satisfacer la siguiente desigualdad para todas las frecuencias:

$$\left| \frac{P_{K33} G_{cavh}}{1 + P_{K33} G_{cavh}} \right| \leq \lambda_{33} = 1.5 = 3.5 \text{ dB}; \quad \omega \geq 0 \quad (6.35)$$

El parámetro S_3 toma un valor para frecuencias menores de 2 rad/s, y otro valor diferente para frecuencias mayores que 2 rad/s. Así, la desigualdad de rechazo a perturbaciones viene definida por (6.36) y (6.37).

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{acvh}{d} \right| = \left| \frac{1}{1 + P_{K33} G_{cavh}} \right| \leq \left| \frac{1}{1 + P_{K22} (2.93s + 8.15) / (s + 1.76)} \right|; \quad 0 < \omega \leq 2 \text{ rad/s} \quad (6.36)$$

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{acvh}{d} \right| = \left| \frac{1}{1 + P_{K33} G_{cavh}} \right| \leq \left| \frac{1}{1 + P_{K22} (-2.99s - 8.67) / (s + 1.17)} \right|; \quad 2 \leq \omega < 3 \text{ rad/s} \quad (6.37)$$

Diseño del control. El diagrama de Nichols con los límites calculados, y la función de lazo abierto (6.38) viene representado en la Figura 6.8.

$$L_{33}(j\omega) = G_{cavh}(j\omega) P_{K33}(j\omega) \quad (6.38)$$

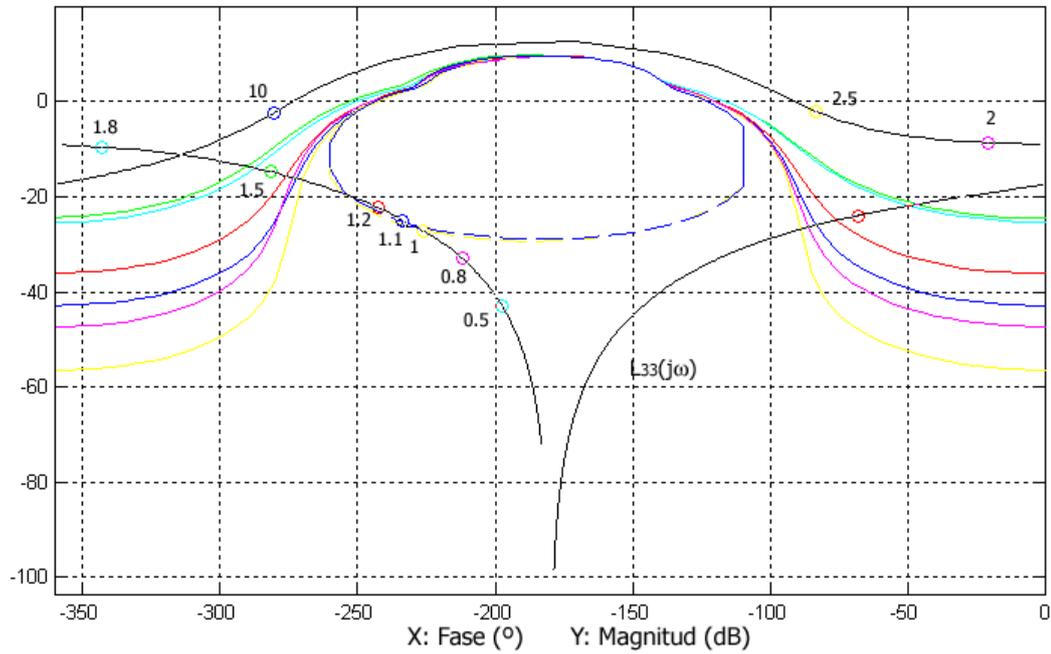


Figura 6.8. Diseño de control. Función de lazo abierto nominal $L_{33}(j\omega)$ junto con curvas de restricción.

El controlador $G_{cavh}(s)$ debe diseñarse de forma que la función lazo abierto, satisfaga el peor caso o intersección de todos los límites. El control final diseñado (6.39) es un filtro de tercer orden, con dos ceros y tres polos. Se demuestra que el controlador cumple con las especificaciones.

$$G_{cavh}(s) = 5.4 \frac{\left(\frac{1}{2.42^2} s^2 + \frac{0.14}{2.42} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{2.91^2} s^2 + \frac{0.1}{2.91} s + 1 \right) \left(\frac{1}{3.56} s + 1 \right)} \quad (6.39)$$

Análisis en el dominio de la frecuencia. Las respuestas en frecuencia de los problemas de estabilidad robusta y reducción de sensibilidad son mostradas en las Figuras 6.9(a) y (b) respectivamente. Se valida así el controlador diseñado, puesto que cumple las especificaciones dadas para en rango de frecuencia de interés.

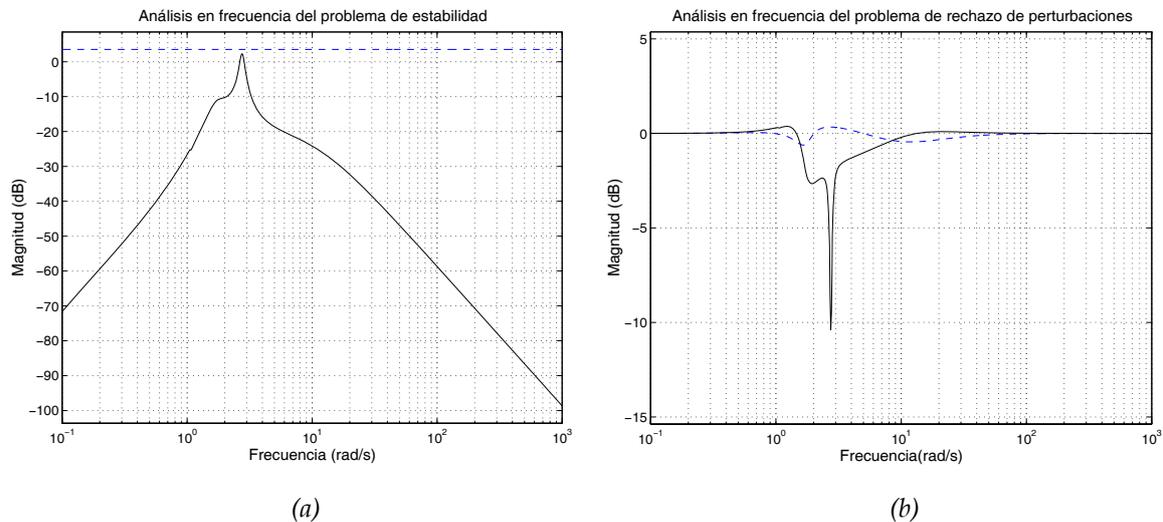


Figura 6.9. Análisis en la frecuencia del problema de: (a) estabilidad, (b) rechazo a perturbaciones para $L_{33}(j\omega)$.

6.5.3.4 Comprobación del sistema MIMO

Con la combinación de los resultados de la técnica de asignación de autoestructuras y el diseño QFT, se obtiene el sistema completo MIMO de la Figura 6.3. Para evaluar el rendimiento del sistema completo, se han llevado a cabo simulaciones del sistema de control multivariable.

La Tabla 6.3 muestra los valores de porcentajes de reducción en la velocidad angular de balanceo, y aceleraciones verticales de cabeceo y de arfada, para olas irregulares $SSN=4$ y $SSN = 5$, e incidencia de ola $\mu = 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ, 165^\circ, 180^\circ$. El grado de acoplamiento debido a la acción de actuadores es de $\gamma_{T-FOIL} = \gamma_{FINS} = 15^\circ$. Se puede ver a partir de esta tabla que el control híbrido obtenido mediante QFT+EA consigue la reducción de los movimientos de balanceo, cabeceo y arfada.

También se observan las salidas temporales simuladas del sistema global (Fig. 6.3). Las Figuras 6.10, 6.11, y 6.12, muestran la comparación entre cada salida con y sin control para $SSN=5$ y un ángulo incidente de $\mu = 150^\circ$ de las respuestas de balanceo, cabeceo y arfada respectivamente.

Tabla 6.3. Cálculo del porcentaje de reducción para el control QFT-EA. $V = 40$ n. SSN=4, 5.

	μ	$J_{\omega_{roll}}$	reducción ω_{roll} (%)	J_{acvp}	reducción $acvp$ (%)	J_{acvh}	reducción $acvh$ (%)
SSN4	105°	2,325	0,8%	0,460	34,5%	0,838	2,8%
	120°	1,009	12,1%	0,479	44,8%	0,464	4,7%
	135°	0,329	178,4%	0,498	48,7%	0,471	2,6%
	150°	0,518	45,8%	0,562	44,4%	0,420	3,9%
	165°	0,095	86,9%	0,535	0,6%	0,401	4,1%
	180°	0,107	65,6%	0,356	13,1%	0,233	1,9%
SSN5	105°	2,837	1,1%	0,927	34,3%	1,430	3,3%
	120°	1,705	40,4%	0,964	45,7%	0,891	6,0%
	135°	1,056	87,2%	1,006	49,4%	0,885	5,0%
	150°	1,199	28,7%	1,118	46,7%	0,805	7,1%
	165°	0,666	12,4%	1,065	46,7%	0,784	7,1%
	180°	0.811	50,8%	0698	14,35%	0,462	0,01%

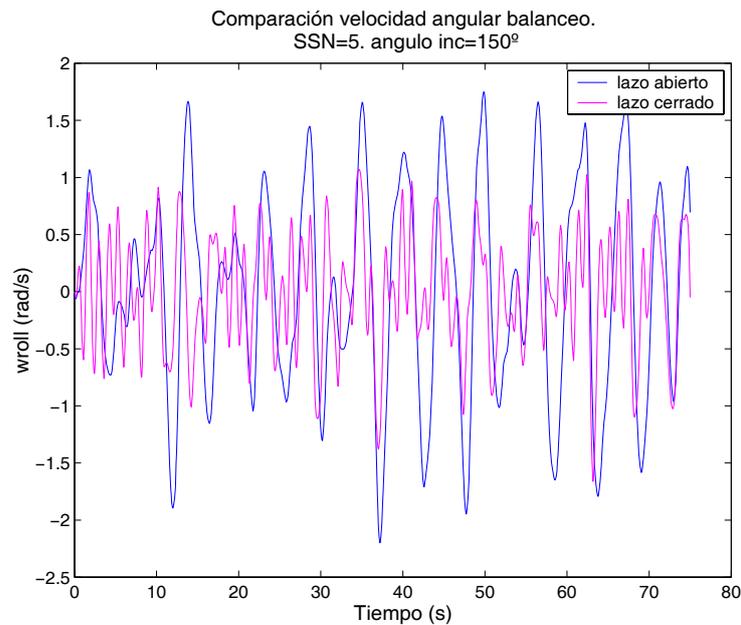


Figura 6.10. Comparación de la velocidad angular de balanceo ω_{roll} con y sin control QFT+EA. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.

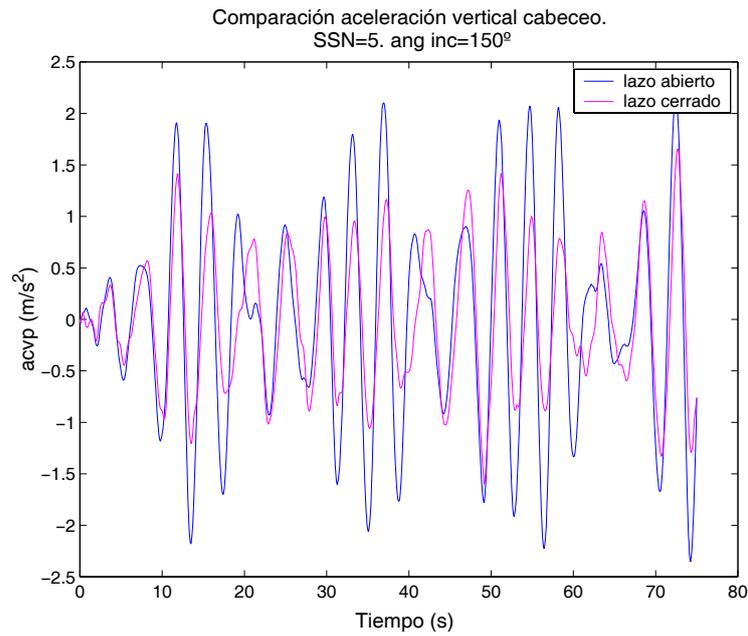


Figura 6.11. Comparación de la aceleración vertical de cabeceo $acvp$ con y sin control QFT+EA. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.

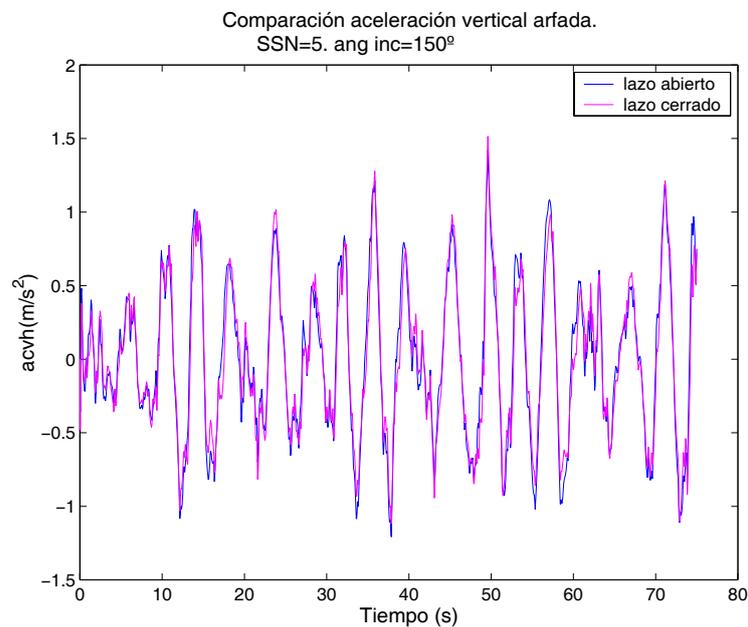


Figura 6.12. Comparación velocidad vertical de arfada $acvh$ con y sin control QFT+EA. SSN=5. $\mu = 150^\circ$.

6.6 Conclusiones

En el capítulo anterior se ha empleado de nuevo metodologías QFT en una aplicación práctica en el campo de los sistemas navales. En concreto, el problema planteado consiste en el problema de estabilización de un buque de alta velocidad con acoplamiento entre las dinámicas longitudinal.

En casos donde el ángulo μ entre la dirección del buque y el oleaje es diferente de 180° (conocido como mar de proa), se ha observado que la acción de los actuadores para el control de los movimientos longitudinales de arfada y cabeceo (T-Foil y flaps) producen un incremento en la componente vertical del balanceo. Y de la misma forma, las aletas laterales encargadas de disminuir el movimiento transversal de balanceo, causan una componente en el modo de cabeceo.

La primera aproximación vista en el Capítulo 5 consiste en el diseño de un controlador para cada dinámica de forma independiente. Este método tiene una aplicación óptima cuando el grado de acoplamiento debido a la acción de los actuadores es relativamente pequeño. Cuando este efecto de acoplamiento aumenta, la técnica no resulta eficiente, por lo que se busca una nueva alternativa para resolver el problema.

En este capítulo se aplica una combinación de la metodología QFT con la técnica de Asignación de Autoestructuras como solución al problema de estabilización de la dinámica acoplada de un BAV. El problema MIMO es manejado primeramente con la técnica EA para desacoplar las dinámicas del sistema para la planta nominal. Con el fin de conseguir un rendimiento robusto para otros ángulos de incidencia y otros estados de la mar, tras obtener el desacoplamiento se aplica la técnica de control robusto QFT.

De igual forma que se realizó con la primera aproximación en el capítulo precedente, se llevan a cabo simulaciones de las respuestas temporales con diferentes olas y diferentes ángulos incidentes. Con los resultados obtenidos, se ve que el sistema diseñado en lazo cerrado consigue el desacoplamiento entre las dinámicas del sistema a la vez que unas respuestas amortiguadas. La Figura 6.13 resumen gráficamente los porcentajes de reducción en las tres salidas del sistema para cada incidencia de ola.

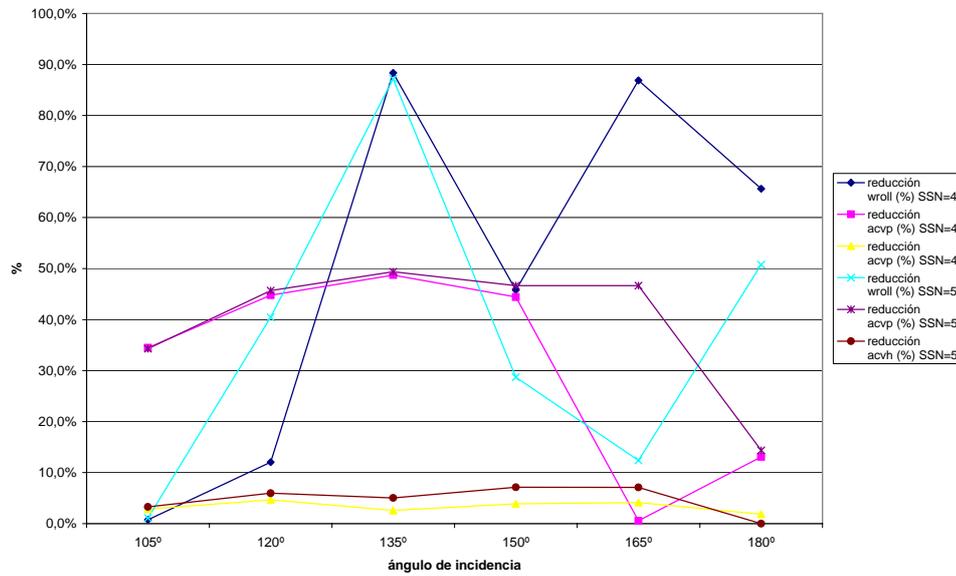


Figura 6.13. Porcentajes de reducción obtenidos según ángulo de incidencia μ y estado de la mar.

Como conclusión, se demuestra que la técnica combinada EA/QFT es un método robusto muy apropiado para su implementación, y que consigue los objetivos eficientemente. Además, los controladores obtenidos alcanzan un orden máximo de tres, por lo que su simplicidad es otro factor favorable. Queda verificado así que este método es una excelente opción para el diseño de control en sistemas multivariables acoplados, y en concreto en la aplicación de un control de estabilización de un sistema marino avanzado, como es un buque de alta velocidad.

Capítulo 7

Control QFT No Lineal MIMO de Seguimiento de Referencia de un Aerodeslizador

7.1 Introducción

En capítulos anteriores se ha llevado a cabo la aplicación de técnicas de diseño QFT a diferentes tipos de problemas típicos de sistemas marinos avanzados, tales como el posicionamiento dinámico de una plataforma amarrada, tratado en el Capítulo 3, que presenta un problema multivariable subactuado, y la estabilización de un buque de alta de velocidad, tratado en los Capítulos 4 a 6, que presenta un problema de fase no mínima. En cada caso se ha realizado un análisis de cada problemática, y a partir de los métodos *clásicos* teóricos multivariables QFT, se ha particularizado y se ha dado solución a cada sistema práctico concreto, con el fin de solventar las dificultades específicas que presentaban cada uno de ellos. En ambos casos, la solución se obtuvo siguiendo la teoría lineal, y los resultados fueron favorables.

En el capítulo que ahora ocupa se plantea un problema de control de un sistema no lineal subactuado, en particular, el control de seguimiento de referencia de un aerodeslizador. Como ya se comentó en los capítulos iniciales, tales problemas de control de seguimiento de sistemas subactuados motivan el desarrollo de nuevas técnicas de control no lineal,

puesto que una de las dificultades que presentan es que las técnicas no lineales clásicas en la teoría de control no lineal, como la linealización por realimentación, no son aplicables porque estos sistemas no son completamente linealizables por realimentación, y además presentan restricciones no holonómicas.

De este modo, este capítulo contribuye con la aplicación práctica de la técnica QFT no lineal multivariable al control de seguimiento de un aerodeslizador subactuado. El modelo es un sistema no lineal multivariable de 2 GL. La aproximación a la síntesis QFT no lineal sigue las ideas que se describen en (Baños, 2007), donde se propone una linealización local de una planta no lineal alrededor de unas salidas en lazo cerrado aceptables. La idea básica consiste en la sustitución de la planta no lineal por una familia lineal equivalente (ELF) de plantas y un conjunto de perturbaciones, dando lugar a un problema de control lineal a resolver en el marco de la metodología QFT lineal.

Con el objetivo de comprobar los algoritmos de control en un experimento real, nuestro grupo de trabajo cuenta con un aerodeslizador con radio control, tal y como se muestra en la Figura 7.1, sobre una superficie plana. Este aerodeslizador tiene dos propulsores fijos al vehículo que generan fuerzas en tres valores discretos. En estos trabajos, como una primera aproximación, se ha desarrollado un problema *benchmark* con un control clásico (Aranda *et al*, 2006).



Figura 7.1. Aerodeslizador R/C.

Las últimas décadas han sido testigo de un crecimiento continuo en la investigación en el área del control de seguimiento para vehículos autónomos subactuados. Los problemas de seguimiento de trayectoria están relacionados con el diseño de leyes de control que fuerzan al vehículo a alcanzar y seguir unas referencias parametrizadas en el tiempo, es

decir, un camino geométrico con una ley temporal asociada. Cabe distinguir entre seguimiento de trayectoria (*trajectory tracking*), que trata con el caso donde un vehículo debe seguir una referencia parametrizada en el tiempo, y seguimiento de referencia (*path following*), que se refiere al problema de conseguir que el vehículo converja hacia y siga un camino dado, sin ninguna especificación temporal.

El grado de dificultad de los problemas de seguimiento depende directamente de la configuración del vehículo. Para sistemas completamente actuados, el problema está razonablemente entendido (Isidori, 1989; Nijmeijer y Van der Schaft, 1990). Para los sistemas subactuados (sistemas con un número de entradas de control menor que el número de coordenadas generalizadas independientes (Ting-Yun, 1996)), tal y como se comentó en la Sección 1.4.2 del primer Capítulo, su estudio y análisis viene motivado por el hecho de que realizar el equipamiento completo para que estos vehículos estén completamente actuados resulta normalmente costoso y a menudo impracticable.

Los aerodeslizadores son un ejemplo típico de vehículo marino subactuado. Se pueden encontrar diferentes modelos de aerodeslizadores y de tipos de control desarrollados. Por ejemplo, en Fantoni *et al.* (2000) se presentan dos leyes de control. La primera controla la velocidad del aerodeslizador, mientras que la otra propone estrategias para posicionar el aerodeslizador en el origen. Seguchi y Ohtsuka (2002) presentan un algoritmo de tiempo real de un controlador horizontal para un aerodeslizador con radio control sobre un experimento hardware. Y en (Tanaka *et al.*, 2001) proponen un control *fuzzy* y calculan las condiciones de la matriz lineal de desigualdad LMI para asegurar la estabilidad.

En este capítulo se va a proceder a la verificación del diseño robusto QFT multivariable no lineal como una metodología efectiva, práctica y propicia para el control de seguimiento de camino para sistemas subactuados.

El capítulo se organiza como sigue. En la Sección 7.2 se presenta la descripción del modelo de un aerodeslizador. En la Sección 7.3 se formula el problema de control. A continuación, en la Sección 7.4 se desarrolla la técnica de control empleada, y en la Sección 7.5 se muestran los resultados del diseño. En la Sección 7.6 se dan las conclusiones.

7.2 Descripción del modelo del Aerodeslizador

El modelo no lineal de un aerodeslizador subactuado que se emplea para el diseño del control se obtiene a partir del modelo dinámico de un vehículo marino (Fossen *et al.*, 1998; Pettersen y Nijmeijer, 1998b).

Este modelo de aerodeslizador está equipado con dos hélices que proporcionan la propulsión que mueve el vehículo hacia delante (y hacia atrás) y crean un momento para el giro. La principal diferencia con respecto a un robot móvil de dos ruedas consiste en que el aerodeslizador se puede mover libremente hacia los lados, es decir, se desliza, incluso cuando este grado de libertad no está actuado.

El aerodeslizador puede tener uno o más motores. Un motor lleva el ventilador, que es el responsable de sustentar el vehículo mediante las fuerzas de chorros de aire bajo el vehículo (Figura 7.2). El aire empuja entonces a través de la superficie que está por debajo (“colchón” flexible), sustentando de esta forma el vehículo sobre el área donde se encuentre. Las dos hélices se emplean para propulsar el aerodeslizador en la dirección deseada.

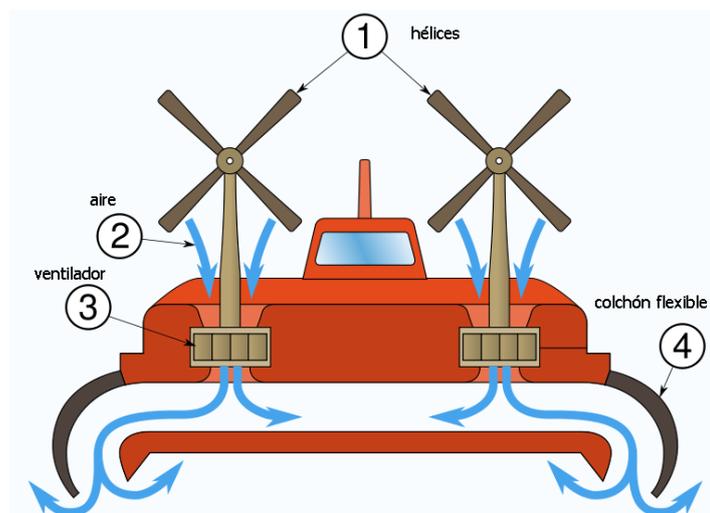


Figura 7.2. Esquema de funcionamiento de un aerodeslizador.

Las ecuaciones generales cinemáticas y dinámicas de movimiento del vehículo pueden representarse usando un sistema de coordenadas global $\{XY\}$ y un sistema de

coordenados fijo al cuerpo $\{X_B Y_B\}$ como se describe en la Figura 7.3. Las ecuaciones cinéticas pueden escribirse como

$$\begin{aligned}\dot{x} &= u \cos \theta - v \sin \theta, \\ \dot{y} &= u \sin \theta + v \cos \theta, \\ \dot{\theta} &= r,\end{aligned}\tag{7.1}$$

donde x, y, θ denotan la posición y orientación del aerodeslizador en el sistema terrestre; u, v son respectivamente las velocidades de avance y desplazamiento lateral en el sistema fijo al cuerpo, y r es la velocidad angular de guiñada.

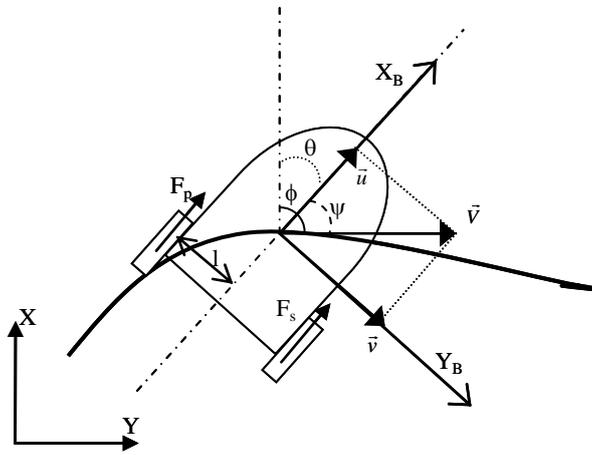


Figura 7.3. Modelo del aerodeslizador. Sistema de coordenadas terrestre XY , y sistema de coordenadas fijo al cuerpo $X_B Y_B$.

Considerando que las fuerzas de fricción y momentos pueden modelarse como fuerza de fricción viscosa, las ecuaciones dinámicas de movimientos son

$$\begin{aligned}m \cdot \dot{u} - m \cdot v \cdot r + r_l \cdot u &= F_s + F_p, \\ m \cdot \dot{v} + m \cdot u \cdot r + r_r \cdot v &= 0, \\ J \cdot \dot{r} + d_r \cdot r &= l \cdot (F_s - F_p),\end{aligned}\tag{7.2}$$

donde m es la masa del vehículo, J es la inercia, y r_l y r_r son los coeficientes de viscosidad y fricción rotacional respectivamente. F_s y F_p son las fuerzas de los propulsores de estribor y babor, y l es el brazo de momento de las fuerzas con respecto al centro de geometría.

Las entradas de control son las fuerzas ejercidas por los propulsores de babor y estribor (F_s, F_p) en la dirección de avance. Estas dos entradas se pueden recomponer en las

entradas (F_x, T_θ) . $F_x := F_s + F_p$ es la fuerza de control en la dirección de rumbo según el eje X , y $T_\theta = l (F_s - F_p)$ es el momento de control de guiñada. El aerodeslizador es subactuado y no existe control disponible en la dirección de desplazamiento lateral (eje Y), como se puede observar en la segunda ecuación de (7.2).

Nótese que con el fin de obtener un modelo simplificado captando las no linealidades esenciales del aerodeslizador, se asume que la matriz de inercia es diagonal e igual que la matriz identidad. Además, se desprecia el amortiguamiento hidrodinámico, que no es esencial para el control del sistema. La segunda ecuación del sistema (7.2) representa las fuerzas centrípeta y de Coriolis.

El ángulo de deriva ψ (*offset angle*) (similar al ángulo *side-slip* β en la literatura de control de vuelo) se define como

$$\psi = \phi - \theta \quad (7.3)$$

donde $\phi = \arctan(\dot{y} / \dot{x}) = r \cdot t$ es el ángulo de rumbo (*course angle*), esto es, el ángulo que hace la tangente de la trayectoria en el plano $X_B Y_B$ con el eje inercial X , mientras que el ángulo θ es el ángulo de orientación o guiñada (*attitude angle*).

La velocidad tangencial V es definida como $\vec{V} = \vec{u} + \vec{v}$. De esta forma, cuando el aerodeslizador no desliza, el vector \vec{V} coincide con el eje X_B y por tanto el ángulo deriva ψ es cero.

Por tanto, el modelo del aerodeslizador es un sistema no lineal MIMO 2x3 (dos entradas y tres salidas) y 2 GL. Más en concreto, el sistema presenta dos entradas de control: la fuerza de avance F_x y el momento de guiñada T_θ , y tres salidas: la posición x , y , y la orientación θ .

Las ecuaciones de estado se obtienen a partir de las ecuaciones de movimiento (7.1) y (7.2), con el vector de estados $\mathbf{x} = [x, y, \theta, u, v, \dot{\theta}]^T$. Los parámetros del aerodeslizador se han calculado experimentalmente con medidas sobre el sistema real (Aranda *et al.*; 2006). Los propulsores generan fuerzas en sólo tres valores discretos: {0.342, 0, -0.121} N. Otros

parámetros son $J = 0.0125 \text{ Kg m}^2$, $m = 0.894 \text{ Kg}$, $l = 0.0485 \text{ m}$, $d_v = 0.10 \text{ Kg/s}$ y $d_r = 0.05 \text{ Kg m}^2\text{s}$.

7.3 Planteamiento del problema de control

El objetivo del diseño del sistema de control consiste en conseguir el seguimiento del aerodeslizador a una referencia. Específicamente, el problema de control se establece para referencias de trayectorias circulares y lineales.

Así, el problema a estudiar puede formularse como sigue: Considerar el aerodeslizador representado mediante las ecuaciones de movimiento (7.1) y (7.2). Diseñar un controlador de modo que las señales en lazo cerrado se encuentren limitadas globalmente, y el error de seguimiento converja exponencialmente a un entorno del origen que puede hacerse arbitrariamente pequeño.

Originalmente, tal como se señaló en la descripción del modelo, se tiene un sistema de 2 entradas y 3 salidas (Figura 7.4).

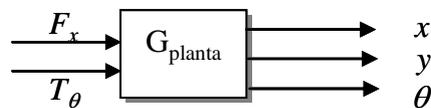


Figura 7.4. Sistema MIMO 2x3 en lazo abierto.

De este modo, un primer objetivo es conseguir el control de un número de salidas igual al número de entradas. Para ello, considerando que las trayectorias de referencia son rectilíneas y circulares, se van a considerar primeramente las siguientes dos salidas

- Velocidad tangencial $V = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2}$.
- Derivada del ángulo de rumbo $\dot{\phi} = \dot{\psi} + \dot{\theta}$.

La estructura de control se muestra esquemáticamente en la Figura 7.5, donde G_{planta} es el modelo de la planta en función de transferencia y G_{control} es la función de transferencia del control.

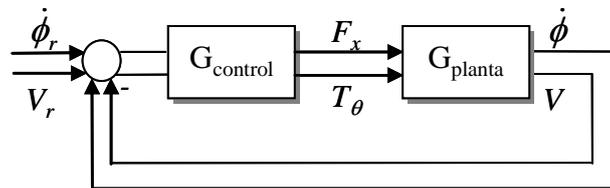


Figura 7.5. Sistema MIMO 2x2 de 2GL.

Con esto, las trayectorias rectilíneas y circulares pueden caracterizarse fácilmente como

- Trayectoria rectilínea: $V = \text{constante}$, $\dot{\phi} = 0$.
- Trayectoria circular: $V = \text{constante}$, $\dot{\phi} = \text{constante}$.

Por tanto, a partir de este punto, se plantea un problema de control no lineal de un sistema no lineal 2x2. La solución propuesta es la aplicación de la técnica QFT basado en la linealización local.

7.4 QFT no lineal basado en linealización local

La idea básica (Baños *et al.*, 2003) del método que se va emplear consiste en sustituir la planta no lineal por una familia lineal equivalente (ELF) de plantas y asociarle un conjunto de perturbaciones, dando como resultado un problema de control lineal a resolver en el marco QFT. En este sentido, la metodología QFT no lineal se entiende en este ejemplo como la asociación de una ELF invariante en el tiempo (LTI) a cada salida aceptable. Así, para la planta no lineal N y para cada salida aceptable y , se asigna una ELF LTI y un conjunto de perturbaciones D (Fig. 7.6), de forma que el sistema lineal equivalente da lugar a las misma entradas-salidas.

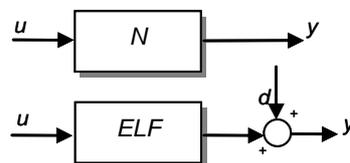


Figura 7.6. Sistema no lineal y familia lineal equivalente ELF y perturbaciones.

Tal como se ha señalado en la formulación del problema de control en todos los sistemas tratados a lo largo de esta tesis, el fundamento de QFT se basa en que la realimentación es principalmente necesaria cuando la planta presenta incertidumbres y/o existen perturbaciones actuando sobre la planta. Por tanto, el control realimentado del aerodeslizador es un buen ejemplo de aplicación de la técnica QFT, dado que debido a la linealización local se genera una familia de plantas equivalentes invariantes en el tiempo, que se pueden interpretar como incertidumbres en la planta nominal. Además, la acción del oleaje se considera, como en todo sistema marino, como perturbación en la salida de la planta.

7.4.1 Linealización local

En el Capítulo 2 (Sección 2.6) se hizo un repaso de técnicas de control QFT no lineal, y más en concreto, de las dos principales y originarias de Horowitz (1975; 1976), precursoras a su vez de diversas extensiones y contribuciones.

En este trabajo se aplica una transformación de la no linealidad de una forma equilibrada entre los conjuntos de plantas lineales ELF (P) y perturbaciones (D), en el sentido de que se da preferencia a la obtención de un conjunto más estructurado de las plantas P , más que a conseguir un diseño menos conservativo. La idea consiste en la elección de P_e tras una linealización local de la planta no lineal N alrededor de cualquier salida aceptable en lazo cerrado A_r , y calcular el conjunto de perturbaciones a partir de $N_{\theta} = P_{\theta} - D_{\theta}$ (ec. 2.46 Capítulo 2).

Así, dado un conjunto de salidas aceptables en lazo cerrado A_r , para la entrada referencia r , el método consiste en sustituir el sistema no lineal N por un conjunto de sistemas LTI, definido como la linealización local de N alrededor de todas las salidas aceptables y_a en A_r , y un conjunto de perturbaciones calculado a partir de $N_{\theta} = P_{\theta} - D_{\theta}$ (ec. 2.40 Capítulo 2). La linealización local alrededor de una trayectoria da lugar a un conjunto de sistemas lineales variantes en el tiempo LTV, de manera que si se “congelan” generan una familia de lineal equivalente ELF, que es conveniente para el diseño LTI.

Consideremos el sistema no lineal general N :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)), x(0) = 0 \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (7.4)$$

donde $x(t) = 0$ es una solución para $u(t) = 0$.

Sea A_r el conjunto de salidas aceptables en lazo cerrado para la referencia r . Una salida aceptable $y_a(t) \in A_r$ define una entrada $u_a(t)$ y trayectoria $x_a(t)$ aceptables.

Para cada elemento $y_a(t)$ se define una linealización local del sistema N alrededor de la trayectoria $x_a(t)$

$$\begin{aligned} \delta\ddot{x}(t) &= A(x_a(t)) \cdot \delta\dot{x}(t) + B(x_a(t)) \cdot \delta u(t) \\ \delta y(t) &= C(x_a(t)) \cdot \delta\dot{x}(t) \end{aligned} \quad (7.5)$$

donde A , B y C son las matrices Jacobianas. El conjunto de todos estos sistemas LTV se conoce como la familia lineal variante en el tiempo equivalente (TELF) de N y A_r . Nótese que la linealización local más tradicional alrededor de un punto de equilibrio, en lugar de una trayectoria, se puede entender como un caso particular de este, haciendo $x(t) = x_e$.

Por tanto, para una familia TELF dada, se asocia una familia de sistemas LTI fijando los coeficientes variantes en el tiempo a un valor del tiempo determinado.

El conjunto de perturbaciones puede estimarse por métodos diferentes. En este caso (Sección 2.6), D es modelado a partir de la expresión

$$D = y_a - P_{N, y_a} \cdot u_a \quad (7.6)$$

donde P_{N, y_a} es la planta lineal obtenida a partir de la linealización de la planta no lineal N alrededor de la trayectoria y_a .

7.4.1.1 Definición de trayectorias

Tal y como se ha explicado arriba, para el ejemplo particular del aerodeslizador, se definen las siguientes trayectorias aceptables.

a) Conjunto A_1 . Trayectorias rectilíneas ($V=cte.$, $\dot{\phi}=0$). No existe deslizamiento, por tanto el ángulo deriva es cero: $\psi=0$. Los valores que se toman para definir las trayectorias son

- $V = \{0.1, 0.2, 0.3\}$ m/s $\Rightarrow u=V, v = 0$.
- $\phi=\theta = \{-90, -60, -30, 0, 30, 60, 90\}$.

(7.7a)

b) Conjunto A_2 Trayectorias rectilíneas ($V=cte.$, $\dot{\phi}=0$). Con deslizamiento, por tanto el ángulo offset es distinto de cero ($\psi \neq 0$).

- $u = 0.2$ m/s.
- $v = \{0.08, 0.1, 0.12\}$ m/s.
- $\theta = \{-60, -30, 0, 30, 60\}$.

(7.7b)

c) Conjunto A_3 . Trayectorias circulares con $\psi=0$.

- $u = 0.2$ m/s, $v = 0$.
- radio $R = \{2, 1.5, 1.2, 0.8, 0.5\}$ m.
- $\dot{\phi} = \dot{\theta} = \{0.1, 0.13, 0.17, 0.25, 0.4\}$ rad/s.

(7.7c)

7.4.1.2 Creación de la familia LTI lineal equivalente ELF y conjunto de perturbaciones D

Para el sistema del aerodeslizador, se pueden re-escribir las ecuaciones no lineales dadas por (7.1) y (7.2), en la forma (7.8) para el estado y (7.9) para el vector de salida.

Como el ángulo de deriva ψ se considera relativamente pequeño, se permite la aproximación $\psi' = \arctg(u/v)' \approx (u/v)'$.

Según el método descrito, la linealización de este sistema se realiza a partir de la expresión (7.5) sobre las trayectorias definidas por los conjuntos A_1 , A_2 y A_3 (7.7). Los resultados obtenidos se mostrarán la Sección 7.5.

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} x &= u \cdot \cos \theta - v \cdot \sin \theta \\
 \frac{d}{dt} y &= u \cdot \sin \theta + v \cdot \cos \theta \\
 \frac{d}{dt} \theta &= r \\
 \frac{d}{dt} u &= r \cdot v + \frac{1}{m} \cdot F_x \\
 \frac{d}{dt} v &= -r \cdot u \\
 \frac{d}{dt} \dot{\theta} &= \frac{1}{J} \cdot T_\theta
 \end{aligned} \tag{7.8}$$

$$y = \begin{pmatrix} V \\ \dot{\phi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{u^2 + v^2} \\ \dot{\theta} + \dot{\psi} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} \sqrt{u^2 + v^2} \\ \dot{\theta} + (u/v) \dot{\psi} \end{pmatrix} \tag{7.9}$$

El modelo del conjunto de perturbaciones se define como

$$D = \begin{pmatrix} V_a \\ \dot{\phi}_a \end{pmatrix} - (P_{N,y_a}) \begin{pmatrix} F_{x_a} \\ T_{\theta_a} \end{pmatrix} \tag{7.10}$$

7.4.2 Diseño QFT lineal multivariable

Una vez se ha calculado la familia lineal equivalente ELF mediante la linealización local de la planta no lineal (7.8) y (7.9) alrededor de las salidas aceptables en lazo cerrado (7.7), y se ha calculado el conjunto de perturbaciones (7.10), se plantea un problema de síntesis QFT de un sistema MIMO de dos grados de libertad con perturbaciones en la salida, tal y como se describe de forma esquemática en la Figura 7.7.

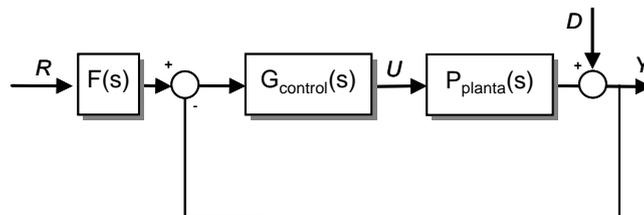


Figura 7.7. Sistema MIMO 2x2 de 2 GL y perturbaciones en la salida.

Para el diseño QFT, las ecuaciones en el espacio de estados (7.8, 7.9) que representan la familia lineal equivalente ELF, se transforman en el siguiente sistema de funciones de transferencia:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{P}_{\text{planta}}(s) \cdot \mathbf{U} + \mathbf{D} \\ \mathbf{U} &= \mathbf{G}_{\text{control}}(s) \cdot (\mathbf{F}(s) \cdot \mathbf{R} - \mathbf{Y}) \end{aligned} \quad (7.11)$$

donde $\mathbf{P}_{\text{planta}}(s)$ es una matriz 2×2 de funciones de transferencia de la ELF, que conecta la entrada \mathbf{U} con la salida \mathbf{Y} . Considerando un control diagonal $\mathbf{G}_{\text{control}} = \text{diag}(g_1, g_2)$, la ecuación (7.11) descrita de forma explícita queda de la forma

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} = \begin{pmatrix} V \\ \dot{\phi} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_x \\ T_\theta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \end{pmatrix} \\ \mathbf{U} = \begin{pmatrix} F_x \\ T_\theta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{pmatrix} \cdot \left(\begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_r \\ \dot{\phi}_r \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V \\ \dot{\phi} \end{pmatrix} \right) \end{aligned} \quad (7.12)$$

En la Sección 2.5.2 del Capítulo 2 se presentaba un diseño de un control diagonal para el problema de una planta MIMO 2×2 de 1 GL con perturbaciones en la salida de la planta. Ahora, se plantea la resolución del problema particular de seguimiento de referencia de un sistema 2×2 de 2 GL con perturbaciones en la salida de la planta.

7.4.2.1 Diseño QFT de un sistema MIMO de 2 GL con perturbaciones en la salida

El problema de control se establece como sigue: Sea el sistema donde $\mathbf{P}_{\text{planta}}$ es un sistema multivariable 2×2 LTI, que pertenece a un conjunto $\{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$, $B = [b_{ij}(\omega)]$ y $A = [a_{ij}(\omega)]$ son matrices de especificación 2×2 , \mathbf{D} es una perturbación que pertenece a un conjunto dado $\{\mathbf{D}\}$, $\mathbf{e}(\omega)$ es un vector de especificación, y ω_h la frecuencia tal que el vector de especificación es aplicable para todo $\omega \leq \omega_h$. La matriz de funciones de transferencia de \mathbf{R} a \mathbf{Y} viene dada por $\mathbf{T} = [t_{ij}]$. El problema es diseñar un controlador $\mathbf{G}_{\text{control}} = \text{diag}(g_1, g_2)$ y un prefiltro \mathbf{F} de manera que satisfagan las siguientes especificaciones para $\mathbf{P}_{\text{planta}} \in \{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$:

- El sistema es estable,
- Las especificaciones en lazo cerrado son

$$a_{ij}(\omega) \leq |t_{ij}(\omega)| \leq b_{ij}(\omega) \quad i,j = 1,2, \quad \omega \leq \omega_h \quad (7.13)$$

- Para todo $\mathbf{D} \in \{\mathbf{D}\}$, la salida de la planta $\mathbf{Y} = [V, \dot{\phi}]^T$ está limitada por

$$|Y_k(j\omega)| \leq e_k(j\omega) \quad k = 1,2, \quad \omega \leq \omega_h. \quad (7.14)$$

Empleando la notación $\mathbf{P}_{planta}^{-1} = [\hat{p}_{ij}]$ y resolviendo el sistema de ecuaciones (7.11) mediante el algoritmo de eliminación Gaussiana (ver Sección 2.5 en Capítulo 2), finalmente se obtienen cuatro ecuaciones que transforman el problema en el diseño de dos sistemas MISO (múltiple entrada, una salida) (Yaniv, 1999, Houpis, 2006).

Las Figuras 7.8y 7.9 describen estos dos sistemas MISO a resolver en el diseño de g_1, f_{11} y f_{12} para el primer caso (Fig 7.8), y g_2, f_{21} y f_{22} para el segundo caso (Fig. 7.9).

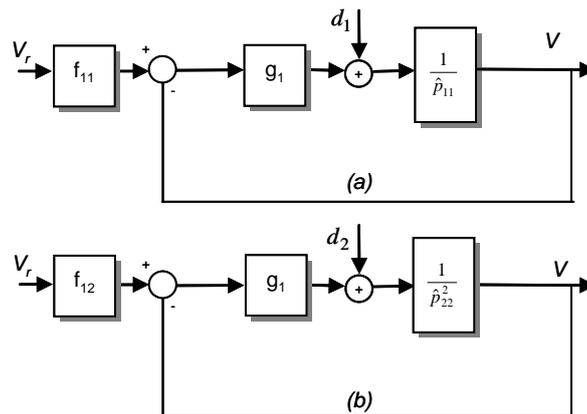


Figura 7.8. Primer sistema MISO a resolver en el diseño de g_1, f_{11} y f_{12} .

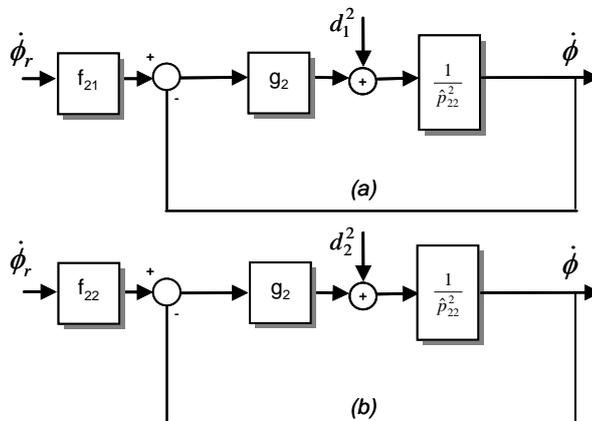


Figura 7.9. Segundo sistema MISO a resolver en el diseño de g_2, f_{21} y f_{22} .

a) *Primer problema MISO.*

Considerar el sistema donde $1/\hat{p}_{11}$ es una planta MISO (Fig. 7.8). Diseñar g_1 , f_{11} y f_{12} de tal forma que para todo $\mathbf{P}_{\text{planta}} \in \{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$:

- El sistema es estable,
- Para $V_r(t)$ se cumple

$$\begin{aligned} a_{11} &\leq |V(j\omega)| \leq b_{11}, \\ a_{12} &\leq |V(j\omega)| \leq b_{12}. \end{aligned} \quad (7.15)$$

- Para todo $\mathbf{D} = [D_1, D_2] \in \{\mathbf{D}\}$, la salida de la planta V está limitada por

$$|V(j\omega)| \leq e_1(j\omega) \quad \omega \leq \omega_h \quad (7.16)$$

donde $d_1 \leq |\hat{p}_{11}D_1 + \hat{p}_{12}D_2| + |\hat{p}_{12}|e_2(\omega) + |\hat{p}_{12}|b_{21}(\omega)$, y

$$d_2 \leq |\hat{p}_{11}D_1 + \hat{p}_{12}D_2| + |\hat{p}_{12}|e_2(\omega) + |\hat{p}_{12}|b_{22}(\omega)$$

b) *Segundo problema MISO.*

Considerar el sistema donde $1/\hat{p}_{22}^2$ es una planta MISO (Fig. 7.9), y donde $\hat{p}_{22}^2 = \hat{p}_{22} - (\hat{p}_{21}\hat{p}_{12})/(\hat{p}_{11} + g_1)$. Diseñar g_2 , f_{21} y f_{22} de tal forma que para todo $\mathbf{P}_{\text{planta}} \in \{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$:

- El sistema es estable,
- Para $\dot{\phi}_r(t)$ se cumple

$$\begin{aligned} a_{21} &\leq |\dot{\phi}(j\omega)| \leq b_{21}, \\ a_{22} &\leq |\dot{\phi}(j\omega)| \leq b_{22}. \end{aligned} \quad (7.17)$$

- Para todo $\mathbf{D} = [D_1, D_2] \in \{\mathbf{D}\}$, la salida de la planta $\dot{\phi}$ está limitada por

$$|\dot{\phi}(j\omega)| \leq e_2(j\omega) \quad \omega \leq \omega_h \quad (7.18)$$

donde $d_1^2 = \hat{p}_{21}^2D_1 + \hat{p}_{22}^2D_2 - \hat{p}_{21}^2f_{11}$, y

$$d_2^2 = \hat{p}_{21}^2D_1 + \hat{p}_{22}^2D_2 - \hat{p}_{21}^2f_{12}$$

7.4.2.2 Formulación de las especificaciones en el dominio de la frecuencia

Los modelos en función de transferencia finales $\{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$ de la familia lineal equivalente ELF que se obtienen son tratados de cara al diseño del controlador como un conjunto incierto con una planta nominal. El objetivo es la síntesis de un controlador capaz de cumplir simultáneamente todas las especificaciones. De esta forma, se presenta un problema de comportamiento robusto, dado que las especificaciones deben satisfacerse para todos los posibles sistemas admitidos por el modelo específico de incertidumbres. En el caso del sistema del aerodeslizador, esto se traduce en que las especificaciones deben cumplirse para toda la familia lineal equivalente $\{\mathbf{P}_{\text{planta}}\}$ y el conjunto de perturbaciones $\{\mathbf{D}\}$.

Las especificaciones en lazo cerrado que empleamos en el diseño QFT del aerodeslizador son, para cada sistema escalar: estabilidad robusta en términos de especificación de margen de fase y ganancia (2.1 y 7.19), y especificaciones de seguimiento (2.5 y 7.20). Además, como el problema MIMO con perturbaciones en la salida de la planta se transforma en dos problemas MISO con perturbaciones a la entrada de la planta, se empleará también la especificación de rechazo de perturbaciones (2.3 y 7.21).

- Estabilidad robusta

$$\left| \frac{y}{r \cdot F} \right| = \left| \frac{P(j\omega(j\omega) \cdot G)}{1 + P(j\omega(j\omega) \cdot G)} \right| \leq \lambda(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (7.19)$$

- Especificaciones de seguimiento

$$T_L(\omega) \leq \left| \frac{y}{r} \right| = \left| \frac{F(j\omega(j\omega) \cdot P) \cdot G(j\omega)}{1 + P(j\omega(j\omega) \cdot G)} \right| \leq T_U(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (7.20)$$

- Rechazo de perturbaciones a la entrada de la planta

$$\left| \frac{y}{u_d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega(j\omega) \cdot G)} \right| \leq \delta_p(\omega); \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (7.21)$$

En cuanto a la traducción de las especificaciones en el dominio temporal en el dominio de la frecuencia, para la especificación de rechazo de perturbaciones seguimos el Método basado en Modelo, descrito en la Sección 2.3.3 (Capítulo 2), y que ya fue aplicado al problema de posicionamiento dinámico de una plataforma (Capítulo 3). Para la especificación de seguimiento, las especificaciones temporales de sobreelongación y tiempo de asentamiento se aproximan a funciones de transferencia de segundo orden $T_L(\omega)$ y $T_U(\omega)$.

En la siguiente sección se dan los resultados obtenidos siguiendo el método descrito a lo largo de esta sección..

7.5 Resultados

Según la metodología explicada durante el capítulo, en esta sección mostraremos los resultados del procedimiento del diseño del control.

En primer lugar, se presentan los modelos en función de transferencia obtenidos para la familia lineal equivalente y para el conjunto de perturbaciones. Además, se realizan simulaciones a partir de un modelo *Simulink* (*Anexo F.5*) del sistema en lazo cerrado con el fin de examinar si se ha conseguido el control de seguimiento. Así, se mostrarán gráficas sobre las respuestas temporales obtenidas.

También se lleva a cabo una comparación del comportamiento de la planta no lineal y de la familia lineal equivalente con perturbaciones.

Finalmente, se hace un análisis de robustez y sensibilidad ante variaciones drásticas de los coeficientes de rozamiento, mostrando los resultados para diferentes trayectorias circulares y rectilíneas.

7.5.1 Determinación de la familia ELF $\{P_{\text{planta}}\}$ y conjunto de perturbaciones $\{D\}$

De acuerdo con las trayectorias seleccionadas en (7.7), la linealización local realizada en torno a estas trayectorias circulares y rectilíneas da lugar a la familia lineal equivalente ELF en modelos de función de transferencia mostrados en (7.22).

$$\{\mathbf{P}_{\text{planta}}\} = \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{P}_{\text{planta}}(s) = \begin{pmatrix} \frac{k_1}{s^2 + a} & \frac{-k_2}{s^3 + a \cdot s} \\ \frac{-5 \cdot s}{s^2 + a} & \frac{80 \cdot s^2 + k_3 s + k_4}{s^3 + a \cdot s} \end{pmatrix} \\ a \in [0.01, 0.16]; \\ k_1 \in [0.1, 0.52]; k_2 \in [0.1, 2.4]; \\ k_3 \in [80, 138]; k_4 \in [0.1, 12.8]; \end{array} \right\} \quad (7.22)$$

Se selecciona como planta nominal $\mathbf{P}_{\text{planta}}^0$ (7.23) la matriz de funciones de transferencia obtenidas a partir de la linealización local alrededor de la trayectoria circular con $R = 2$ m, $u = 0.2$ m/s, y $v = 0$ m/s.

$$\mathbf{P}_{\text{planta}}^0(s) = \begin{pmatrix} \frac{0.1}{s^2 + 0.01} & \frac{-1.6}{s^3 + 0.01 \cdot s} \\ \frac{-5 \cdot s}{s^2 + 0.01} & \frac{80 \cdot s^2 + 80s + 0.8}{s^3 + 0.01 \cdot s} \end{pmatrix} \quad (7.23)$$

Siguiendo el método descrito en la sección correspondiente, se añade un conjunto de perturbaciones. La estimación es determinada a partir de (7.10), y los resultados en función de transferencia vienen dados en (7.24).

$$\{\mathbf{D}\} = \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{D}(s) = \begin{pmatrix} \frac{k_1 s^5 + k_2 s^3 + k_3 s^2 + k_4 s + k_5}{s^5 + a_1 \cdot s^3 + a_2 \cdot s} \\ \frac{k_6 s^5 + k_7 s^4 + k_8 s^3 + k_9 s^2 + k_{10} s + k_{11}}{s^5 + a_1 \cdot s^3 + a_2 \cdot s} \end{pmatrix} \\ a_1 \in [0.02, 0.32]; a_2 \in [0.0001, 0.026]; \\ k_1 \in [1.48, 1.95]; k_2 \in [0.02, 0.39]; k_3 \in [0.002, 0.032]; \\ k_4 \in [0, 0.125]; k_5 \in [0, 0.01, 0.1]; \\ k_6 \in [0.024, 0.1]; k_7 \in [0.6, 0.9]; k_8 \in [0.09, 0.37]; \\ k_9 \in [0.008, 0.32]; k_{10} \in [0.0009, 0.061]; k_{11} \in [0, 0.01]; \end{array} \right\} \quad (7.24)$$

7.5.2 Resultados del problema de control

7.5.2.1 Primer problema MISO

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones fijadas para el diseño QFT para el primer problema MISO en la Fig. 7.8 vienen dadas en la relación (7.25):

- Márgenes de fase y ganancia

$$\lambda_1=1.4 \quad (7.25a)$$

que implica una estabilidad robusta con al menos un margen de ganancia de $MG = 1+(1/\lambda_1)=1.71$, y un margen de fase $MF = 180^\circ - \arccos(0.5/\lambda_1^2-1)=42^\circ$.

- Modelo de seguimiento. Seleccionando para la curva límite superior una respuesta subamortiguada con sobreelongación $M_p=2$ y tiempo de asentamiento $t_s = 1.5$ s, y para la curva límite inferior una respuesta sobreamortiguada con tiempo de asentamiento $t_s=1.5$ s, finalmente los modelos de seguimiento obtenidos son:

$$\begin{aligned} T_{Ru1} &= \frac{147}{s^2 + 5.33s + 147} \\ T_{Rl1} &= \frac{12.96}{s^2 + 8.64s + 12.96} \end{aligned} \quad (7.25b)$$

que siguen la forma en respuesta en frecuencia dada por la Figura 7.10.

- Rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta. Siguiendo la idea descrita sobre la Técnica Basada en Modelo, tomando como entrada de perturbación un escalón, y una estructura de control con un simple polo que satisfaga las especificaciones en el dominio t , se determinan las especificaciones en el dominio ω (7.25c), y a partir del diagrama de Bode (Fig.7.11) se obtiene una estimación de δ_{p1} .

$$\left| \frac{1/\hat{p}_{11}(s)}{1 + 1/\hat{p}_{11}(s) \cdot g(s)} \cdot \frac{1}{s} \right|_{s=j\omega} = \max |V(j\omega)| = \delta_{p1} = 0.15 \quad (7.25c)$$

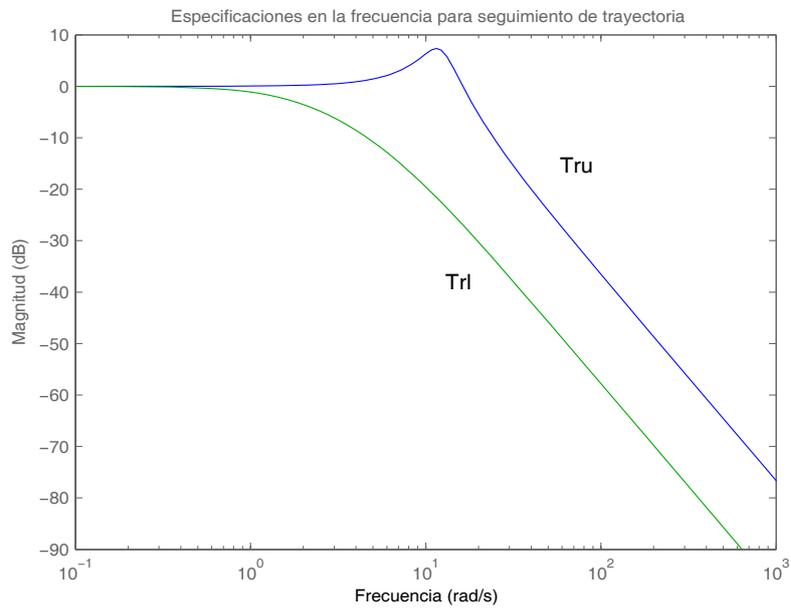


Figura 7.10. Especificaciones en la frecuencia para seguimiento de trayectoria.

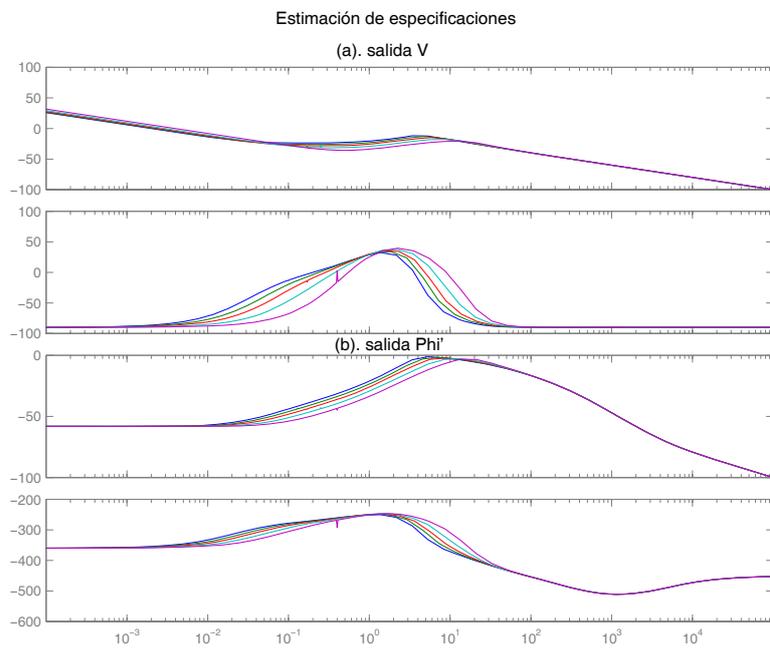


Figura 7.11. Especificaciones en la frecuencia de rechazo a perturbaciones (δ_{p1} , δ_{p2}) para la familia ELF y entrada perturbación escalón. (a): salida V , (b): salida $\dot{\phi}$.

Diseño del control $g_1(s)$. Dado que las especificaciones en lazo cerrado requieren el valor más pequeño posible de las respuestas fuera de la diagonal ($a_{12}=a_{21}=0$), hemos seleccionado el elemento no diagonal del prefiltro como $f_{12}=0$.

El control $g_1(s)$ debe diseñarse de forma que la función en lazo abierto $L_1(j\omega)$

$$L_1(j\omega) = G(j\omega) \cdot P^0(j\omega) = g_1(j\omega) \cdot 1 / \hat{p}_{11}(j\omega) \quad (7.26)$$

satisfaga el peor caso o intersección de todas las curvas de restricción. El controlador que se diseña (7.27) es un filtro de primer orden. Una vez que se obtiene $g_1(s)$, el siguiente paso es el diseño del prefiltro $f_{11}(s)$ para cumplir las especificaciones de seguimiento.

$$g_1(s) = 78.8 \frac{\frac{1}{0.23} s + 1}{\frac{1}{4.7^2} s^2 + \frac{2 \cdot 0.38}{4.7} s + 1} \quad (7.27)$$

$$f_{11}(s) = \frac{1}{0.17s + 1}$$

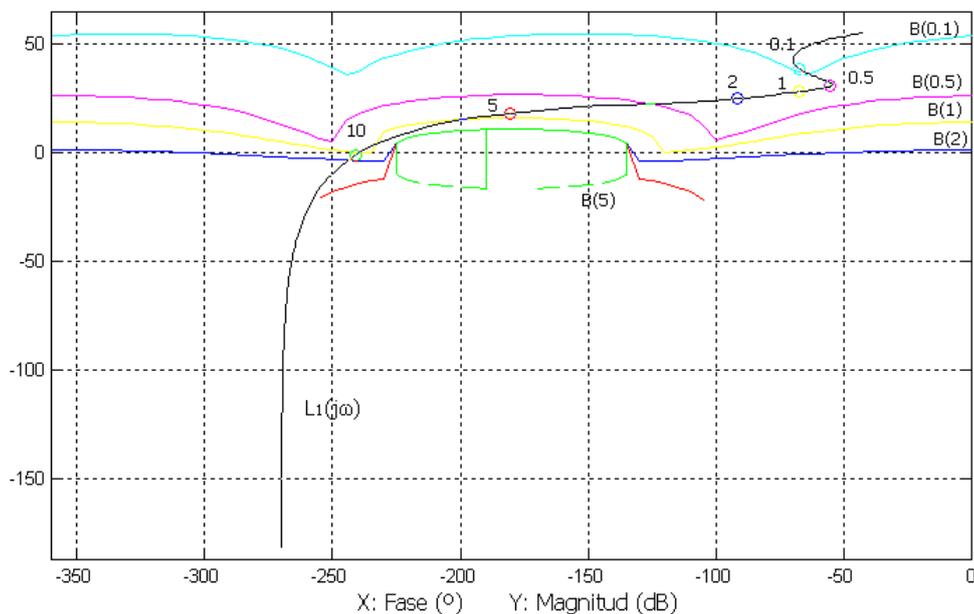


Figura 7.12(a). Función lazo abierto nominal $L_1(j\omega)$, con intersección de todas las curvas de restricción, para el primer sistema MISO.

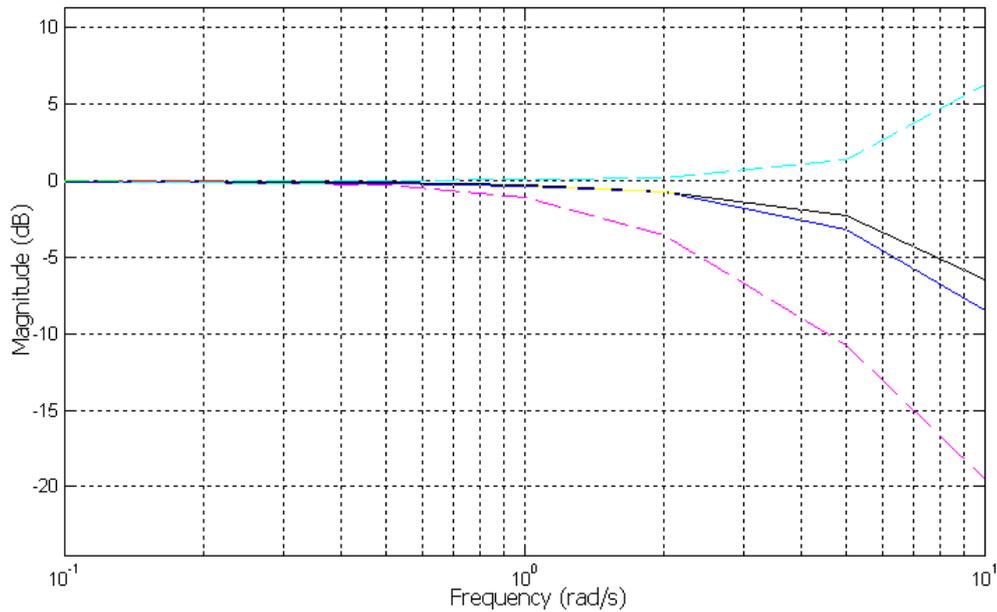


Figura 7.12(b). Respuesta de seguimiento en lazo cerrado con prefiltro f_{11} , para primer sistema MISO.

La Figura 7.12(a) muestra el diagrama de Nichols de la función de lazo abierto $L_1(j\omega)$ junto con las especificaciones dadas. La Figura 7.12(b) muestra el diseño del prefiltro. Como queda demostrado, el controlador consigue las especificaciones de seguimiento en lazo cerrado.

Análisis en frecuencia. Las gráficas de las Figuras 7.13(a),(b),(c), muestran los diagramas de Bode de magnitud (en dB) de las funciones de estabilidad, seguimiento de referencia, y rechazo de perturbaciones en la salida de la planta respectivamente para el controlador diseñado g_1 .

En las tres gráficas, se representan los Bodes junto con los valores de los parámetros λ_1 , T_{RU1} , T_{RL1} y δ_{p1} en dB. En ningún caso las tres curvas sobrepasan su límite correspondiente para ninguna frecuencia. Con esto se puede concluir que el control g_1 ha sido validado y cumple las especificaciones.

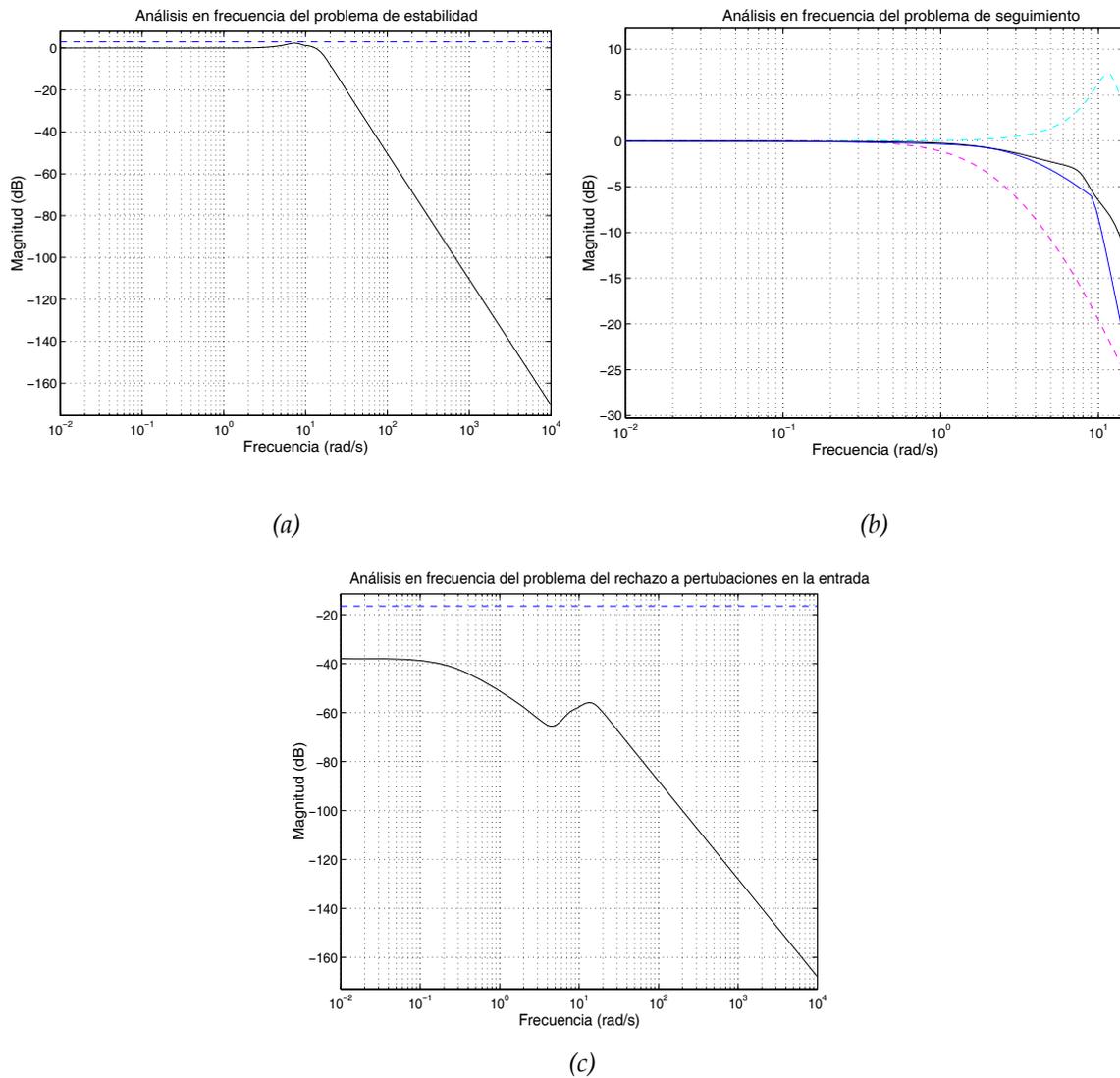


Figura 7.13. Análisis en la frecuencia del problema de (a) estabilidad, (b) seguimiento, y (c) rechazo a perturbaciones en la entrada de la planta.

7.5.2.2 Segundo problema MISO

Especificaciones en lazo cerrado. Las especificaciones fijadas para el diseño robusto QFT del segundo problema MISO de la Fig. 7.9, se pueden ver en la relación (7.28)

- Márgenes de fase y ganancia

$$\lambda_2=1.2 \quad (7.28a)$$

que implica una estabilidad robusta con al menos un margen de ganancia de $MG = 1+(1/\lambda_2)=1.66$, y un margen de fase $MF = 180^\circ - \arccos(0.5/\lambda_2^2 - 1) = 50^\circ$.

- Modelo de seguimiento. Igual que en primer problema MISO, se seleccionan los mismo parámetros para la curva límite superior con sobreelongación $M_p = 2$ y tiempo de asentamiento $t_s = 1.5$ s, y para la curva límite inferior una respuesta sobre amortizada con tiempo de asentamiento $t_s = 1.5$ s. Los modelos de seguimiento obtenidos son

$$\begin{aligned} T_{Ru2} &= \frac{147}{s^2 + 5.33s + 147} \\ T_{Rl2} &= \frac{12.96}{s^2 + 8.64s + 12.96} \end{aligned} \quad (7.28b)$$

- Rechazo de perturbaciones a la entrada de la planta. De igual forma que en el caso anterior del primer sistema MISO, a partir del diagrama de Bode (Fig. 7.11(b)) se estima el valor máximo de magnitud, que nos da un valor para δ_{p2} .

$$\left| \frac{1/\hat{p}_{22}^2(s)}{1 + 1/\hat{p}_{22}^2(s) \cdot g(s)} \cdot \frac{1}{s} \right|_{s=j\omega} = \max |\dot{\phi}(j\omega)| = \delta_{p2} = 0.8 \quad (7.28c)$$

Diseño del control $g_2(s)$. En este segundo problema MISO, procedemos de la misma forma que en el caso anterior.

En primer lugar, seleccionamos el elemento no diagonal del prefiltro $f_{21}=0$ como cero, debido a que por las especificaciones en lazo cerrado requieren una respuesta mínima de los elementos fuera de la diagonal, por tanto ($a_{12}=a_{21}=0$).

El controlador $g_2(s)$ se diseña de forma que la función de lazo abierto $L_2(j\omega)$ satisfaga el peor de los casos de todos los límites o curvas de restricción.

$$L_2(j\omega) = g_2(j\omega) \cdot 1/\hat{p}_{22}^2(j\omega) \quad (7.29)$$

El controlador final es un filtro de primer orden, con un polo y un cero. Una vez se obtiene $g_2(s)$, se procede al diseño del prefiltro $f_{22}(s)$ para conseguir las especificaciones de seguimiento. Las funciones de transferencia de controlador y prefiltro vienen dadas por (7.30).

$$g_2(s) = 10 \frac{1/2.8s + 1}{(1/0.4s + 1)(1/150s + 1)} \quad (7.30)$$

$$f_{22}(s) = \frac{1}{0.13s + 1}$$

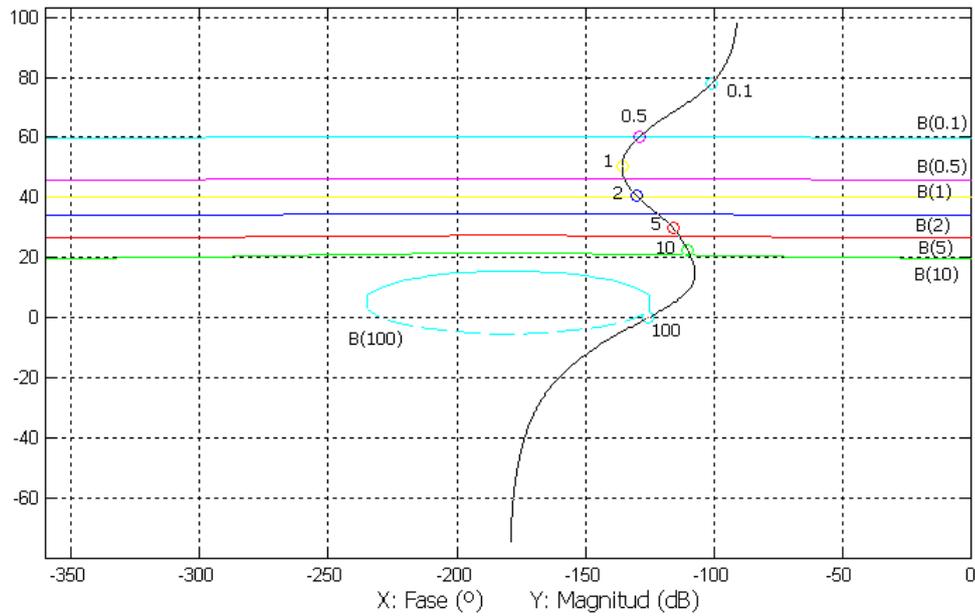


Figura 7.14(a). Función lazo abierto nominal $L_2(j\omega)$, con intersección de todas las curvas de restricción, para el segundo sistema MISO.

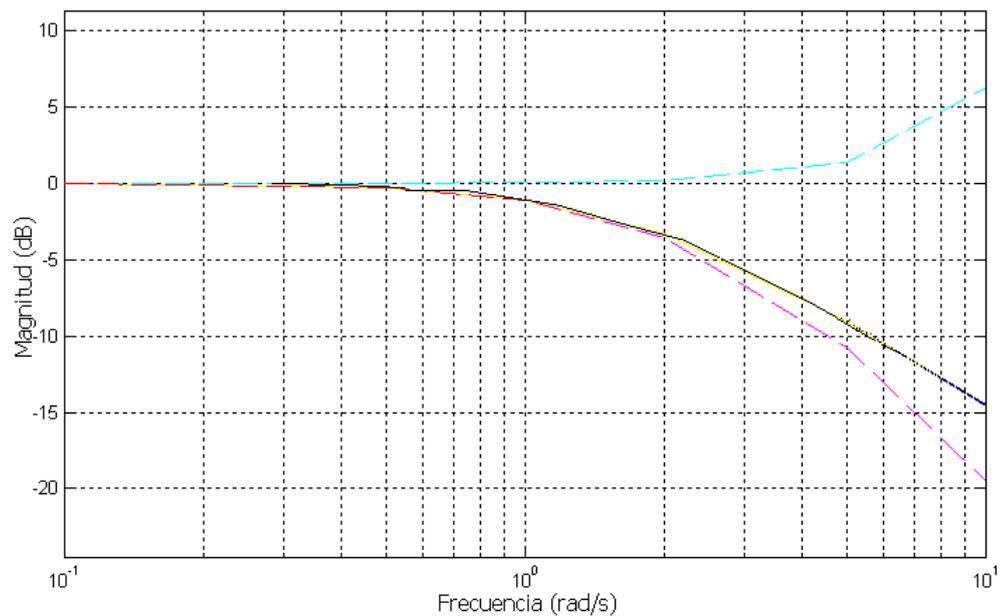


Figura 7.14(b). Respuesta de seguimiento en lazo cerrado con prefiltro f_{22} , para segundo sistema MISO.

La Figura 7.14(a) muestra el diagrama de Nichols de la función lazo abierto $L_2(j\omega)$ con las especificaciones dadas, mientras que la Figura 7.14(b) muestra el diseño del prefiltro. Como se puede ver, queda demostrado que cumplen las especificaciones.

Análisis en el dominio de la frecuencia. Se representan los diagramas de Bode de magnitud de las funciones de márgenes de estabilidad (Fig. 7.15(a)), seguimiento (Fig. 7.15(b)) y rechazo a perturbaciones en la salida de la planta (Fig. 7.15(c)). En las tres gráficas se incluyen los valores de los parámetros λ_2 , T_{RU2} , T_{RL2} , y δ_{p2} en dB. Se puede concluir que el control g_2 ha sido validado y cumple las especificaciones, dado que ningún Bode sobrepasa los límites correspondientes en cada caso.

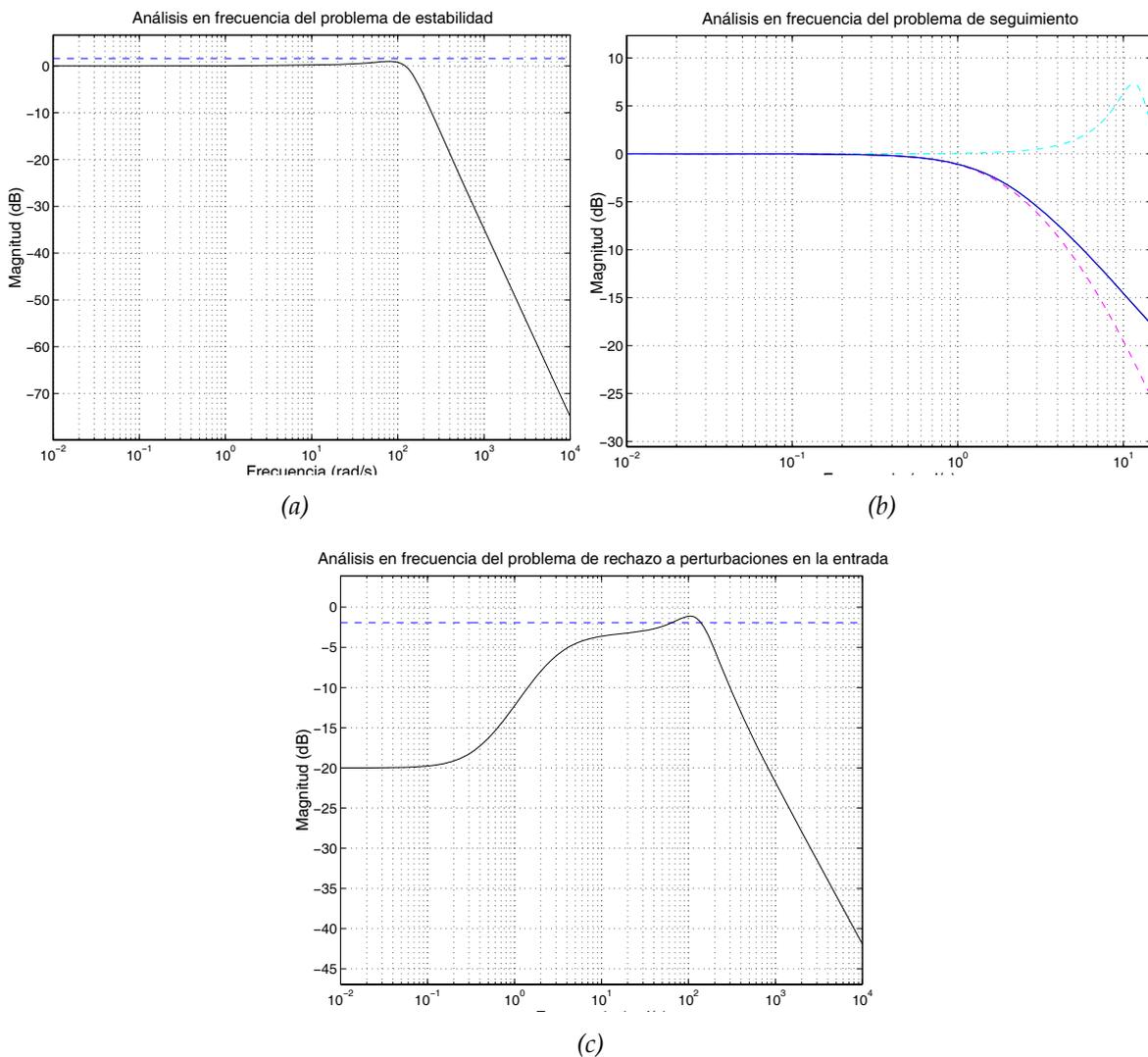


Figura 7.15. Análisis en la frecuencia del problema de (a) estabilidad, (b) seguimiento, y (c) rechazo a perturbaciones en la entrada de la planta.

7.5.3 Análisis del diseño del sistema

Una vez se ha completado el diseño del controlador $\mathbf{G}_{\text{control}}$ y prefiltro \mathbf{F} , el siguiente paso es el análisis de la respuesta dinámica del sistema MIMO 2×2 (Fig. 7.5) en lazo cerrado.

Los resultados y gráficas que se muestran en este trabajo son para trayectorias circulares con velocidad $V = 1 \text{ m/s}$ y derivada de rumbo $\dot{\phi} = 0.5 \text{ rad/s}$, por tanto con un radio de trayectoria $R = V / \dot{\phi} = 2 \text{ m}$.

La Figura 7.16 muestra la trayectoria para la planta nominal $\mathbf{P}_{\text{planta}}^0$ dada en (7.23). La trayectoria de referencia viene dibujada en línea discontinua y la posición de referencia en cada instante está representada por triángulos. Como se puede ver, el modelo del aerodeslizador sigue la referencia bastante bien, por lo que se verifica que el controlador diseñado consigue el control de seguimiento de posición.

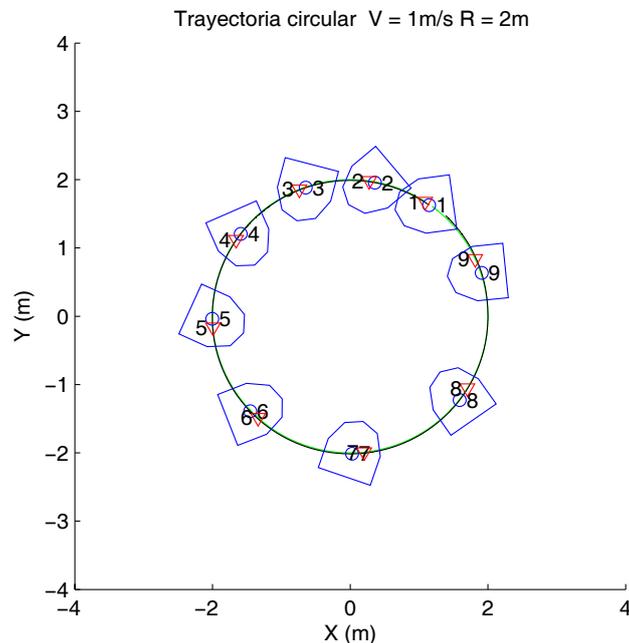


Figura 7.16. Trayectoria circular para la planta nominal con $V=1\text{m/s}$ y $\dot{\phi}=0.5\text{rad/s}$.

Además, con el fin de verificar la robustez del controlador, se han llevado a cabo un conjunto de simulaciones con diferentes valores de los parámetros del aerodeslizador.

Estos parámetros se han seleccionado aleatoriamente dentro de un rango de incertidumbre de 1% con respecto a los valores fijados. El test de prueba se completa con 100 simulaciones diferentes. La Figura 7.17 presenta la respuesta temporal de las salidas V y $\dot{\phi}$, junto con sus referencias correspondientes para la trayectoria circular. De la misma forma, en la Figura 7.18 se muestra las respuestas temporales de la posición X y Y con sus respectivas referencias. Ambas gráficas de análisis robusto muestran que se consiguen las especificaciones para todo el rango de parámetros, por lo que se confirma la robustez del controlador diseñado.

Finalmente, para comprobar la validez en la estimación del conjunto de perturbaciones y determinación de la familia lineal equivalente, la Figura 7.19 compara los resultados de simulación de la respuesta de la planta no lineal y la ELF junto con las perturbaciones. Como se ve, aunque el ajuste no es muy exacto en la respuesta transitoria, la respuesta estable consigue que las salidas de los modelos concuerden y consigan las especificaciones de seguimiento. Por tanto, el sistema lineal queda validado.

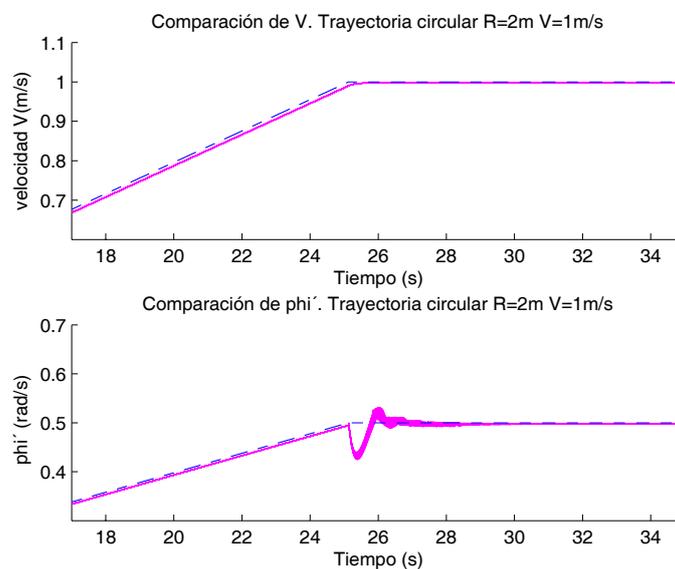


Figura 7.17. Prueba de robustez. Respuestas temporales de V y $\dot{\phi}$. En línea discontinua: referencia trayectoria circular de radio $R=2$ con $V=1\text{m/s}$ y $\dot{\phi}=0.5\text{rad/s}$.

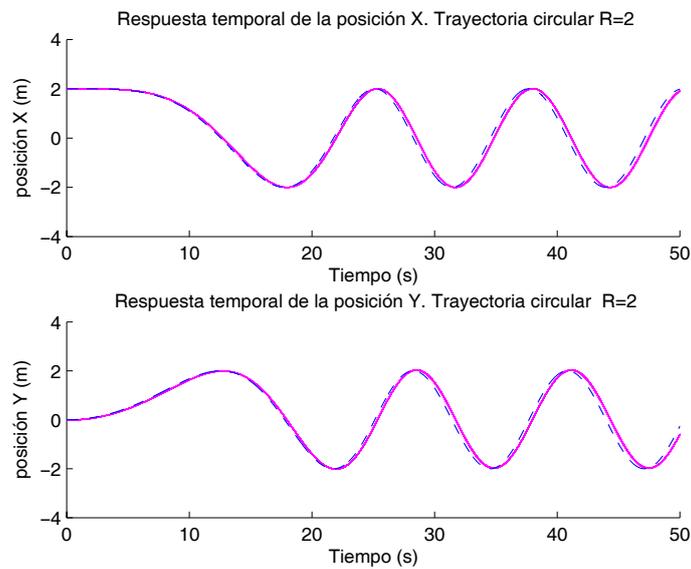


Figura 7.18. Prueba de robustez. Respuestas temporales de las posiciones X y Y. En línea discontinua: referencia trayectoria circular de radio $R=2$ con $V=1\text{m/s}$ y $\dot{\phi}=0.5\text{rad/s}$.

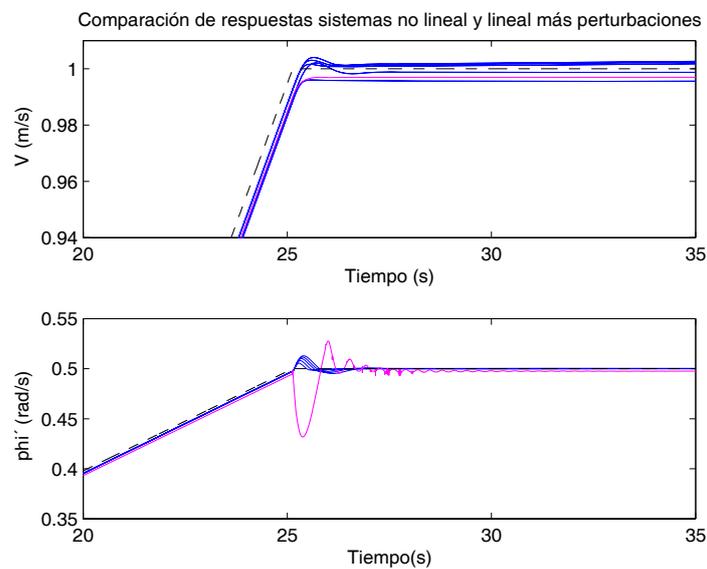


Figura 7.19. Comparación de respuestas de los sistemas no lineal y familia lineal ELF más perturbaciones.

7.5.4 Sensibilidad a variaciones drásticas de los coeficientes de rozamiento

En esta sección se incluyen una serie de gráficas correspondientes a pruebas de robustez realizadas con distintos valores de los coeficientes de rozamiento r_l (coeficiente de

rozamiento lineal), y r_r (coeficiente de rozamiento rotacional), para trayectorias circulares y rectilíneas.

La Figura 7.20 muestra el error de seguimiento en las salidas V y $\dot{\phi}$ para trayectorias circulares de radio $R= 2m$ y velocidad lineal de 1 m/s, para valores de coeficiente de rozamiento lineal $r_l = 0, 0.1, 1, \text{ y } 5$.

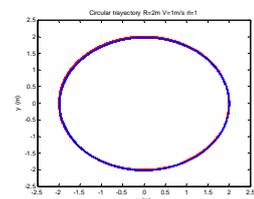
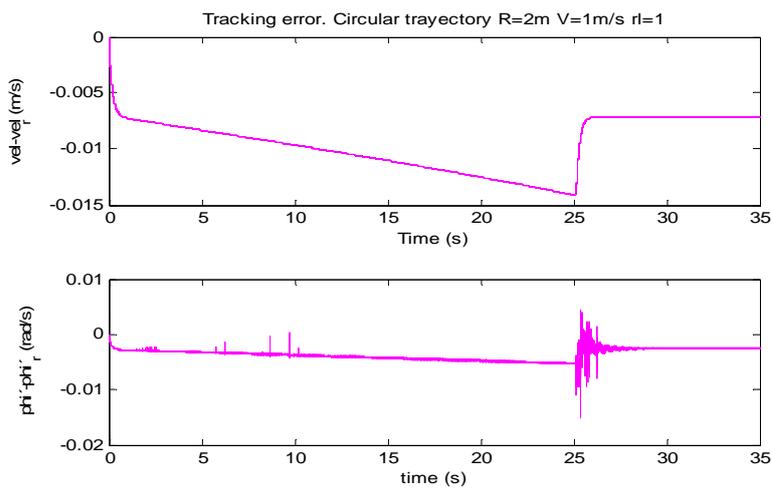
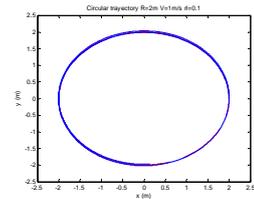
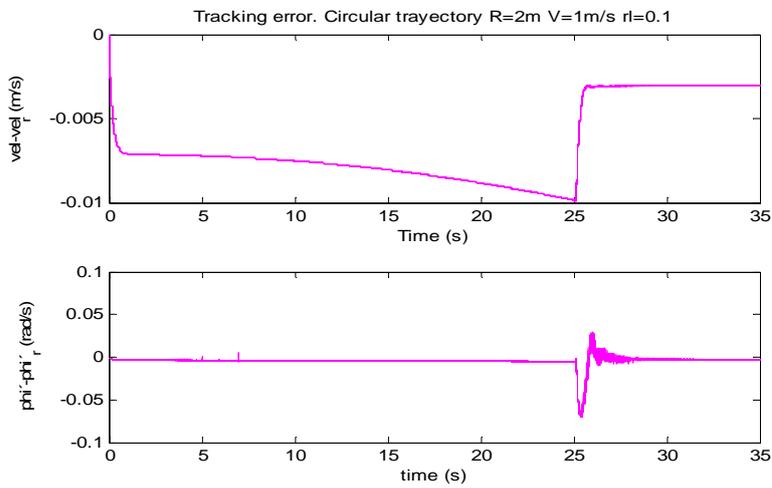
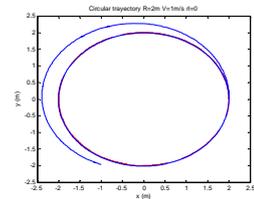
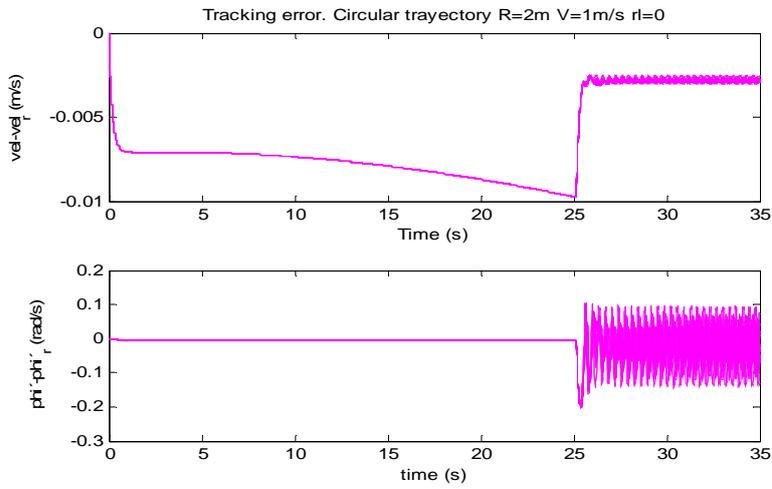
La Figura 7.21 muestra el error de seguimiento en las salidas V y $\dot{\phi}$ para trayectorias circulares de radio $R= 2m$ y velocidad lineal de 1 m/s, para valores de coeficiente de rozamiento rotacional $r_r = 0, 0.01, \text{ y } 0.1$.

Las Figura 7.22 y 7.23 dan los resultados para trayectorias rectilíneas con velocidad $V= 0.5$, para cambios en el coeficiente de rozamiento lineal r_l de 0 a 5 (Fig. 7.22), y en el coeficiente de rozamiento rotacional r_r de 0 a 0.1 (Fig. 7.23).

Tal como se podría esperar, el coeficiente de rozamiento rotacional no influye en las trayectorias rectilíneas, salvo cuando su valor es cero que puede suponer una perturbación sin llegar a inestabilizar el sistema.

Para trayectorias circulares, el coeficiente de rozamiento lineal puede variar drásticamente sin que suponga una inestabilización en la trayectoria, aunque sí puede crecer apreciablemente el error en el estacionario. En cambio, variaciones drásticas en el coeficiente de rozamiento rotacional si pueden llegar a inestabilizar la trayectoria.

En un movimiento rectilíneo será sensible únicamente al coeficiente de rozamiento lineal, pudiéndose variar drásticamente antes de apreciar un error de seguimiento en la velocidad.



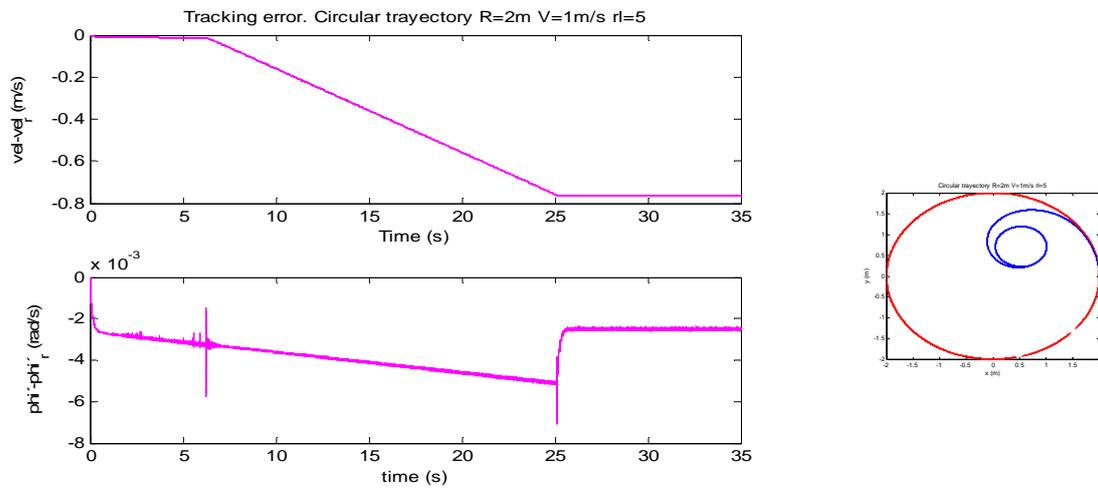
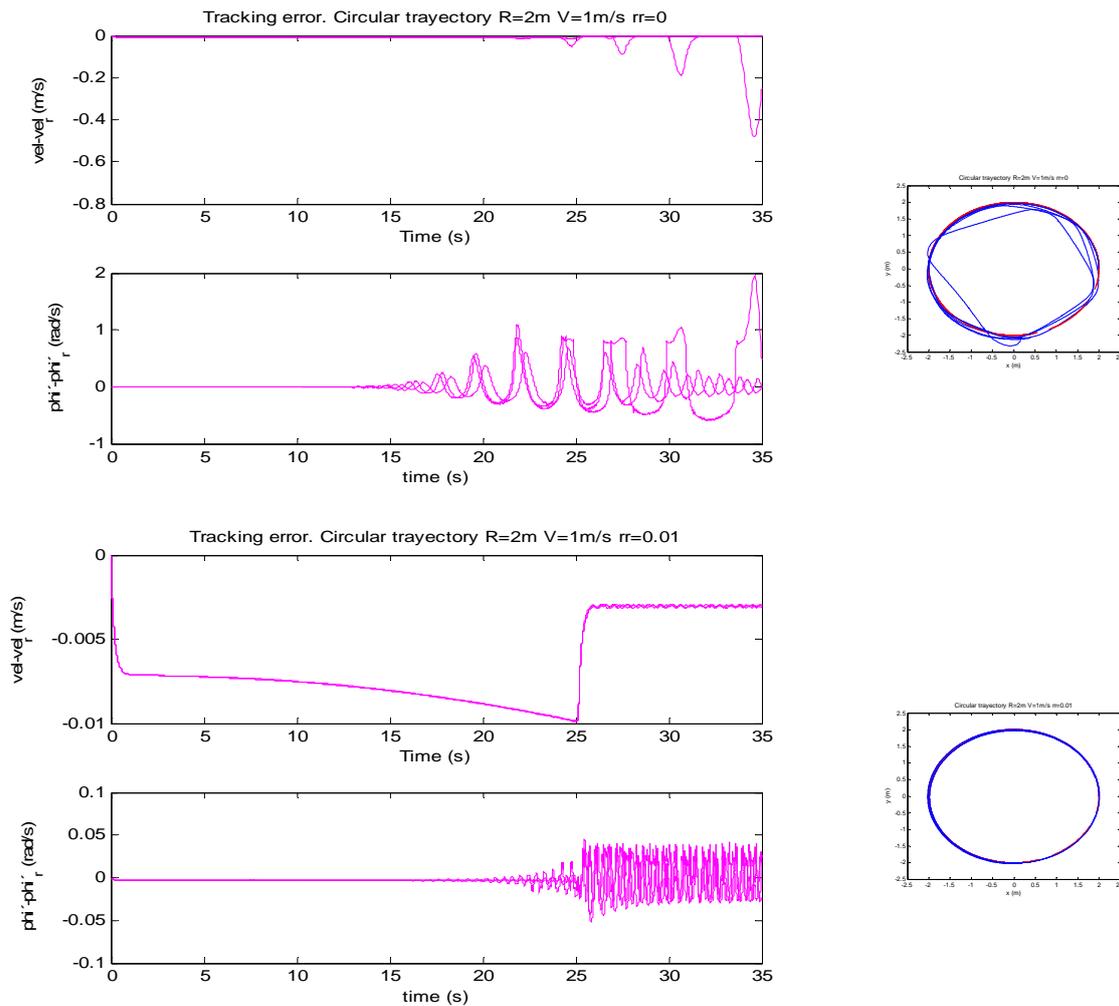


Figura 7.20. Error de seguimiento para trayectorias circulares de radio $R= 2\text{m}$ y velocidad lineal de 1m/s , para variaciones del coeficiente de rozamiento lineal $r_1= [0, 5]$.



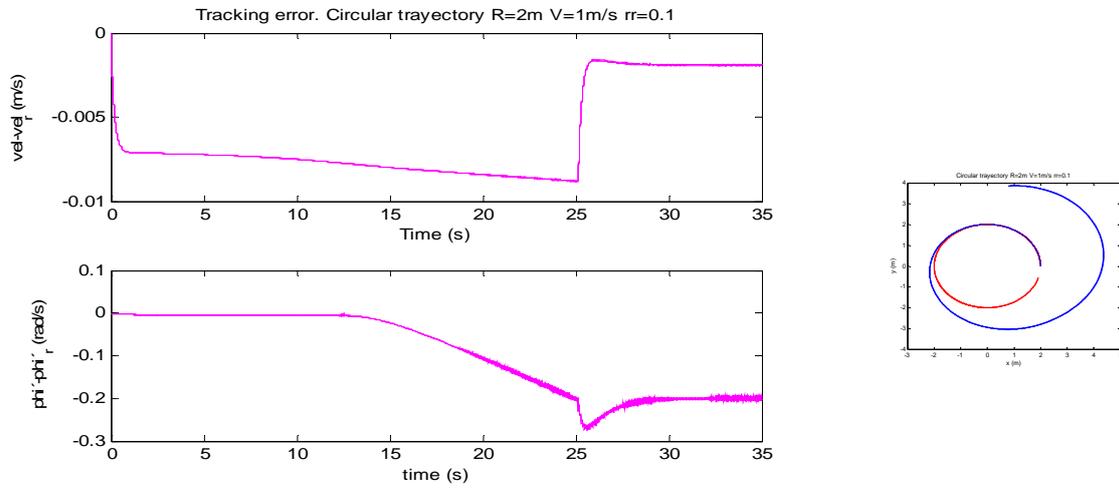
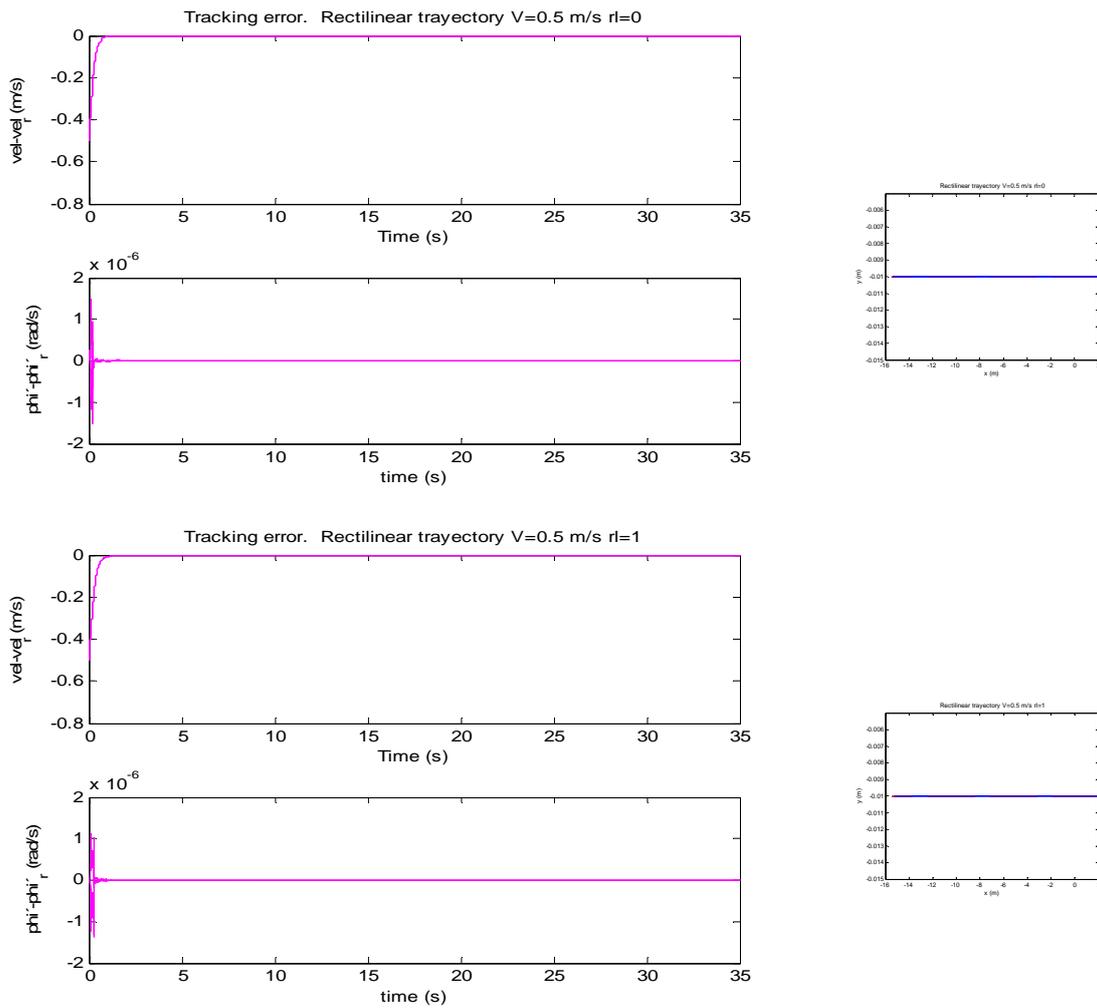


Figura 7.21. Error de seguimiento para trayectorias circulares de radio $R= 2\text{m}$ y velocidad lineal de 1m/s , para variaciones del coeficiente de rozamiento rotacional $r_r= [0, 0.01]$.



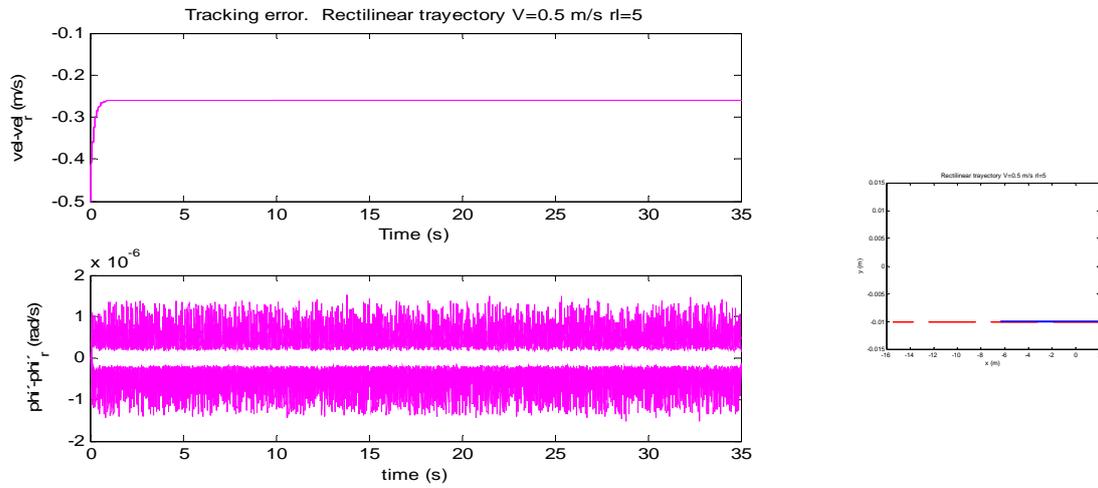
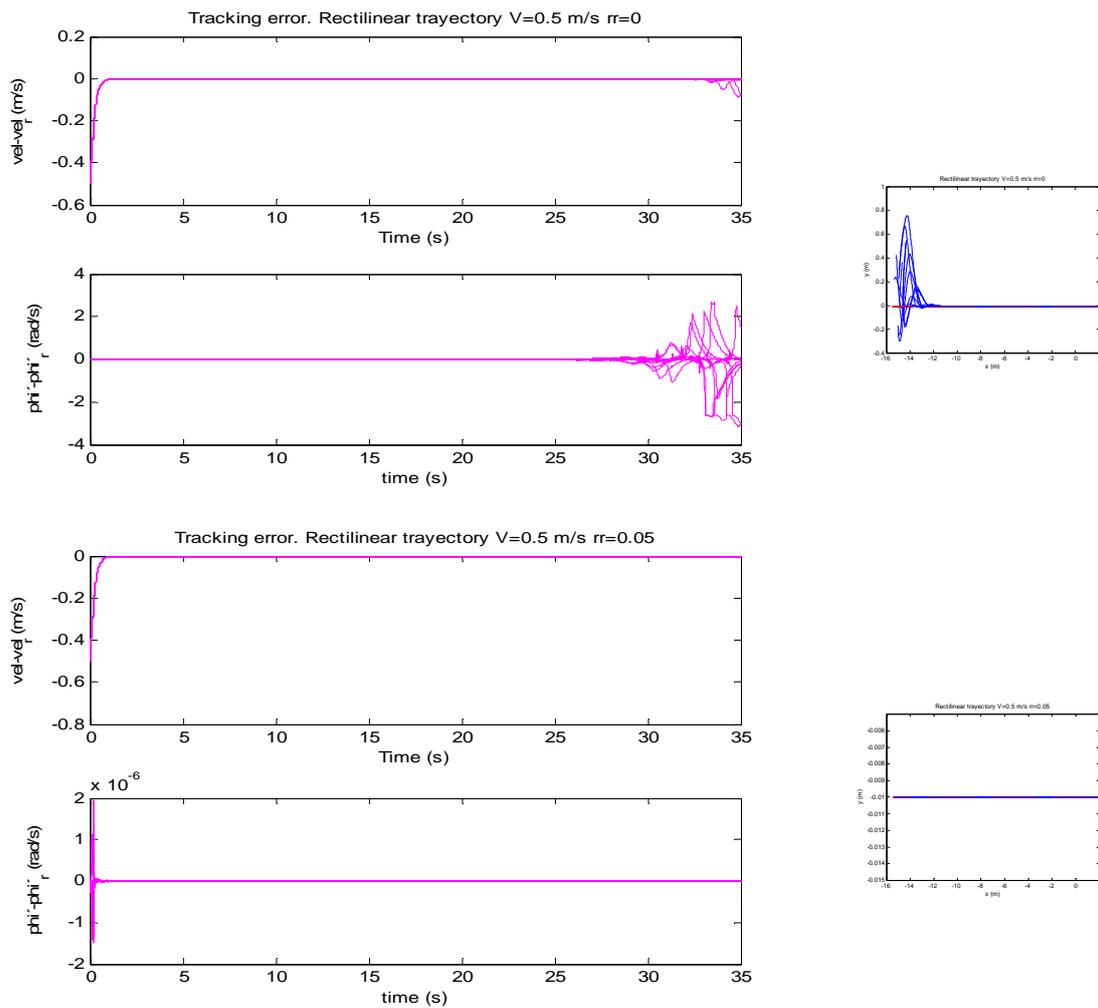


Figura 7.22. Error de seguimiento para trayectorias rectilíneas con velocidad 0.5 m/s, para variaciones del coeficiente de rozamiento lineal $r_l = [0, 5]$.



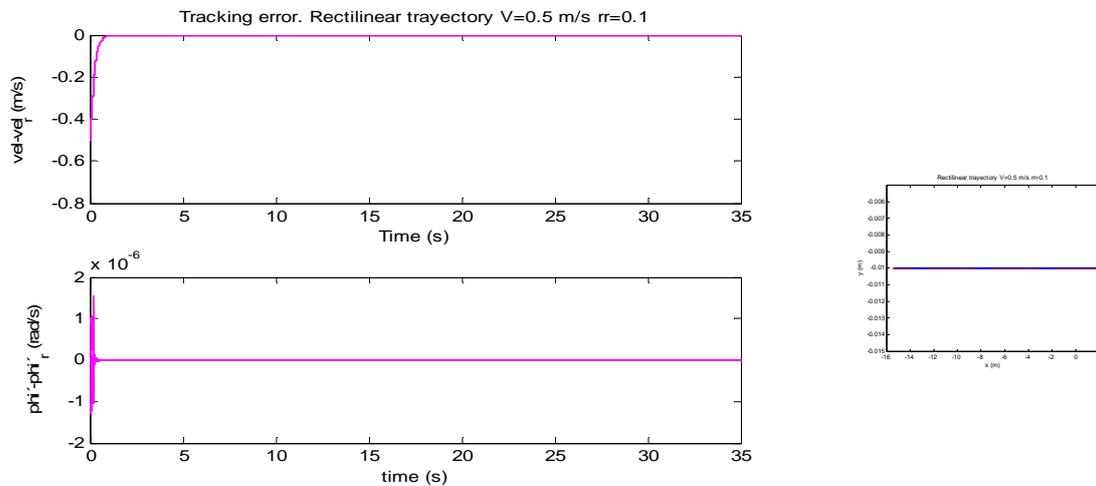


Figura 7.23. Error de seguimiento para trayectorias rectilíneas con velocidad 0.5 m/s, para variaciones del coeficiente de rozamiento rotacional $r_r = [0, 0.01]$.

7.6 Conclusiones

En este capítulo se ha estudiado el problema del control robusto QFT no lineal multivariable. La gran mayoría de las aproximaciones existentes están basadas de algún modo en la linealización de la planta no lineal. Entre varias de las técnicas, descritas en el Capítulo 2, la tesis se centra en una aproximación QFT no lineal basada en la linealización local, donde la idea básica consiste en la sustitución de la planta no lineal por una familia lineal equivalente (ELF) de plantas y un conjunto de perturbaciones, dando lugar a un problema de control lineal a resolver en el marco de la metodología QFT lineal.

Además, se ha analizado la aplicación de esta técnica en particular para el modelo de un aerodeslizador. El modelo es un sistema no lineal de 2GL, con 2 entradas y 3 salidas (MIMO 2x3), por lo que una cuestión notable a resaltar es que el modelo es subactuado. El objetivo es el control de seguimiento de referencias, y más en concreto para el caso particular de trayectorias rectilíneas y circulares. De esta forma, se seleccionan dos salidas del modelo significativas (la velocidad tangencial V y la derivada del ángulo de rumbo $\dot{\phi}$) de modo que se cuente con el mismo número de salidas que de entradas controlables. Con esto, se definen una serie de trayectorias aceptables en lazo cerrado del modelo no lineal, en torno a las cuales se realiza una linealización local del modelo no lineal para obtener

un conjunto de sistemas LTI, conocido como familia lineal equivalente ELF, que sustituirá el modelo no lineal, junto con el conjunto de perturbaciones asociado. A partir de este punto, se plantea un problema de control lineal multivariable 2×2 . La solución aquí sigue con una transformación del problema MIMO en dos sistemas MISO secuenciales, para descomponer el proceso de diseño en dos etapas.

Finalmente, se dan los resultados de la simulación del problema para un seguimiento de una trayectoria circular de 2 m de radio y velocidad lineal 1 m/s, donde se comprueba que el controlador sigue las especificaciones originales, y se verifica la robustez del controlador para un rango de incertidumbre de los valores de los parámetros del aerodeslizador. Además, se comparan las salidas temporales del modelo no lineal con la familia ELF y perturbaciones para comprobar la validez en la estimación de las perturbaciones. Finalmente, se hace un breve estudio de sensibilidad del sistema a cambios drásticos en los coeficientes de rozamiento.

Por tanto, se demuestra que la técnica QFT no lineal basada en la linealización local es un método robusto muy apropiado para la implementación y aplicación en un modelo de un sistema marino multivariable no lineal subactuado. Además, se consiguen los objetivos de especificación de forma efectiva. Se ha verificado de este modo que este método resulta una elección atractiva para el diseño de controladores robustos para este tipo de sistemas marinos.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1 Contribuciones y conclusiones de la tesis

En este capítulo final se presentan de forma resumida las principales contribuciones aportadas por este trabajo, así como las futuras líneas de investigación a las que pueden dar lugar los estudios realizados.

Este trabajo supone una aportación a los sistemas marinos avanzados en la utilización de sistemas de control basados en la metodología de control robusto conocida como Teoría de la Realimentación Cuantitativa (QFT). En esta tesis se han desarrollado e implementado diseños de control QFT multivariable lineal y no lineal, y se ha demostrado que estas metodologías, de uso poco frecuente en los sistemas de control marino, son una elección efectiva, favorable, ventajosa y práctica para la solución de problemas de control en vehículos marinos.

Para todo ello, se han abordado tres problemas principales de control correspondientes a aplicaciones de gran interés industrial en la actualidad. Estos problemas engloban parte de las características más importantes en los sistemas de control marinos, como son problemas de grandes perturbaciones, restricciones no holonómicas, acoplamiento de movimientos, precisión en el seguimiento a referencias, y rapidez en las respuestas, por lo que la robustez del diseño es esencial.

En primer lugar, se considera el problema de diseño de un sistema posicionamiento dinámico para una plataforma marítima amarrada, una de las líneas de investigación de

mayor interés en las operaciones a baja velocidad. Después, el trabajo se enfoca hacia sistemas marinos avanzados SMA, para tareas a alta velocidad. En concreto, un buque de alta velocidad BAV, destacado por el riesgo de vuelco por la disminución de la estabilidad causada el oleaje, con lo que plantea un interesante problema de estabilidad y reducción de movimientos. Por último, se estudia un aerodeslizador para el seguimiento de referencia, uno de los problemas en mayor avance de estudio, dado que hoy en día, para muchas aplicaciones, es crucial la habilidad de una maniobra precisa a lo largo de una trayectoria.

Las aportaciones y conclusiones más destacadas del trabajo pueden resumirse en:

📖 En el Capítulo 3, se realiza el diseño de un sistema de posicionamiento dinámico amarrado (SPDA) de una plataforma flotante amarrada. El sistema presenta fuertes perturbaciones (fuerza y momento generados por el oleaje), y restricciones no holonómicas, dado que las respuestas medidas son el desplazamiento y el ángulo de desviación sobre la vertical, y solamente tiene una entrada de control (la fuerza ejercida por los propulsores). Por tanto, se plantea un problema de control multivariable subactuado SIMO de 1 GL y con perturbaciones en la salida de la planta. Primeramente se analizan diversas aplicaciones considerando una modificación previa de la estructura del sistema original, tales como el diseño QFT multivariable de un controlador diagonal y un controlador no diagonal, según los desarrollos del Capítulo 2, que derivan en resultados inviables, bien por inestabilizar el sistema, o bien por llegar a alguna incongruencia matemática. Finalmente, se propone y desarrolla una nueva metodología QFT SIMO, donde a partir de la ecuación del sistema, el problema es transformado en dos problemas SISO consecutivos bajo un esquema iterativo, de manera que el diseño del primer sistema es empleado para la determinación del control del segundo sistema, y así de forma iterativa hasta lograr un ley de control óptima. En este caso particular, se obtiene el diseño en 5 etapas, que consigue obtener una respuesta rápida y eficiente en el posicionamiento dinámico de la plataforma expuesta a grandes perturbaciones por el oleaje.

📖 El Capítulo 4 es el primero de los tres capítulos dedicados a la estabilización y reducción de movimientos de un buque de alta velocidad (BAV). En trabajos anteriores, se resuelve el problema de identificación y control de la dinámica vertical del buque (modos arfada y cabeceo) para olas de proa. Como nueva aportación, en esta tesis se extiende el estudio a la dinámica transversal del balanceo, incluyendo otros ángulos de incidencia del oleaje, observando en estos casos la existencia de un acoplamiento por la acción de los actuadores que generan a su vez un incremento en las respuestas de estos tres movimientos. En este capítulo, se ha llevado a cabo el modelado de las respuestas de arfada, cabeceo, y balanceo para olas incidentes entre 90 y 180 grados mediante el método de identificación. El trabajo justifica el empleo de un modelo lineal, y realiza la una discusión de un primer método (empleado para modelar la dinámica vertical con olas de proa), donde el criterio de ajuste emplea algoritmos genéticos y mínimos cuadrados no lineales con restricciones aplicado en el dominio de la frecuencia. Se resuelve finalmente que esta técnica no es efectiva cuando el estudio se realiza para otros ángulos de incidencia diferentes a 180 grados. Además, este método no garantiza la mejor aproximación lineal y, debido a las funciones no cuadráticas supone una carga computacional costosa. De esta forma, se desarrolla una nueva aproximación, que cambia el modo de parametrización con el fin de facilitar la selección de la estructura del modelo, evitar funciones no cuadráticas en la función de coste, y la obtención de valores iniciales óptimos mediante la estimación por mínimos cuadrados lineales.

📖 El capítulo 5 trata el problema de diseño de control QFT multivariable para la estabilización y reducción de movimiento de las dinámicas longitudinal y transversal de un BAV, debido a la acción de perturbación del oleaje, y al acoplamiento generado por los propios actuadores cuando el ángulo de incidencia difiere de 180°, provocando así un incremento en los tres movimientos de arfada, cabeceo y balanceo. Así, como primera aproximación, bajo la hipótesis de un grado de acoplamiento mínimo, se lleva a cabo el diseño de un control QFT SISO para cada una de las dos dinámicas de forma independiente, despreciando efectos acoplamientos. En cada diseño, se considera como planta nominal la respuesta a un ángulo de incidencia de 135°, que presenta incertidumbres correspondientes a las respuestas a otros ángulos de incidencia. Además, cada dinámica tiene perturbaciones en la salida debido al oleaje. Finalmente,

como aportación, se muestra que la ley de control diseñada es capaz de amortiguar los tres movimientos acoplados en el sistema completo, para cualquier ángulo de incidencia de ola, bajo la condición de un efecto pequeño de acoplamiento. Comparado con otros métodos, el empleo de QFT queda consolidado como una técnica de control excelente para este tipo de problemas, dado que un único controlador es necesario para cualquier situación de ángulo incidente, velocidad ó estado de la mar que se plantee.

📖 El Capítulo 6 concluye el problema de estabilización de un BAV, con el diseño de un control combinado de la técnica QFT multivariable con el método de Asignación de Autoestructuras AE. La primera aproximación tratada en el capítulo antecedente es ineficiente cuando el grado de acoplamiento debido a la acción de los actuadores es relativamente pequeña. Por ello, se busca una nueva alternativa para resolver el problema cuando el efecto de acoplamiento no es despreciable. En primera instancia, se hace un primer planteamiento de diseño de un control QFT MIMO diagonal, según las ideas señaladas en el Capítulo 2, que al final es descartada dado que el problema presenta plantas de fase no mínima. Finalmente, con este capítulo se contribuye al desarrollo de un diseño de control combinando la metodología QFT con el método de EA para el problema de estabilización con dinámicas acopladas. El problema multivariable se afronta primeramente con EA para desacoplar las dinámicas del sistema, seguido de la aplicación de la técnica QFT para conseguir un rendimiento robusto para otros ángulos de incidencia y estados de la mar. Los controladores diseñados alcanzan un orden máximo de tres. Como conclusión, se verifica el método híbrido EA/QFT como una excelente opción para el diseño de control en sistemas multivariables acoplados, consiguiendo la estabilización y reducción de movimientos de un BAV a partir de leyes de control de orden simple.

📖 En el Capítulo 7 contribuye con la aplicación práctica de la técnica QFT no lineal multivariable para el seguimiento de referencia de un aerodeslizador. El modelo es un sistema no lineal de 2 GL multivariable, y presenta restricciones no holonómicas, dado que no tiene acción de control en la dirección de desplazamiento lateral. En consecuencia, presenta una mayor dificultad para el diseño de una ley de control. Además, en los sistemas subactuados no son aplicables las técnicas no lineales clásicas,

debido a que estos sistemas no son completamente linealizables por realimentación. Por todo ello, la metodología QFT no lineal ofrece una ventajosa alternativa para la solución a este problema. La idea consiste en la sustitución de la planta no lineal por una familia lineal equivalente ELF de plantas y un conjunto de perturbaciones. La ELF se obtiene mediante una linealización local de la planta no lineal alrededor de unas salidas en lazo cerrado aceptables. El resultado da lugar a un problema de control lineal a resolver en base a la metodología QFT lineal. Finalmente se comprueba la validez y robustez del método, concluyendo que la técnica QFT no lineal basada en la linealización local es un método muy apropiado para la implementación y aplicación en sistemas de control marinos subactuados.

8.2 Líneas futuras de investigación

Para concluir, en este apartado se apuntan posibles líneas de continuación de la investigación desarrollada en este trabajo.

- Generalización de la metodología QFT desarrollada para el sistema de posicionamiento dinámico amarrado SPDA de una plataforma, al problema de posicionamiento dinámico SPD sin usar dispositivos de fijación tales como anclas, y al problema de *stationkeeping* para mantener la posición fijo respecto a otro objeto fijo, barco o barcos. Esto supone aumentar el número de variables y restricciones no holonómicas a considerar para el diseño del control.
- Profundización en la metodología QFT para la resolución de problemas multivariantes de fase no mínima, como nueva aplicación para el problema de estabilización de un BAV, y la extensión al modelo de comportamiento no lineal que contempla efectos de acoplamiento entre los seis grados de libertad del buque, e implementación en un modelo real a escala del buque TF-120, como por ejemplo el que se encuentra en el Departamento de Tecnología de Electrónica e Ing. de Sistemas y Automática de la Universidad de Cantabria, bajo el grupo de investigación del Dr. Francisco J. Velasco.

- ❑ Extensión de la técnica QFT MIMO de fase no mínima al problema de control de rumbo de un BAV, e implementación en el modelo real.
- ❑ Ampliación del método de control QFT no lineal al problema de seguimiento de referencia para cualquier tipo de estructura en la trayectoria, e implementación en un modelo real para laboratorio de un aerodeslizador, como el que dispone el grupo dirigido por el Dr. Joaquín Aranda, en el Dpto. de Informática y Automática de la UNED.
- ❑ Desarrollo y aplicación de nuevas metodologías no lineales, aplicadas para el problema de seguimiento en un punto y de trayectoria, e implementado en el modelo real de un aerodeslizador.

Bibliografía

- Aguiar A. P, y J.P Hespanha. (2003) . Position tracking of underactuated vehicles. *In Proc. of the 2003 Amer. Control Conference*. Denver. CO. USA.
- Aircadi, M. , G. Casalino, G. Indiveri, A. Aguiar, P. Encarnacao, A. Pascoal, (2001). A planar path following controller for underactuated marine vehicles, *Proc. of the 9th IEEE Conference on Control an Automation*,Croatia.
- Allison, J.L., B.G.Forstell, D.R.Lavis, J.Purnell, CDI Marine (2004). The Influence of New Technology on the Design and Manufacture of High Speed Craft. RINA International Conference on High Speed Craft, 17-18 November.
- Andry, A.N. , E.Y. Shapiro, J.C. Cheng, (1995). Eigenstructure Assignment for linear systems, *IEEE Transaction Aerospace Electronic Systems*, vol 19(5),pp.711-729.
- Aranda J., J.M de la Cruz, J.M Díaz, (2004a). Identification of multivariable models of fast ferries, *European Journal of Control*, , vol. 10, pp. 187-198.
- Aranda J., R.Muñoz-Mansilla, J.M.Díaz, (2004b). The problem of the coupling of the vertical movement control with roll movement in fast ferries. *Proceedings Control Applications in Marine Systems (CAMS'04)*, pp. 239-244.
- Aranda, J, R. Muñoz, J.M Díaz. (2003). Roll model for control of a fast ferry. *2nd International Conference on Maritime Transport and Maritime History*.
- Aranda, J., D. Chaos, S. Dormido-Canto, R. Muñoz-Mansilla, J.M. Díaz. (2006). A control for tracking and stabilization of an underactuated non-linear RC hovercraft. *Proc. of 7th IFAC Conf. on Manoeuvring and Control of Marine Crafts (MCM'06)*, Lisboa, Portugal.
- Aranda, J., J.M de la Cruz, J.M. Díaz, S. Dormido Canto (2002b) .QFT versus classical gain scheduling: study for a fast ferry. *15th IFAC World Congress b'02*.
- Aranda, J., J.M. de la Cruz, J.M. Díaz. (2005). Design of a multivariable robust controller to decrease the motion sickness incidence in fast ferries, *Control Engineering Practice*. vol. 13(8), pp. 985-999.

- Aranda, J., J.M. Díaz, P. Ruipérez, T.M. Rueda, E. López (2002a). Decreasing of the motion sickness incidence by a multivariable classic control for a high speed ferry. *CAMS Proceeding Volume*. Pergamon Press.
- Azvine, B., R.J. Wynne, (1996). Improved MIMO quantitative feedback design in Matlab, *Proc. 13th World Congreso IFAC, San Francisco, USA*. pp.321-326.
- Balchen, J.G., Jenssen N.A., Mathisen E., Salid S., (1980b). Dynamic Positioning System Based on Kalman Filtering and Optimal Control. *Modeling, Identification and Control MIC-1(3)*, pp.:135-163
- Balchen, J.G., Jenssen N.A., Salid, S., (1976). Dynamic Positioning Using Kalman Filtering and Optimal Control Theory. *Proceeding of the IFAC/IFIP Symp. On Automation in Offshore Oil Field Operation*. Bergen, Norway,. Pp.183-186
- Balchen, J.G., Jenssen N.A., Salid, S., (1980a). Dynamic Positioning of Floating Vessels Based on Kalman Filtering and Optimal Control., *Proceedings of the 19th IEEE Conference on Decision and Control*. New York, NY. pp: 852:864
- Baños A., y IM. Horowitz, (2004). Nonlinear quantitative stability, in *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.14, pp. 289-306.
- Baños, A. y I.M. Horowitz, (2000). QFT design of multi-loop nonlinear control systems, in *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 10(15), pp. 1263-1277.
- Baños, A., (2007). Nonlinear quantitative feedback theory. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 17, pp.:181-202.
- Baños, A., F.N. Bailey, (1998). Design and validation of linear robust controllers for nonlinear plants, in *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.8, pp.803-816.
- Baños, A., F.N. Bailey, F.J. Montoya. (1998). Some results in nonlinear QFT, in *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.11, pp.157-184.
- Baños, A., O. Yaniv, y F. Montoya, (2003). Non-linear QFT synthesis by local linearization. *Intern. Journal Control*. vol 79, no5, pp:429-436.
- Barve, J.J., and P.S.V Nataraj, (1998). Synthesis of a robust pH controller using QFT, in *Proceedings of IEEE 10th International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control*, pp.214-217.
- Bazán. National Company (1995). *Sea behaviour tests of the Turbo Ferry TF-120*. OTI-2086-CM-1.
- Berge S.P., Ohtsu K., Fossen T.I., (1999). Nonlinear control of ships minimizing the position tracking errors. *Modeling, Identification and Control*; 20(3): 177-187.
- Berge, S. P, K. Ohtsu, and T. I. Fossen. (1998). Nonlinear tracking control of underactuated ships minimizing the cross-track error. In *Proc. of the IFAC Conf. on Control Applications in Marine Systems (CAMS'98)*, Fukuoka, Japan. pp 141-147.
- Blanke M., Christensen A. (1993). Rudder-roll damping autopilot robustness due to sway-yaw-roll couplings, *Proceedings of the 10th Internacional Ship Control System Symposium*, Ottawa, Canada; 93--119.
- Blount, D.L., y L.T. Codega. (1992). Dynamic stability of planing boats. *Mar. Tech.*, vol 29(1), pp.4-12.
- Boje, E., (2002). Non-diagonal controllers in MIMO quantitative feedback design, in *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 12, pp.303-320.
- Borghaug E., Pettersen K.Y., (2006). Los path following for underactuated underwater vehicles, *Proceeding on 7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft 06*, Lisbon, Portugal.

- Borguesani, C., Y. Chait, O. Yaniv. (1995). Quantitative Feedback Theory Toolbox-for use with Matlab. *The Mathworks Inc.* Natick. M.A.
- Bullo F., y N.E. Leonard. (1998) Motion primitives for stabilization and control of underactuated vehicles. *In Preprints of the 4th IFAC NOLCOS'98*, Enschede, The Netherlands, , 1:133-138.
- Burns R.S. (1995). The use of artificial neural networks for the intelligent optimal control of surface ship. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*; 20(1): 65-72.
- CEHIPAR (www.cehipar.es)
- Chen, W., D.J. Balance, (2001). QFT design for uncertain non-minimum phase and unstable plants revisited, *International Journal of Control*, vol. 4(9), pp.957-965.
- Choi, J.W., H.C. Lee, J. Jim Zhu, (2001) .Decoupling and tracking control using eigenstructure assignment for linear time-varying systems, *Int. Journal of Control*, vol. 74(5), 453-464.
- Choi, S.B., S.S. Cho, Y.P. Park, (1999). Vibration and position tracking control of piezoceramic-based smart structures via QFT. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*, vol. 121, pp. 27-33.
- Clarke, T., S.J. Griffin, J. Ensor, (2003). A polynomial approach to eigenstructure assignment using projection with eigenstructure trade-off, *Int. Journal of Control*, vol. 76(4), 403-413.
- Crisol D, Cutida J.C., (2006). Underactuated auv robust control. *Proceeding on 7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft 2006*, Lisbon, Portugal.
- D'Azzo, J.J., y C.H. Houpis, (1988). *Linear control system analysis and design: Conventional and Modern*, McGraw Hill, New York.
- de la Cruz J.M., J.Aranda, J.M. Girón-Sierra, F. Velasco, S. Esteban, J.M. Díaz, B. de Andrés-Toro, (2004). Improving of the comfort of a fast ferry, smoothing a ship's vertical motion with the control of flaps and T-foil, *IEEE Control System Magazine*, pp.47-60.
- de la Cruz, J.M., P. Ruipérez, J. Aranda, (1997). An Eigenstructure Assignment Approach (2). In *Robust Flight Control, a design challenge*, edited by J.F. Magni, S. Bannani and J. Terlouw. LNCIS n. 224. Springer.
- Díaz, J.M., S. Dormido, y J. Aranda. (2005). Interactive computed-aided control design using quantitative feedback theory: the problem of vertical movement stabilization on a high-speed craft. *In International Journal of Control*. vol 78/11, pp:813:825.
- Díaz, J.M., (2002). *Identificación, modelado y control de la dinámica vertical de un buque de alta velocidad*. Tesis Doctoral. UNED. Madrid.
- Djouani K, Haman Y. (1995). Minimum time-energy trajectory planning for automatic ship berthing, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*; 20(1):4-11.
- Donha D.C., y E.A. Tannuri (2001). Non-linear semi-summersible positioning system design using and H_∞ controller. In: *Proc. Of the 5th IFAC Conf. On Control Applications in Marine Systems (CAMS01)*. Glasgow. UK.
- Doyle J.C, Stein G. Banda SS, Yeh, H.H. (1990) Lecture notes for the *Workshop on H_∞ and μ Methods for Robust Control*, ACC.
- Doyle, J.C. (1986). QFT and robust control. *Proc. ACC*, (1691-8), Seattle.
- Doyle, J.C., Glover, K., Khargonekar, P.P., Francis B.A., (1989). State-space solutions to standard H_∞ and H_2 control problems. *IEEE Transactions on Automatic Control* 1989; 831-847.
- Esteban, S. (2002). *Modelado y control del movimiento longitudinal de un ferry de alta velocidad*. Tesis Doctoral. UCM. Madrid.
- Esteban, S., B. Andres-Toro, E. Besada-Portas, J.M. Giron-Sierra, J.M. de la Cruz. (2002) Multiobjective control of flaps and T-foil in high-speed ships. *Control 15th IFAC World Conference*.

- Fantoni, I., R. Lozano, F. Mazenc, and K.Y. Pettersen, (2000). Stabilization of a nonlinear underactuated hovercraft. *Int J. of Robust and Nonlinear Control*, 10:645-654.
- Fletcher, R., (1991) *Practical Methods of Optimization (2nd ed.)*. Wiley, New York.
- Fortuna, L. y G. Muscato (1996). A roll stabilization system for a monohull ship: -Modeling, identification and adaptative control. *IEEE on CST*. Vol 4., pp.18-28.
- Fossen T. I., Standa J.P., (1999). Passive nonlinear observer design for ship using Lyapunov methods: full-scale experiments with a supply vessel. *Automatica*; 35:3-16.
- Fossen T.I., (2000) A Survey of Nonlinear Ship Control: From Theory to Practice. Proceedings of the IFAC Conference on Maneuvering and Control of Marine Craft. (G. Roberts, Ed.). Elsevier Science. The Netherlands, pp:1-16. Plenary Talk.
- Fossen T.I., Blanke M. , (2000). Nonlinear output feedback control of underwater vehicle propellers using feedback from estimated axial flow velocity. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*; 25(2): 241-255.
- Fossen, (2002). *Marine Control Systems, Guidance, Navigation and Control of Ships, Rigs and Underwater Vehicles*, Marine Cybernetics.
- Fossen, T. I., (2002). *Marine Control Systems. Guidance, navigation and Control of Ships, Rigs and Underwater Vehicles*. Marine Cybernetics. Trondheim. Norway.
- Fossen, T. I., J.M. Godhavn, S. P. Berge, and K.P. Lindegaard. (1998). Nonlinear control of underactuated ships with forward speed compensation. *In Preprints of the 4th IFAC NOLCOS'98*, Enschede, The Netherlands. 1:121-126.
- Fossen, T.I, y J.P. Strand (1999). A tutorial on nonlinear backstepping: applications to ship control. *Modelling, Identification and Control MIC-20(2)*,83-135.
- Fossen, T.I. (1994). *Guidance and Control of Ocean Vehicles*. John Wiley and Sons Ltd
- Fossen, T.I., S.I. Sagatun y A.J. Sorensen (1996). Identification of Dynamically positioned ships. *Journal of Control Engineering Practise*. CEP-4(3), 369-376.
- Fossen, T.I., y J.P. Strand (1999). Passive nonlinear observer design for chips using Lyapunov methods: Experimental results with a supply vessel. *Automatica*, vol. 35(1), pp.3-16.
- Fossen, T.I., y J.P. Strand (2001). Nonlinear passive weather optimal positioning control system for chips and rigs: experimental results. *Automatica* vol 37(5), pp. 701-715.
- Fossen, T.I, y A. Grovlen (1998). Nonlinear output feedback control of dynamically positioned ships using vectorial observer backstepping. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. TCST-6(1), 121-128.
- Fung, P, y M.J. Grimble (1983). Dynamic ship positioning using self tuning kalman filter. *IEEE Transactions on Automatic Control*. TAC-28(3), pp.339-349.
- Gaillarde, G. (2002). Dynamic behaviour and operation limits of stabilizer fins. *Proc. of the IMAM International Maritime Association of the Mediterranean*. Creta. Greece.
- García Sanz, M., y X. Ostalaza (1998). QFT control of a biological reactor for simultaneous ammonia and nitrates removal. *European Robotics, Intelligent Systems and Control Conference EURISCON'98*. Athens, Greece.
- García-Sanz, M., y I. Egaña, (2002). Quantitative non diagonal controller design for multivariable systems with uncertainty", *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol.12(2), pp.321-333.
- Gerini G., Ippoliti G., Longui S., Orlando G., (2006). Advanced Control Strategies for the roll stabilization of ocean motoryachts, *Proceeding on 7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft 06*, Lisbon, Portugal.
- Giron-Sierra, J.M., R. Katebi, JM. de la Cruz, S. Esteban (2002). The Control of Specific Actuators for Fast Ferry Vertical Motion Damping. *IEEE CCA / CACS Conference on Control Applications / Computer Aided Control Systems Design Conference*.

- Godhavn, J.M.(1996). Nonlinear tracking of Underactuated Surface Vessels, *Proc. of the 35th Conference on Decision and Control* , pp. 975-980.
- González, R.,(2006). High speed ships and their implications in the carriage of passengers and cargo over short and medium distances. *3rd International Conference on Maritime Transport*. Barcelona. Pp. 799-804.
- Grimble, M.J. (1989). Predictive H/sub infinity / model reference optimal control law for SIMO systems. *Control Theory and Applications, IEE Proceedings D*. V. 136(6),pp.: 273 - 284.
- Grimble, M.J., Patton R.J., Wise, D.A (1979). The Design of Dynamic Positioning Systems using Extended Kalman Filtering Techniques. *Proceeding of OCEANS'79*. pp. 488-497.
- Grimble, M.J., Patton R.J., Wise, D.A (1980). The Design of Dynamic Positioning Control Systems Using Stochastics Optimal Control Theory. *Optimal Control Applications and Methods OCAM-1*, 167-202.
- Grimble, M.J., R.J. Patton, y D.A. Wise (1980a). The desing of dynamic positionng control systems using stochastic optimal control theory. *Optimal Control Applications and Methods*. OCAM-1, 167-202.
- Grimble, M.J., R.J. Patton, y D.A. Wise (1980b). Use of kalman filtering techniques in dynamic ship positioning systems. En: *IEE Proceedings*. Vol. 127, n^o3, pp. 93-102.
- Hess, R.A., D.K. Henderson, (1996). QFT multi-input, multi-output design with non-diagonal, non-square compensation matrices, *Proc. 13th World Congress IFAC, San Francisco, USA*. (1996). pp. 309-314.
- Hickey, N.A., M.A. Johnson, M.R. Katebi, M.J. Grumble (1999). PID controller optimisation for fin roll stabilisation. *Proc. of the 1999 IEEE International Conferencie on Control Application*. Kohala, Coast-Island of Hawaii, Haway, USA.pp.1785-1780.
- Hickey, N.A., M.J. Grumble, M. Johnson, R. Katebi, D. Wood (1995). H_∞ roll fin roll stabilization control system design. *Proc. of the 3rd. IFAC Workshop on Control Applications in Marine Systems*. Trondheim, Norway. Pp. 304-311.
- Hicks, J.D., A.W. Troesch, C. Jiang, (1995). Simulation and nonlinear dynamics analysis of planning hulls. *Offshore Mech. Arctic Eng.*, vol. 117, pp. 38-45.
- Holzhüter, T. and R. Schulzte (1996). On the experience with a High- Precision Track Controller for Commercial Ships. *Control Engineering Practise CEP-4*(3),343-350.
- Holzhüter, T., (1997). LQG Approach for the High- Precision Track Control for Ships. *IEE Proceedings on Control Theory and Applications* 144(2),121-127.
- Horowitz, I.M. (1963). *Synthesis of feedback systems*, Academic Press. New York.
- Horowitz, I.M. (1975). A synthesis theory for linear time-varying feedback systems with plant uncertainty, in *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1975, vol.20(4) pp.454-464
- Horowitz, I.M. (1976). Synthesis of feedback systems with nonlinear time-varying uncertain plants to satisfy quantitative performance specifications, in *Proceedings of the IEEE*, vol.64, pp.123-130.
- Horowitz, I.M. (1979). Quantitative Synthesis of Uncertain Multi Input-Output Feedback Systems, *International Journal of Control*, vol. 30(1), pp. 81-106.
- Horowitz, I.M. (1981a). Nonlinear uncertain feedback systems with initial state values, in *International Journal of Control*. vol. 34(4), pp. 749-764.
- Horowitz, I.M. (1981b). Improvement in quantitative nonlinear feedback design by cancellation, in *International Journal of Control*, vol. 34(3), pp. 547-560.
- Horowitz, I.M. (1982). Improved design technique for uncertain multiple input-output feedback systems. *International Journal of Control*; 36:977-988.

- Horowitz, I.M. (1990). Application of Quantitative Feedback Theory (QFT) to flight control problems, in *Proceedings of the 29th Conference on Decision and Control*, pp. 2593-2598.
- Horowitz, I.M. (1991). Survey of quantitative feedback theory (QFT). *International Journal of Control*; 53:255-291.
- Horowitz, I.M. (1991). Survey of Quantitative Feedback Theory (QFT), in *Internacional Journal of Control*, vol. 53(2), pp. 255-291.
- Horowitz, I.M. (2001). Survey of Quantitative Feedback Theory (QFT), en *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 11(10), pp.- 887-921.
- Horowitz, I.M. y M.Sidi (1978). Optimus Synthesis of non-minimum phase feedback system with plant uncertainty, *Internacional Journal of Control*, vol. 27, pp.361-386.
- Horowitz, I.M. y C. Leocher (1981), Design of a 3x3 multivariable feedback systems with large plant uncertainty, *Int. Journal of Control*, vol. 33, pp.677-699.
- Horowitz, I.M. y M. Sidi (1980). Practical design of feedback systems with uncertain multivariable plants. *International Journal of Systems Science*; 11(7):851-875.
- Horowitz, I.M. y M.Sidi (1972). Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time domain tolerances, *Int. Journal of Control*, vol. 16(2), pp.287-309.
- Horowitz, I.M., (1993). *Quantitative Feedback Design Theory (QFT)*. QFT Publications, Boulder, Colorado..
- Horowitz, I.M., y M.Sidi (1972). Synthesis of feedback systems with large plant ignorante for prescribed time-domain tolerances, *Internacional Journal of Control*, vol. 16(2),pp.287-309
- Houpis, C.H., R.R. Sating, S. Rasmussen, and S. Sheldon (1994). Quatitative Feedback Theory technique and applications. *International Journal of Control*. Vol 59, 39-70.
- Houpis, C.H., S.J. Rasmussen, (1999). *Quantitative feedback theory: Fundamentals and applications*. Marcel Dekker, Inc. New York. 1999.
- Houpis, C.H., S.J. Rasmussen, M. García-Sanz. (2006). *Quantitative Feedback Theory. Fundamientals and Applications*. Taylor & Francis Group. Florida.
- Hu S.S., Yang P. Juang J.Y., Chang B.C., (2003). Robust nonlinear ship course-keeping by H_∞ I/o linearization and μ -synthesis. *Internacional Journal of Robust and Nonlinear Control*; 12:55-70.
- Hu, S.S., P.H. Yang, B.C. Chang, (1998). Modified non linear H_∞ controller formulas and the H_∞ I/O linearization problem. *Proc. of the 1998 IEEE Conference on Decision and Control*; 3500-3505.
- Ikeda Y., et al.,(2000). Stability of high speed craft. *Contemporary Ideas on Ship Stability*. Eds. New York: Elsevier Science Ltd., pp.401-409.
- Ikeda, Y. (2004). Prediction methods of roll damping of ships and their application to determine optimum stabilisation devices. *Marine Technology*. Vol 41(2), pp. 89-93.
- Isidori A., (1989). *Nonlinear Control Systems*. Springer-Verlag, London, UK, 3rd edition.
- Juang J.C y Chang B.C. (1999). Robust Control Theory applied to ship maneuvering. *Proceeding of the 38th. Conference on Decision and Control*, Phoenix, Arizona. USA.
- Kajiwara, H., W. Koterayama,, M. Nakamura, P. Gahinet. (1995) LMI-based design of dynamic positioning control laws for a moored floating platform model. *Proc. 14th SICE Kyushu Branch Annu. Conf.* pp:181-184.
- Kalman, R.E., (1960). A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *ASME Transactions, Series D: Journal of Basic Engineering*.JBE-82, 35-42.
- Kalman, R.E., (1961). On the General Theory of Control Systems, En: *Proc. IFAC*, vol. 1. pp.481-492, Butterworth, London.
- Kalman, R.E., y R.S Bucy (1961). New Results in Linear Filtering and Prediction Theory. *ASME Transactions, Series D: Journal of Basic Engineering*. JBE-83, 95-108.

- Karpenko M. y N. Sepehri, (2006). QFT Synthesis of a Position Controller for a Pneumatic Actuator in the presence of Worst-Case persistent disturbances, *in Proceedings of the American Control Conference*, pp.3158-3163.
- Katebi, M.R. (2004). A two layer controller for integrated fin and rudder roll stabilization. *Proc. of the IFAC Conference on Control Applications in Marine Systems*. Ancona, Italy. Pp. 101-106.
- Katebi, M.R., Grimble, M.J. Zhang, Y. (1997a). H_∞ robust control design for dynamic ship positioning. *IEE Proceeding on Control Theory and Applications*, vol.144(2), pp.: 110-120.
- Katebi, M.R., Yamamoto, I., Matsuura, M., Grimble M.J., Hirayama, H. and Ojamoto, N., (2001). Robust Dynamic ship positioning control system design and applications, *Internacional Journal of Robust and Nonlinear Control*. 11:1257-1284. (ya referenciada)
- Katebi, M.R., Zhang Y., Grimble M.J. (1997b), Nonlinear Dynamic Positioning. *Proceedings of the 13th IFAC World Congress*, vol Q, pp 303:308.
- Kelemen, M., y O. Akhrif, (2001). Linear QFT control of a highly nonlinear multi-machine power system, *in International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol 11, pp. 961-976.
- Kelemen, M., y A. Bargchi, (1993). Modelling and feedback control of a flexible arm of a robot for prescribed frequency domain tolerances. *Automatica*, vol. 29., pp. 899-909.
- Kenevissi, F., Atlar, M., and Mesbahi, E., (2003) *A new-generation motion-control system for twin-hull vessels using a neural optimal controller*. Marine Technology and Sname News, vol.40. no 3, pp. 168-180.
- Kerr, M.L., S. Jayasuriya, S.F. Asokanathan, (2005). On stability in nonsequential MIMO QFT Designs, *in Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, vol. 127, pp.98-103.
- Krishnan K.R. y Cruickshanks, A. (1977). Frequency domain design of feedback systems for specified insensitivity of time-domain response to parameter variations. *International Journal of Control*, vol 25(4), pp.609-620.
- La Castells i Sanabra, M., y J.Olivella, (2006). Stability and seakeeping on advanced marine vessels. *3rd International Conference on Maritime Transport*. Barcelona. Pp-805-815.
- Lauvdal, T., y T.I. Fossen (1997). Nonlinear rudder-roll damping of non-minimum phase ships using sliding mode control. *Proc. of the European Control Conference*. Brussel. Belgium.
- Lauvdal, T., y T.I. Fossen (1998). Rudder roll stabilization of ships subject to input rate saturations using a gain scheduled control law. *Proc. of the IFAC Conference on Control Applications in Marine Systems*. Fukuoka, Japan. Pp. 121-127.
- Lefeber, E., K.Y. Pettersen, H. Nijmeijer, (2003) Tracking Control of and Underactuated Ship, *IEEE Transactions on Control System Technology*, 11(1), pp: 52-61.
- Leonard, N.E. (1995). Periodic Forcing, dynamics and control of underactuated space craft and underwater vehicles 3980-3985, *Proc. Of the 34th IEEE Conference on Decision and Control*, pp.:3980-3985.
- Lewis, E.V, (1989), *Principles of Naval Architecture. Volume III*. Society of Naval Architects and Marine Engineers.
- Liberzon, A., D. Rubistein, P.O. Gutman, (2001). Active suspension for single wheel station of off-road track vehicle, *in International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.11, pp. 977-999.
- Lindergarard, K.P., y T.I. Fossen (2002). Fuel efficient rudder and propeller control allocation for marine craft: experimients with a model ship. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. Toaapper.
- Ljung, L., (1999) *System Identification: Theory for the User*. Prentice Hall.
- Lloyd ARJM. (1998) *Seakeeping: ship behaviour in rough water*. Ellis Horwood.

- López, R., M. Santos, O. Polo, S. Esteban. (2002a) Experimenting a fuzzy controller on a fast ferry. *IEEE CCA / CACS Conference on Control Applications / Computer Aided Control Systems Design Conference*.
- López, R., M. Santos, J. Aranda, S. Esteban (2002b). Neuro-Fuzzy Modelling of a Fast Ferry Vertical Motion. *Control 15th IFAC World Conference*.
- Lucas, C., M.M. Shanehchi, P. Asadi, P. M. Rad, (2000). A robust speed controller for switched reluctance motor with nonlinear QFT design approach, *in IEEE Industry Application Conference*, pp.1574-1577.
- Mari, J. (2000) Modifications of rational transfer matrices to achieve positive realness, *Signal Processing*, vol. 80, pp. 615-635.
- Mark A. McClure, Randall N. Paschall, (1992). Applying Variations of the Quantitative Feedback Technique to Unstable, Non-Minimum Phase aircraft dynamics models, *in Proceeding of the IEEE National Aerospace and Electronic Conference, NAECON*, pp. 334-341.
- Martin, M., (1978). Theoretical determination of porpoising instability of high-speed planning boats. *J. Ship Research*. Vol. 22(1), pp. 32-53.
- Michalewicz, Z. (1999) *Genetic Algorithms + Data Structure = Evolution Programs*. Third, revised and extended Edition. Springer.
- Minorsky, N., (1922.) Directional Stability of Automatic Steered Bodies. *Journal American Society of Naval Engineers*. 34(2); pp. 280:309.
- Mizuno N., Tkasu M. Okazaki T., Ohtsu K., (2006). A Ship's Minimum Time approaching control for automatic berthing using neural network and model predictive compensator, *Proceeding on 7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft 2006*, Lisbon, Portugal.
- Morgan, J.M. (1978). *Dynamic Positioning of Offshore Vessels*. Petroleum, Tulsa, OK.
- Nakamura, M., W. Kotera, H. Kajiwara, T., Hyakudome. (2001) Model Experiments on Dynamic Positioning System Using Gain Scheduled Controller. *International Journal of Offshore and Polar Engineering*. Vol 11, no 4.
- Nijmeijer, y A.J. Van der Schaft (1990). *Nonlinear Dynamical Control Systems*. Springer-Verlag, New York, USA, 1990.
- Niksefat, N., N. Sepehri, Q. Wu, (2007). Design and experimental evaluation of a QFT contact task controller for electro-hydraulic actuators, *in International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 17, pp.225.250.
- Paraskevopoulos, N., G. Arvanitisk, A. Vernardos, G. Tzafestas. (1998). Adaptive LQ optimal autopilots for tankers based on two-point multirate controllers. *Lecture notes in control and information sciences*. EURISCON '98: European robotics intelligent systems and control conference N°3, vol.243, pp.:147-158. Athens, Grecia.
- Patton, R.J., G.P. Liu, (1994). Robust control design via eigenstructure assignment, genetic algorithms and gradient-based optimisation, *IEE Proc. Control Theory Applications*, vol 141(3), pp. 202-208.
- Paulino N., Silvestre C., Cunha R., Pascual A., (2006). A path following preview controller for autonomous underwater vehicles. *Proceeding on 7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft 2006*, Lisbon, Portugal.
- Pawel R., Katebi R., Grimble J., (2006) Nonlinear Control design for integrated rudder roll stabilization, *Proceeding on 7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft 06*, Lisbon, Portugal.
- Perez, T. (2005). *Ship Motion Control*. Springer. Berlin.

- Pettersen K.Y., y O. Egelan, (1996). Exponential stabilization of an underactuated surface vessel. *Proc. of the 35th IEEE Conference on Decision and Control*. Kobe, Japan, pp. 967-971.
- Pettersen K.Y., y H. Nijmeijer, (1999). Global practical stabilization and tracking for an underactuated ship- a combined averaging and backstepping approach. *Modeling, Identification and Control*, vol.20, pp.189-199.
- Pettersen, K.Y., y H. Nijmeijer, (1998a) Global practical stabilization and tracking for an underactuated ship-a combined averaging and backstepping approach, *Proc. IFAC Conference on System Structure and Control*, France, pp. 59-64, July 1998.
- Pettersen, K.Y., y H. Nijmeijer, (1998b) Tracking control of and underactuated surface vessel. *Proc. Of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, December 1998, pp 4561-4566.
- Pettersen, K.Y., y T.I. Fossen, (2000). Underactuated Dynamic Positioning of a Ship-Experimental Results, *IEEE Transactions on Control System Technology*, 8(5), pp 856-863, 2000.
- Piedmonte, M.D., P.H. Meckl, O.D. Nwokah, M.A. Francheck, (1998). Multivariable vibration control of a coupled flexible structure using QFT. *International Journal of Control*, vol. 69, pp. 475-498.
- Pintelon, R. y Schoukens, J., (2001) *System Identification: A Frequency Domain Approach*. USA: IEEE Press.
- Pintelon, R. y Schoukens, J. (2004). Discussion on "Identification of multivariable models of fast ferries". *European Journal of Control*. 10:199-202.
- Pritchard, C.J. y Wigdorowitz, B. (1996). Mapping frequency response bounds to the time domain. *International Journal of Control*. Vol 64 (2), pp.335-343.
- Pritchard, C.J. y Wigdorowitz, B. (1997). Improved method of determining time-domain transient performance bounds from frequency response uncertainty regions. *Internacional Journal of Control*, vol 66 (2), pp. 311-327.
- Revilla, J. (2005). *Contribución al estudio de la síntesis de controladores robustos mediante técnicas LMIs*. Tesis Doctoral. UNED. Madrid.
- Roberts, G.N., M.T. Sharif, R. Sutton, A. Agarwal (1997). Robust control methodology applied to the design of a combined steering/stabiliser system to warship. *IEE Proc. Control Theory Applications*.
- Rueda, T.M. (2005). *Contribución al Control Robusto QFT para el Gobierno y Estabilización de Buques*. Tesis Doctoral. UNICAN. Santander.
- Rueda, T.M., F.J. Velasco, E. Moyano, E. López (2001). Robust QFT controller for marine course-changing control 5th *International Symposium on QFT and Robust Frequency Domain Methods*. Pamplona, Spain.
- Saelid, S., N.A. Jenssen, y J.G. Blachen (1983). Design and análisis of a dynamic positioning system based on kalman filtering and optimal control. *IEEE Transaction on Automatic Control*. TAC-28(3), 331-339.
- Sargent, J.S., y P.N. Cowgill (1979). Design considerations for dynamically positioned utility vessels. *En: Proc. Of the 8th Offshore Technology Conference*. Dallas.
- Savitski, D., (1964). Hydrodynamic design of planing hulls. *Mar. Tech.*, vol. 1(1), pp.71-95.
- Scherer, c., P. Gahinet, M., Chilali.. (1997). Multiobjetivo Output-Feedback Control Via LMI Optimization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 42, pp :896:911.
- Seguchi H., y T. Ohtsuka. (2002). Nonlinear receding horizon control of an RC hovercraft. *Proc of the IFAC Conf. on Control Applications in Marine Systems (CAMS'02)*. Glasgow, Scotland, UK, pp:1076-1081.
- Sellars, F.H. y J.P. Martin (1992). Selection and evaluation of ship roll stabilization systems. *Marine Technology*. Vol 29(2), pp 84-101.

- Sharif, M.T., G.N. Roberts, S.R., Dearden (1989). Final experimental results of full scale fin/rudder roll stabilisation sea trials. *Control Eng. Practise*. Vol 4 (3), pp.377-384.
- Skjetne, R., Fossen, T. I., Kokotovic, P.V., (2004) Robust output manoeuvring for a class of nonlinear systems. *Automatica*. 40:373-383.
- Skogestad S. y I. Postlethwaite (1996). *Multivariable Feedback Control. Análisis and Design..* John Wiley & Sons, UK.
- Snell, S.A., P.W. Scout, (1997). Robust longitudinal control design using dynamic inversion and quantitative feedback theory, *J. Guidance, Control Dynamics*, vol. 20(5), pp.933-940.
- Sobel, K.M. , E.Y. Shapiro, (1985). Eigenstructure Assignment: a tutorial, *Proc. American Control Conference*, Boston, pp.456-467.
- Söderström, T., y P. Stoica.(1989) *System Identification*. Prentice Hall.
- Sorensen A.J., J.P. Strand, y T.I. Fossen (1999). Thruster assisted position mooring system for turret-anchored vessels. En: *Proc. Of the 1999 IEEE Int. Conf. On Control Applications (CCA'99)*. Honolulu, Hawaii, pp. 1110-1117.
- Sorensen A.J., S.I. Sagatun y T.I. Fossen (1996), Design of a dynamic positioning system using model based control. *Journal of Control Engineering Practice* CEP-4(3), 359-368.
- Sorensen A.J., T.I. Fossen, y J.P. Strand (2000). Design of controllers for positioning of marine vessels. En: *The Ocean Engineering Handbook* (F. El-Hawary, Ed.) Cap.3, pp.207-218.CRC Press, USA.
- Sorensen, A.J., J.P. Strand (2000). Positioning of small-waterplane-area marine constructions with roll and pitch damping. En: *Journal of Control Engineering Practise* vol.8(2), pp.205-213.
- Stoustrup, J., Niemann, H.H., Blanke, M., (1994). Roll damping by Rudder Control: A new H_∞ approach. *Proceedings of 3rd IEEE Conference on Control Applications*, Glasgow, UK; 2: 839-844.
- Strand J.P., A.J. Sorensen, y T.I. Fossen (1998). Design of automatic thruster assisted position mooring systems for ships. *Modeling, Identification and Control* MIC-19(2),pp.61-72.
- Strand, J.P. (1999). Nonlinear position control systems design for Marine Vessels. PhD thesis. Dep. of Engineering Cybernetics, Norwegian University of Science and Technology, Norway.
- Strand, J.P., K. Eidal, T.I. Fossen, and P.V. Kokotovic. (1998). Nonlinear control of ships: a locally optimal design. *Preprints of the 4th IFAC NOLCOS'98*, Enschede, The Netherlands.
- Strand, J.P., y A.J. Sorensen (2000). Marine Positioning systems. *Ocean Engineering Handbook*. (F. El-Hawary, Ed.) Cap. 3, pp. 163-176. CRC Press, USA.
- Sutton, R., G.N. Roberts, y S.R. Dearden (1989). Design study of a fuzzy controller for ship roll stabilization. *Journal of Electronics and Communication Engineering*. Vol 1(3), 159-166.
- Tanaka, K, M. Iwasaki, H. Wang, (2001). Switching Control of an R/C Hovercraft: Stabilization and Smooth Switching, *IEEE Transactions on System, Man, and Cybernetics*, vol 31. n° 6, pp:853-863.
- Thomson, M.A., M.J. Katebi, (1993). H_∞ control design and Quantitative Feedback Theory. *IEEE Colloquium on Advances in the Application of Robust Controllers*.
- Ting-Yun Wen, J. (1996). "Control of nonholonomic systems". In Williams S. Levine, editor, *The Control Handbook*, pages 1359-1368. Florida, USA, CRC Press & IEEE Press.
- Ting-Yun Wen. (1996). Control of nonholonomic systems. In Williams S. Levine, editor, *The Control Handbook*, pages 1359-1368. Florida, USA, CRC Press & IEEE Press.
- Troesch, A.W., (1992). On the hydrodynamics of vertically oscillating planing hulls. *J. Ship Research*, vol. 36(4), pp. 317-331.

- Troesch, A.W., y J.M. Falzarano. (1993). Modern nonlinear dynamical analysis of vertical plane motion of planning hulls. *J. Ship Research*. Vol. 37(3), pp. 189-199.
- Van Ameronger J, Van der Klugt P.G.M (1990). Rudder roll stabilization for chips. *Automatica*. Vol. 26. No. 4, pp.679:690.
- Van Gestel, T., Suykens, J., Van Doore, P and De Moore, B., (2001) Identification of stable models in subspace identification by using regularization. *IEEE Trans. Autom. Contr.*, vol 46, no 9, pp 1416-1420.
- Velasco F.J., E. López, T.M. Rueda, E. Moyano. (2004). *Ship Steering Control*. En "Automation for the Maritime Industries", edited by J. Aranda, M.A. Armada, J.M. de la Cruz. ISBN: 84-609-3315.6. Pp.: 145-176.
- White, P.H. (1978). A note on the application of modern control teory to ship roll stabilization. *Proc. of the 18th General Meeting of the American Toweing Tank Conference*. Annapolis, Md. Pp. 517-532.
- Wichlund, K.Y., O. J. Sordalen, O. Egeland, (1995). Control of vehicles with second-order nonholonomic constraints : Underactuated vehicles. *Proc. of the 3rd European Control Conference*, Italy, pp. 3086-3091.
- Wilkie, J., J. Byrne, M.J. Grimble, M.R. Katebi (1982) . State space LQG self-tuning autopilot. *Control Conference, American*.
- Wilkie, J., J. Byrnm, M.R. Katebi, (1982). State-Space LQG self tuning autopilot. *Automatic Control Conference*
- Wilson, R.F., J.R., Cloutier, R.K., Yedavalli (1992). Lyapunov-constrained eigenstructure assignment for the design of robust mode-decoupled roll-yaw missile autopilots. 1st IEEE Conference on Control Applications, vol 2, pp.:944-999.
- Wu, S.F, y S.F. Guo, (1993). The decoupling design of aircraft lateral flight control systems with eigenstructure assignment, *Trans. Nanking Univ. Aeronati.Astronaut.* vol. 10(1)], pp.90-94.
- Wu, S.F., W. Wei, M.J. Grimble, (2004). Robust MIMO control-system design using eigenstructure assigment and QFT, *IEE Proc. Control Theory Applications*, vol. 151(2), pp.198-209.
- Xi, H. y J. Sun, (2006). Feedback Stabilization of High Speed Planing Vessels by a Controllable Transom Flap. *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 31(2), pp.421-431.
- Yamamoto, I, (2001). Robust and non-linear control of marine system. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*. Vol 11, pp. 1285-1341.
- Yang, Y. y B. Jiang (2004). Variable structure robust fin control for shipo roll stabilaztion with actuator system. *Proc. of the 2004 ACC* . Boston. Massachusetts, USA. Pp.5212-5217.
- Yaniv, O. (1995). MIMO QFT using non-diagonal controllers. *International Journal of Control*. Vol. 61(1), pp. 245-253.
- Yaniv, O. (1999) *Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems*. Kluwer Academic Publishers.
- Yaniv, O.y R. Boneh, (1997). Robust LTV feedback synthesis for SISO non-linear plants, *in International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.7, pp.11.27.
- Yaniv, O., (1991a). Robust design of MIMO feedback systems having an uncertain non-linear plant, *in International Journal of Control*, vol.53(6),pp. 1283-1294.
- Yaniv, O., (1991b). Quantitative Design of MIMO nonlinear uncertain feedback systems having non zero initial conditions, *in International Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, vol. 113(3), pp. 518.523.
- Yaniv, O., (1999). *Quantitative Feedback design of linear and nonlinear control systems*, Kluwer Academic Publishers: Norwell, Massachusetts.

- Yaniv, O., I.M. Horowitz, (1986). A quantitative design method for MIMO linear feedback systems having uncertain plant, *Inter. J. Control*, vol.43(2), pp. 401-421.
- Yaniv, O., y I.M. Horowitz, (1990). Quantitative Feedback Theory for active vibration control synthesis. *International Journal of Control*, vol.51.,pp 1251-1258.
- Yu, J., K. Zhao, J. Cao, (2006). Application of One-degree of freedom QFT tracking control to hydraulic simulator design, *In 1st Conference on System and Control in Aerospace and Astronautics*, pp. 545-548.
- Zeidler, E., (1986). *Nonlinear Functional Analysis and its Applications*. Springer-Verlag, New York.

ANEXO A

Diseño QFT de un sistema SISO

A.1 Un ejemplo

Para explicar todo el proceso de diseño de un control QFT de un sistema SISO, se va a hacer uso del siguiente ejemplo, extraído de (Borguesani *et al.*, 1995), y resuelto en (Díaz *et al.*, 2005). Sea la planta en la Figura A.1 dada por

$$\wp = \left\{ P(s) = \frac{k}{(s+a)(s+b)} : k \in [1,10], a \in [1,5], b \in [20,30] \right\} \quad (\text{A.1})$$

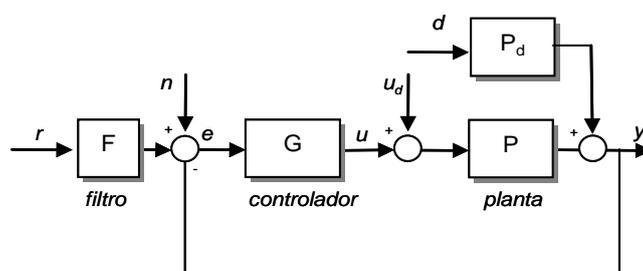


Figura A.1. Esquema de control con 2 grados de libertad (GL).

El problema de realimentación es diseñar un control $G(s)$ tal que el sistema en lazo cerrado consigue una estabilidad robusta y tiene al menos un margen de fase de $MF=50^\circ$ para toda planta P en \wp . Así, la especificación de estabilidad

$$\left| \frac{P(j\omega) \cdot G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \lambda = 1.2; \forall \omega > 0, \forall P \in \wp \quad (\text{A.2})$$

implica al menos 50° de MF y al menos 1.66 MG siguiendo la expresión (2.7) del Capítulo 2.

Además, se tienen dos especificaciones de rendimiento robusto: rechazo a perturbaciones a la salida de la planta, de acuerdo con

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_s(\omega) = \left| 0.02 \frac{(j\omega)^3 + 64(j\omega)^2 + 748(j\omega) + 2400}{(j\omega)^2 + 14.4(j\omega)^3 + 169} \right|; \omega \in [0,10], \forall P \in \wp \quad (\text{A.3})$$

y rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta, de acuerdo con

$$\left| \frac{y}{u_d} \right| = \left| \frac{P(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} \right| \leq \delta_p = 0.01; \omega \in [0,50], \forall P \in \wp \quad (\text{A.4})$$

Primero se verá en términos generales el procedimiento de diseño para la estabilidad y rendimiento robustos: generación de plantillas, cálculo de fronteras, diseño y análisis. A continuación se seguirá con una descripción de cómo se lleva a cabo el diseño QFT en este ejemplo.

A.2 Plantillas. (*Templates*)

El término plantilla se emplea para denominar la colección de las respuestas en frecuencia de una planta a una frecuencia dada. Si no hubiera incertidumbre en la planta, el conjunto \mathcal{P} se reduciría a una única función de transferencia P , y para una frecuencia ω , $P(j\omega)$ sería un punto en el plano de Nichols. Debido a la incertidumbre, aparece un conjunto de puntos para cada frecuencia, uno por cada planta P en \mathcal{P} . Y a este conjunto se le denomina plantilla. El uso de plantillas libera de la necesidad de tener una representación particular del modelo de la planta, por ejemplo, un modelo paramétrico. En QFT, se pueden emplear las medidas de la respuesta en frecuencia obtenidas de experimentos para describir una dinámica.

Como se ha explicado, existe una plantilla para cada frecuencia, de forma que después de definir las especificaciones, se debe establecer un conjunto discreto de frecuencias de diseño W . Las plantillas se calcularán para cada una de las frecuencias ω en W . Así, el

rango de frecuencias debe elegirse a partir del ancho de banda y forma de las plantillas. Las fronteras de estabilidad se deben calcular hasta una frecuencia donde la forma de la plantilla de la planta se vuelve invariante. En el ejemplo, a aproximadamente $\omega=100$ rad/s, la forma de las plantillas permanece fija en una línea vertical. El conjunto de frecuencias seleccionado es

$$W=[0.1, 5, 10, 100] \quad (\text{A.5})$$

Es importante observar las plantillas antes de proceder con el diseño, pues estas nos verifican si la aproximación de los límites de la plantilla es razonable y si el rango de frecuencias es el adecuado. La Figura A.2 muestra la gráfica de las plantillas para el conjunto de frecuencias definido (A.5).

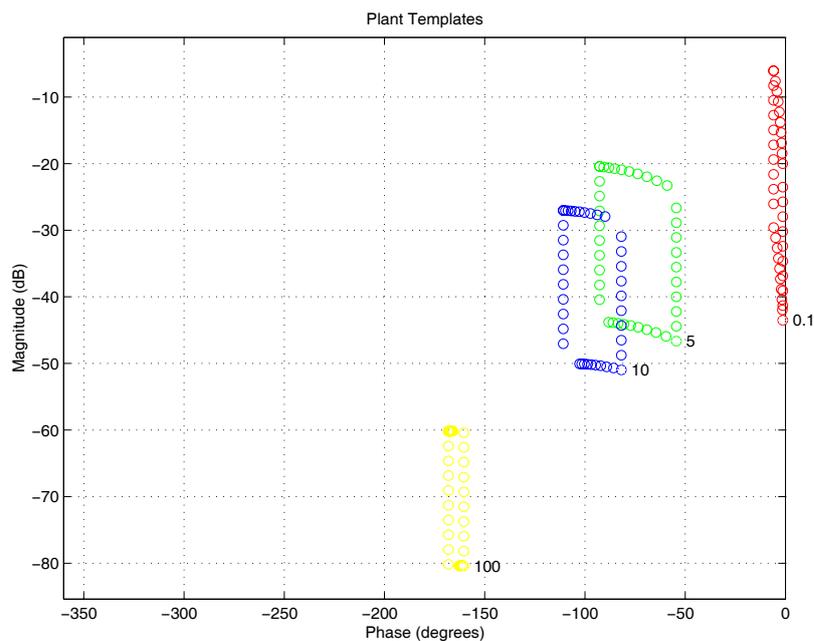


Figura A.2. Plantillas para las frecuencias 0.1, 5, 10, 100 rad/s.

El paso siguiente es definir una planta nominal P^0 que será empleada durante el diseño. La elección de la planta nominal es arbitraria y no tiene efectos en el diseño. Para desplazar una plantilla en el plano de Nichols, basta con sumarle una cantidad en fase (grados) y otra en magnitud (dB) a todos sus puntos. Al tomar la planta nominal $P^0(j\omega)$ como representante de todos estos puntos de la plantilla a la frecuencia ω , ajustar el valor

de la función lazo nominal $L^0 = P^0(j\omega) \cdot G(j\omega)$ empleando para ello $G(j\omega)$, es equivalente a sumar a cada punto $P(j\omega)$ de la plantilla a la frecuencia ω , un valor de magnitud (dB) y fase (grados) de $G(j\omega)$. Por tanto, ajustar la función de transferencia de lazo L a una frecuencia ω , es equivalente a desplazar la plantilla a esa frecuencia ω a una localización concreta en el plano de Nichols.

En nuestro ejemplo, la planta nominal es

$$P^0(s) = \frac{k_0}{(s + a_0)(s + b_0)}; k_0 = 1; a_0 = 5; b_0 = 30 \quad (\text{A.6})$$

Una vez que las especificaciones han sido definidas y las plantillas han sido calculadas, el siguiente paso es el cálculo de las fronteras.

A.3 Fronteras. (*Bounds*)

Dadas las plantillas, QFT traduce los márgenes de estabilidad y especificaciones robustas en unas condiciones determinadas para la magnitud y fase de la función lazo nominal L^0 . Las fronteras se refieren a estos valores requeridos de magnitud y fase de la función lazo. Una frontera para $L^0 = P^0(j\omega) \cdot G(j\omega)$ es simplemente igual a la frontera para $G(j\omega)$ desplazada verticalmente por la magnitud, y horizontalmente por la fase de $P^0(j\omega)$.

Generalmente, en las herramientas de diseño, una frontera dibujada en línea continua implica que L^0 debe permanecer sobre ella con el fin de conseguir la especificación particular, mientras que una frontera en línea discontinua implica que L^0 debe permanecer por debajo.

Las Figuras A.3, A.4, A.5, muestran las fronteras de la función lazo nominal para la estabilidad robusta, rechazo de perturbaciones en la salida de la planta, y rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta respectivamente, para diferentes frecuencias dentro del ancho de banda deseado.

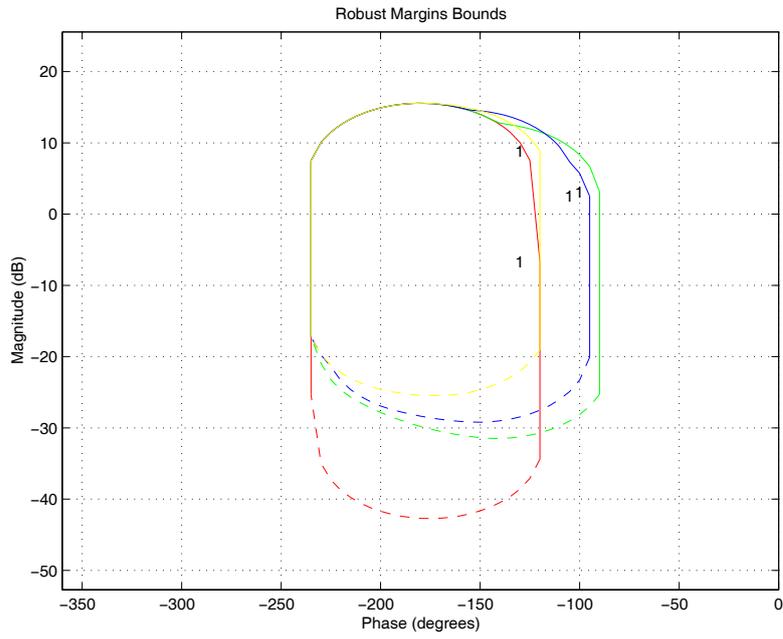


Figura A.3. Fronteras de estabilidad robusta.

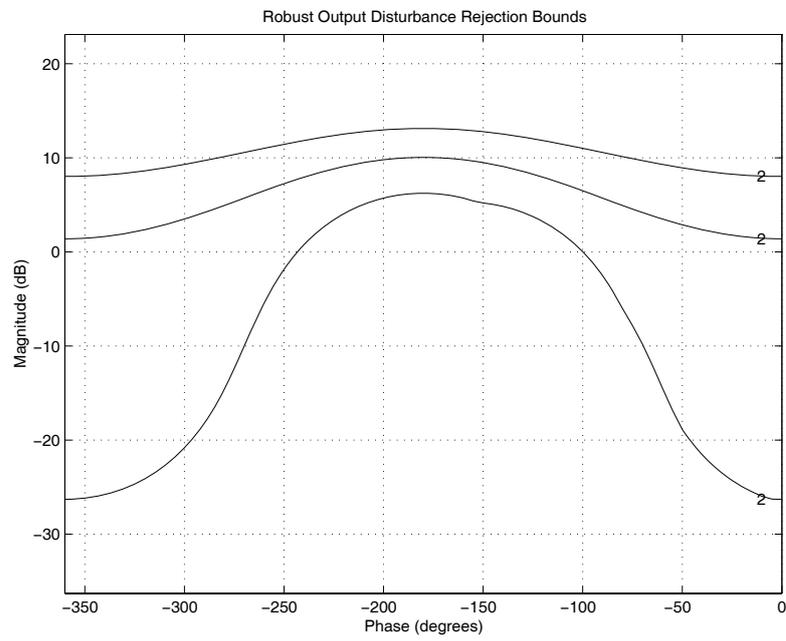


Figura A.4. Fronteras de rechazo de perturbaciones en la salida de la planta.

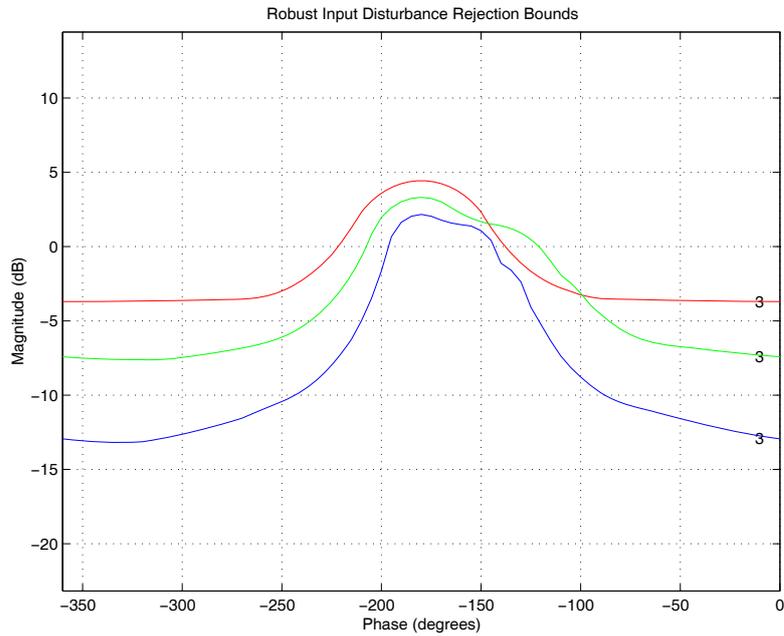


Figura A.5. Fronteras de rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta.

En este punto ya se han calculado todas las fronteras para todas las especificaciones de estabilidad y rendimiento robustos. El siguiente paso es combinarlo en una única variable que las agrupe. La Figura A.6 muestra la superposición de todas las fronteras.

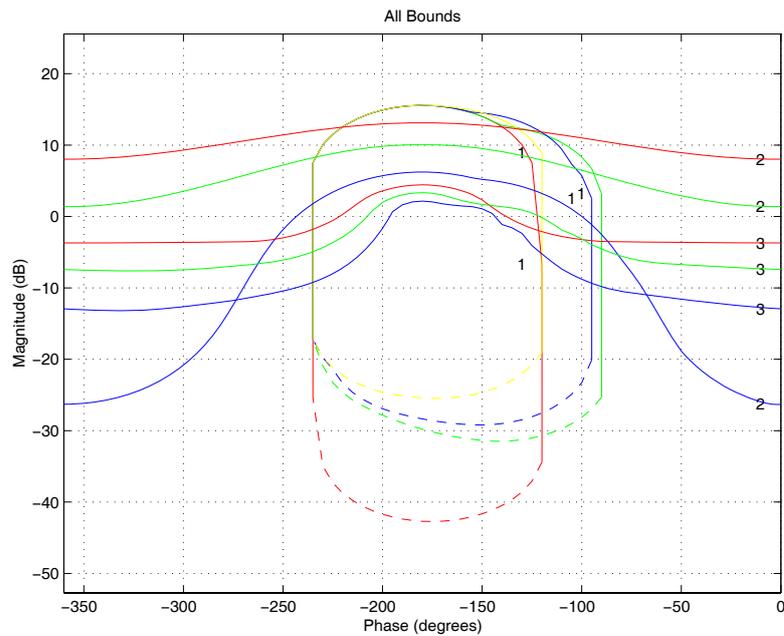


Figura A.6. Superposición de todas las fronteras.

Tal y como ya se comentó, es mucho más simple trabajar con un único caso que con una colección de muchas fronteras, Así, la Figura A.7 muestra el peor de los casos ó intersección.

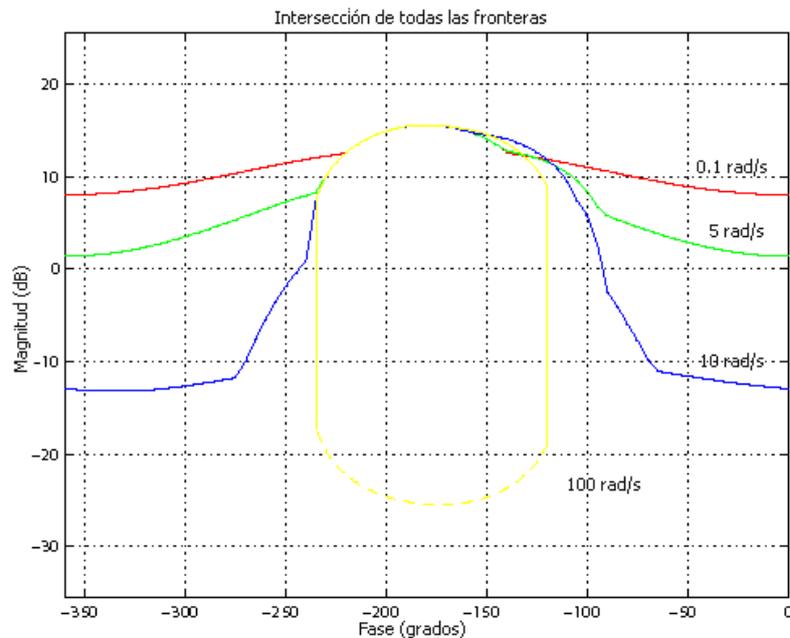


Figura A.7. Intersección (peor caso) de todas las fronteras.

En este momento, ya se está preparado para el diseño del controlador (*loop shaping*).

A.4 Diseño del controlador. *Loop shaping*

Una vez computados las curvas de estabilidad, reducción de sensibilidad y rendimiento de control, el siguiente paso en el diseño QFT es el diseño (*loop shaping*) de una función de lazo L acorde con estas curvas. La función lazo es el producto de la planta y el controlador (que está por determinar). L tiene que satisfacer el peor caso de todas las curvas de restricción, a la vez que conseguir la estabilidad en lazo cerrado.

Tanto la toolbox de Matlab como la herramienta QFTIT incluyen un entorno interactivo para el diseño ó *loop shaping*. Una de las funciones ejecutadas dibuja la función lazo L en el plano de Nichols, junto con las curvas de restricción.

Una manera de trabajar con esta función es, usar un controlador inicial que sea la unidad, $nc0 = 0$, $dc0 = 0$, y a continuación, empleando la interactividad del entorno, ir añadiendo polos y ceros hasta observar gráficamente la función lazo L coincide cerca de las curvas de restricción y presenta estabilidad en lazo cerrado. Se pueden incluir también redes de retraso/adelanto, integradores de diferentes órdenes, etc. Hay muchas posibles combinaciones de L que cumplen todos los requisitos, que son igualmente aceptables, y que dependen de la experiencia particular del usuario. Este es uno de los atractivos principales de QFT, que provee al diseñador el poder de considerar diferentes controladores con una determinada complejidad, y evalúa y permite valores los cambios realizados casi instantáneamente. Una excelente presentación del *loop shaping* se puede ver en (Borguesani *et al.*, 1995; Horowitz, 1992).

Dentro del entorno gráfico, aunque se está perfilando la gráfica de $L^0 = P^0(j\omega) \cdot G(j\omega)$ durante el diseño, en realidad se está perfilando únicamente el controlador $G(j\omega)$. Por tanto, en cada paso, los ceros y polos que se están añadiendo son elementos del control. De esta manera, empleando la función lazo L^0 , es posible asegurar el cumplimiento de las especificaciones para todos los elementos en el conjunto de plantas \mathcal{P} , siempre que L^0 se mantenga dentro de la zona permitida definida por la frontera a la frecuencia ω .

La medida de optimización en QFT es el diseño de un controlador que cumple con las curvas de restricción y tiene una ganancia mínima a frecuencias altas. Obviamente, existe un número infinito de funciones L^0 aceptables que satisfacen las fronteras y la condición de estabilidad. Para seleccionar entre todas estas funciones, un factor importante a considerar es el efecto del ruido del sensor a la entrada de la planta. La función de transferencia en lazo cerrado del ruido n a la entrada de la planta u viene dado por

$$T_{nu}(j\omega) = \frac{-G(j\omega)}{1 + P(j\omega) \cdot G(j\omega)} = \frac{-L(j\omega)/P(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \quad (\text{A.7})$$

En el rango de frecuencias para el que $|L(j\omega)|$ es grande (generalmente baja frecuencia), se tiene que $|T_{nu}(j\omega)| \rightarrow |1/P(j\omega)|$, de forma que el valor de $|T_{nu}(j\omega)|$ a baja frecuencia es independiente del diseño escogido para $L(j\omega)$. En el rango de frecuencias para que el

$|L(j\omega)|$ es pequeño (generalmente alta frecuencia), se tiene que $|T_{nu}(j\omega)| \rightarrow |G(j\omega)|$. Estas dos asíntotas se cortan en la frecuencia de corte.

Con la idea de conseguir reducir la influencia del ruido sobre la entrada de la planta, debe garantizarse que $|G(j\omega)| \rightarrow 0$ cuando $\omega \rightarrow \infty$. Dicho de otro modo, es deseable reducir $|L(j\omega)|$ tan rápido como sea posible en alta frecuencia. Un diseño de L^0 condicionalmente estable (esto es, la reducción de la ganancia de la función L lleva a que los polos de lazo cerrado están en el semiplano derecho), es especialmente adecuado para conseguir este objetivo.

A continuación se muestran algunos de los pasos del proceso de diseño del controlador en el ejemplo. Así, la Figura A.8 muestra la función de lazo inicial L^0 , donde el controlador inicial es la unidad $G(s)=1$.

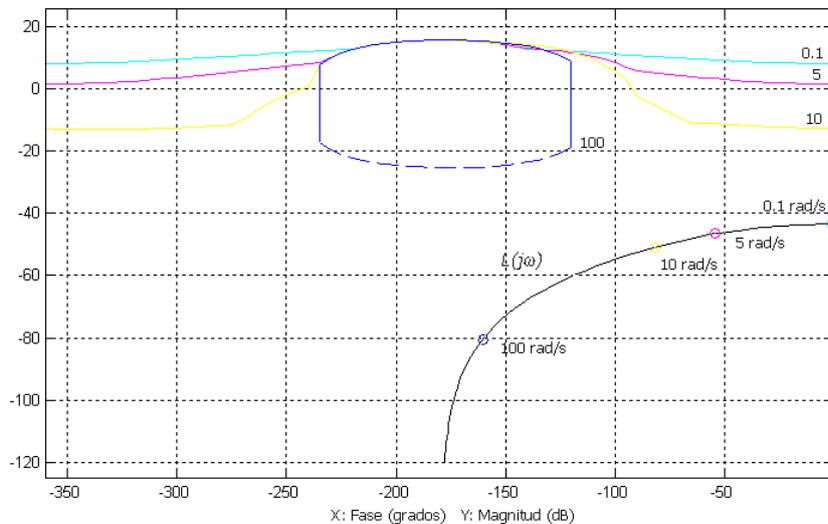
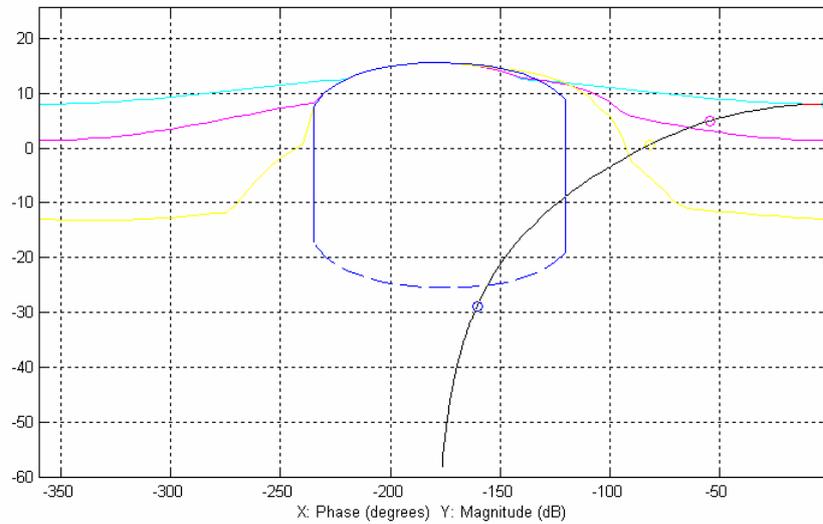
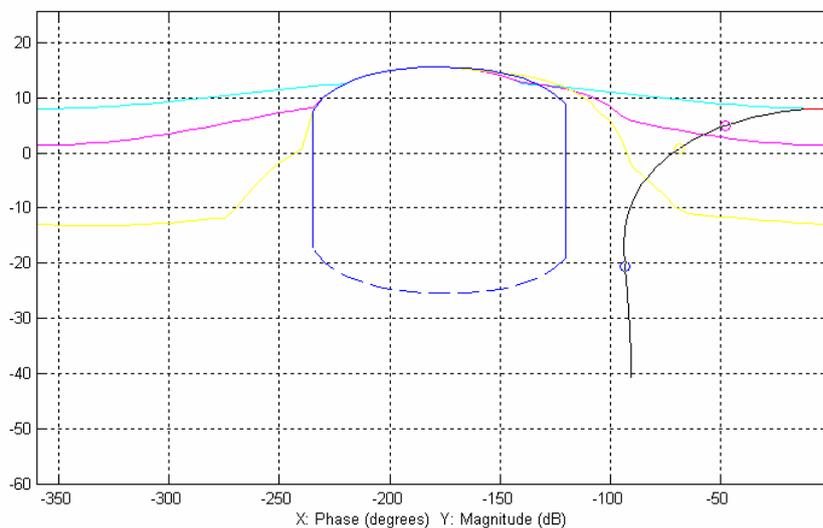


Figura A.8. Función lazo inicial.

Como ya se ha dicho, en cada paso se está trabajando con los polos y ceros del controlador. En primer lugar se itera con el valor de la ganancia del controlador para llevar cerca la función lazo a la frontera a frecuencias bajas ($\omega=0.1$) (Figura A.9).

Figura A.9. Función lazo con ganancia del control $G=379$.

A continuación, se añade un adelanto de fase, pues se observa que la función lazo nominal permanece dentro de los márgenes de las fronteras a frecuencias altas. Así, se le añade un cero real. La Figura A.10 muestra el resultado de añadir un cero en $z=42$.

Figura A.10. Función lazo con un cero ($z=42$).

En el siguiente paso, se analiza la respuesta a alta frecuencia, con la finalidad de reducir su magnitud tan rápido como sea posible. Para ello, se debe elegir la complejidad del controlador. Suponiendo que se decide diseñar un control con un denominador de un orden

mayor que el numerador, la mejor opción es un polo de segundo orden. Así, se añade un polo complejo conjugado, con una frecuencia natural $\omega_n=250$ rad/s y un factor de amortiguamiento $\delta=0.5$, que da una elección óptima entre las oscilaciones mínimas y la pendiente máxima de magnitud/fase. El resultado se muestra en la Figura A.11.

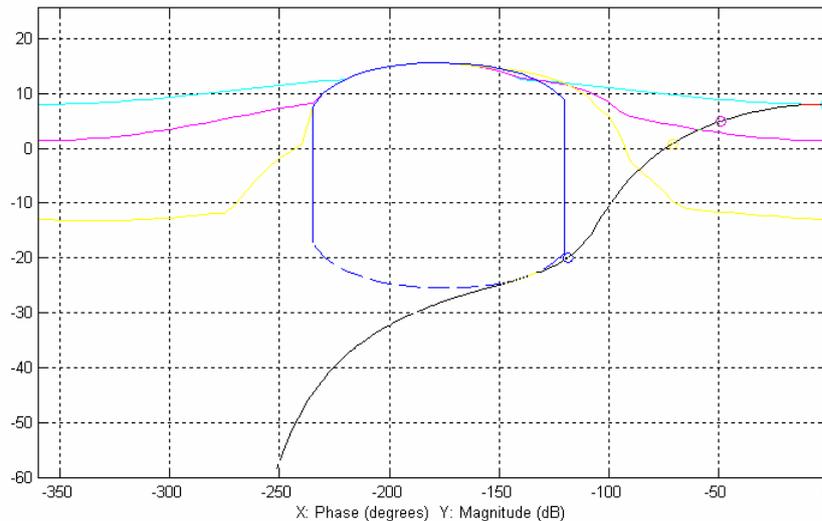


Figura A.11. Función lazo de segundo orden ($\omega_n=250$, $\delta=0.5$).

Luego, se afina el valor la frecuencia natural de manera que la función lazo pase justo por encima de la frontera de alta frecuencia de márgenes robustos ($\omega=100$ rad/s). Asegurándonos que no sobrepasa la frontera a esta frecuencia, se garantiza que no entrará a altas frecuencias debido a la forma invariante de la plantilla (ver Figura 2.4??). El resultado final se muestra en la Figura A.12, con $\omega_n=250$ rad/s.

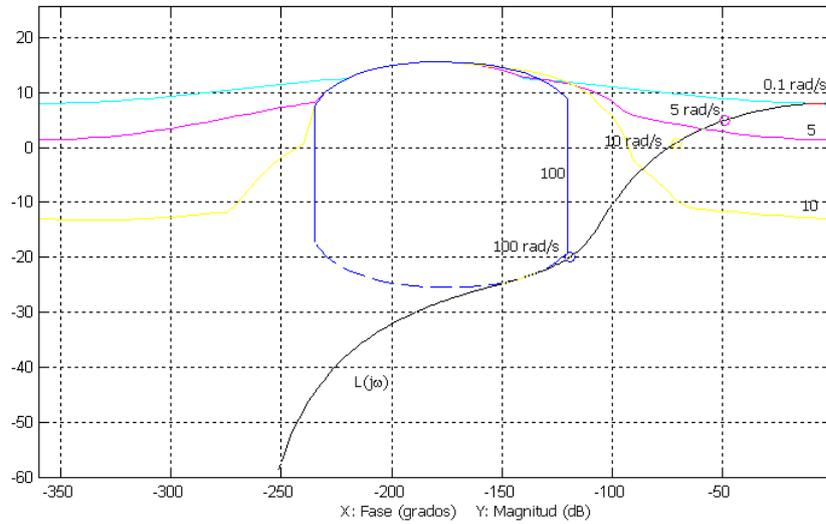


Figura A.12. Diseño final de la función lazo.

El controlador final diseñado viene dado por

$$G(s) = 379 \frac{\frac{s}{42} + 1}{\frac{s^2}{247^2} + \frac{s}{247} + 1} \quad (\text{A.8})$$

Si uno no queda satisfecho con el diseño, se puede continuar. Se puede descubrir que añadiendo más términos al controlador, se puede llevar la función lazo nominal cada vez más cerca de las fronteras. Sin embargo, esto conlleva como coste un aumento en la complejidad de la solución realimentada.

A.5 Análisis

Una vez completado el diseño QFT, se debe analizar la respuesta en lazo cerrado a frecuencias diferentes que las usadas para calcular las fronteras. Así, esta última etapa del proceso consiste en estudiar la magnitud de las distintas funciones de transferencia de lazo cerrado. En caso de que se viole alguna de las especificaciones para una cierta frecuencia ω , se añade esa frecuencia al conjunto W (A.5), se calcula la plantilla y la frontera correspondiente a esa frecuencia y tipo de especificación concreto, y se reajusta la función L^0 , de forma que se consiga cumplir la restricción. Posteriormente se ajusta el

prefiltro F (no es el caso en nuestro ejemplo), y finalmente se valida el diseño de nuevo. Así se entraría en un proceso iterativo hasta que el resultado de la validación sea satisfactorio.

Para nuestro caso particular, las gráficas A.13, A.14, A.15 muestran las magnitudes en frecuencia de las funciones de transferencia en lazo cerrado de las especificaciones empleadas para el análisis del problema de márgenes de robustez, rechazo de perturbaciones en la salida, y en la entrada de la planta respectivamente. Como puede verse, el diseño cumple las especificaciones marcadas, por lo que el controlador queda validado.

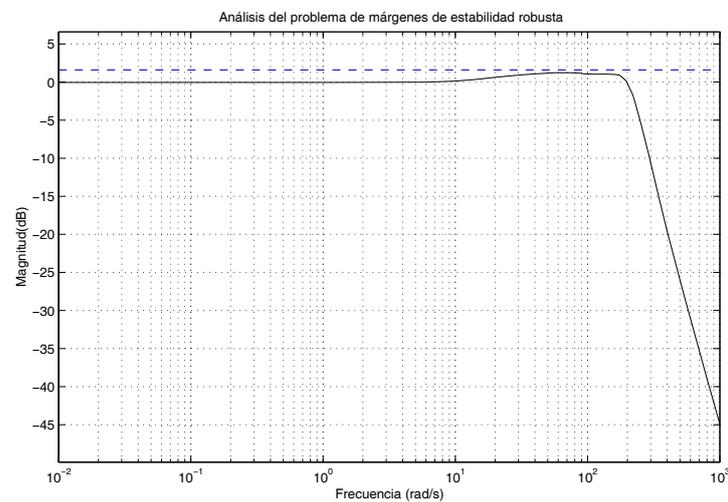


Figura A.13. Análisis del problema de márgenes de estabilidad robusta.

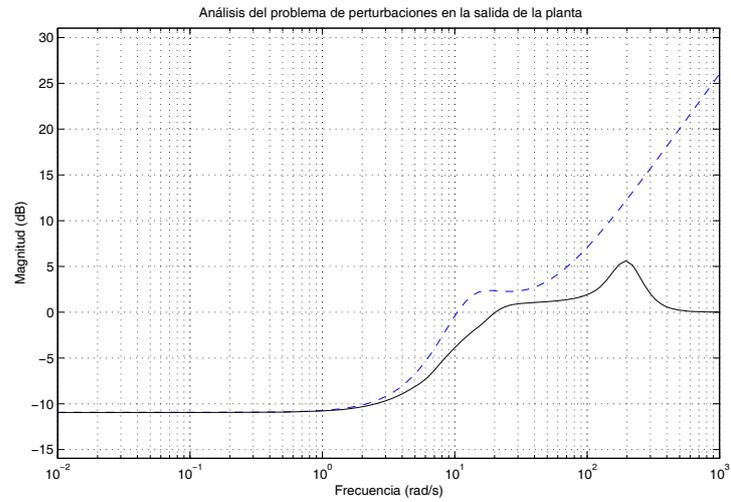


Figura A.14. Análisis del problema de rechazo de perturbaciones en la salida de la planta.

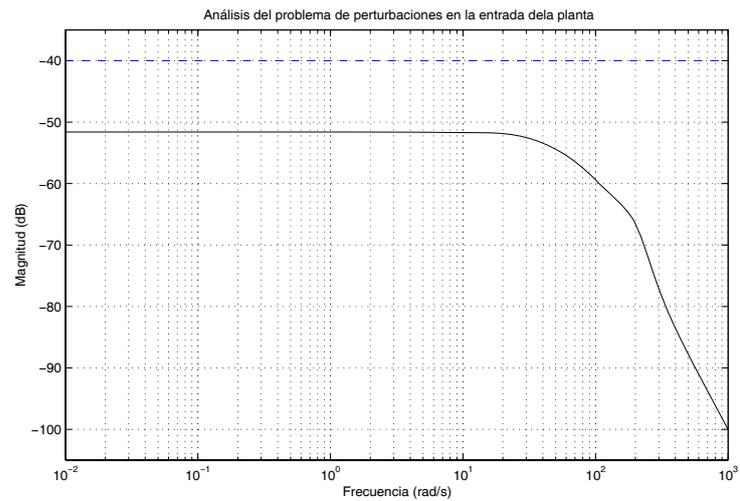


Figura A.15. Análisis del problema de rechazo de perturbaciones en la entrada de la planta.

ANEXO B

Principio de Schauder

B.1 Definición del Principio de Schauder

Los resultados básicos que se emplean en las técnicas QFT no lineales se basan en la aplicación el Principio de Schauders, siendo este teorema de punto fijo la herramienta principal en el diseño de control, que transforma problemas no lineales y multivariables en problemas de control escalares LTI.

A continuación, se van a definir algunas definiciones básicas y resultados con respecto a la continuidad y compacidad de operadores que se emplean en la terminología de QFT no lineal.

La definición es válida para cualquier espacio Banach B .

Sea Ω un subconjunto de B . Un subconjunto $\Omega_\varepsilon \subset B$ es una ε -net de Ω si para cada $x \in \Omega$ existe un $x_\varepsilon \in \Omega_\varepsilon$ tal que $\|x - x_\varepsilon\| < \varepsilon$.

Si para cualquier $\varepsilon > 0$ existe una ε -net finita Ω_ε de Ω , entonces el conjunto Ω es compacto.

Un conjunto Ω es convexo si el segmento de elementos $\alpha \cdot x_1 + (1 - \alpha \cdot x_2) \in \Omega$ para cualquier valor $\alpha \in [0,1]$, y para cualquier pareja de elementos $x_1, x_2 \in \Omega$.

Si para cada elemento $x \in \Omega \subseteq B$, hay asociado un elemento $y = \Psi(x) \in B$, entonces Ψ es un *operador* de Ω a B . La imagen de Ω bajo el operador Ψ se denota como $\Psi(\Omega)$.

Un operador $\Psi: \Omega \rightarrow B$ está limitado por Ω , si $\Psi(\Omega)$ es un conjunto limitado.

Un operador $\Psi: \Omega \rightarrow B$ es continuo en Ω si para cualquier $\varepsilon > 0$ existe algún $\delta > 0$ tal que $\|x - x_\varepsilon\| < \delta, (x_1, x_2) \in \Omega$ implica que $\|\Psi(x_1) - \Psi(x_2)\| < \varepsilon$.

Los operadores compactos son aquellos que transforman cualquier conjunto limitado en un conjunto compacto. Esta propiedad es básica para aplicar el teorema del punto fijo de Schauders. Nótese que muchos operadores lineales (definidos sobre espacios dimensionales infinitos) no son compactos. Por ejemplo, el operador identidad no es compacto.

El Principio de Schauder se define a partir del siguiente lema:

Lema: Suponga que un conjunto Ω es un subconjunto convexo y compacto en el espacio de Banach B ($\Omega \subseteq B$), y el operador continuo Ψ transforma Ω en sí mismo, esto es, $\Psi(\Omega) \subseteq \Omega$. Entonces Ψ tiene un punto fijo en Ω .

La Figura B.1 describe las condiciones para la aplicabilidad del lema.

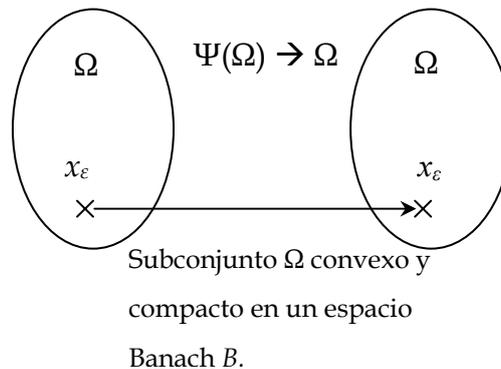


Figura B.1. Condiciones para la aplicabilidad del Teorema del punto fijo de Schauder. $\Psi(\Omega) \subseteq \Omega$ es un operador continuo que mapeo el subconjunto Ω en sí mismo.

Una aplicación directa se puede ver en el siguiente problema de seguimiento de referencia en un sistema SISO:

Considere el sistema de la Figura B.2 donde N es una planta no lineal SISO, miembro a su vez del conjunto $\{N\}$, y $\{y\}$ un conjunto de respuestas permitidas. El problema es diseñar G y F tal que la salida de la planta $y \in \{y\}$ para toda planta $N \in \{N\}$.

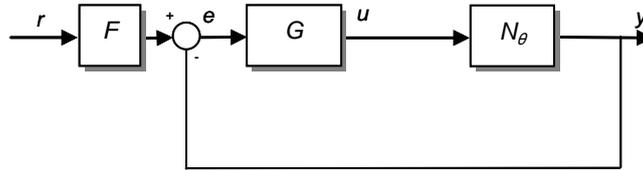


Figura B.2. Sistema SISO no lineal de grados de libertad.

El proceso de diseño, tal y como se describe en el Capítulo 2, consiste en reemplazar el conjunto $\{N\}$ por un conjunto LTI de plantas P_e y perturbaciones D_e , para lo que se define un problema de realimentación cuya solución, G y F , son también solución del problema no lineal original. Esto es válido si se cumple el teorema de Schauder. Veamos, considérese la siguiente transformación en el conjunto $\{y\}$

$$\psi(y) = \frac{P_e G F r + D_e}{1 + P_e G}; y = N \cdot u = P_e u + D_e \quad (\text{B.1})$$

A partir del teorema del punto fijo de Schauder, se concluye que si $\{y\}$ es un conjunto compacto y convexo en un espacio Banach, y G y F son tales que la transformación Ψ definido por (B.1) tiene un punto fijo en $\{y\}$ para cada $N \in \{N\}$, es decir, Ψ es un operador continuo que transforma $\{y\}$ en sí mismo, entonces G y F son solución del problema no lineal.

ANEXO C

Controlabilidad y Observabilidad

C.1 Concepto general de Controlabilidad

El concepto de controlabilidad se puede referir tanto a los estados del sistema, como a las salidas del sistema, de forma que existe una diferencia entre la controlabilidad del estado y la controlabilidad de la salida.

C.1.1 Definición de controlabilidad de estado

Considere que un sistema lineal e invariante con el tiempo se describe mediante las siguientes ecuaciones dinámicas:

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{C.1}$$

donde $x(t)$ es el vector de estado de $nx1$, $u(t)$ es el vector de entrada de $rx1$, y el vector de salida $y(t)$ es de $px1$. A , B , C y D son los coeficientes de las dimensiones apropiadas.

Se dice que el estado $x(t)$ es controlable en $t=t_0$ si existe una entrada continua por intervalos $u(t)$ que moverá al estado a cualquier estado final $x(t_f)$ en un tiempo finito $(t_f - t_0) \geq 0$. Si todos los estados $x(t_0)$ del sistema son controlables en un intervalo de tiempo finito, se dice que es un sistema de estado completamente controlable.

Hay muchos modos de estudiar si un sistema es controlable de estado (Skogestad y Postlethwaite, 1996). Uno muy común es el siguiente:

Para que el sistema descrito por la ecuación de estado de la ecuación C.1 sea de estado completamente controlable, es necesario y suficiente que la siguiente matriz de controlabilidad de $n \times nr$ tenga rango n :

$$C = [B \quad AB \quad A^2B \quad \dots A^{n-1}B] \quad (C.2)$$

donde n es el número de estados.

En resumen, se puede decir que un sistema es controlable de estado si a partir de sus entradas u traer cualquier estado inicial a cualquier estado final en un tiempo finito. La controlabilidad de estado podría aparentar ser una importante propiedad del control, pero raramente lo es por las siguientes cuatro razones:

- no dice nada sobre cómo se comportan los estados, es decir, no implica que pueda mantenerse los estados en ciertos valores.
- las entradas requeridas deben ser muy largas con cambios rápidos.
- algunos estados pueden ser no importantes
- la definición no provee de grados de controlabilidad

De este modo, se puede decir que la controlabilidad de estado no implica que el sistema sea controlable desde un sentido práctico. Esto es debido a que la controlabilidad de estado se ocupa únicamente de los valores de los estados a ciertos valores de tiempo, mientras en la mayoría de las cosas lo que se pretende es que las salidas se acerquen a ciertos valores deseados para todos los valores de tiempo.

Debido a esto, se introduce un nuevo concepto más práctico de controlabilidad que se conoce como “controlabilidad de salida”.

C.1.2 Definición de controlabilidad de salida

Hay muchos estudios sobre métodos de diseño de controladores y análisis de estabilidad. Pero sin embargo, en la práctica, hay algunas cuestiones que surgen que son mucho más importantes:

- ¿Cómo de bien puede controlarse la planta? Previo al diseño, uno debería plantearse cómo es realmente la planta para controlar.
- ¿Qué estructura de control debería emplearse? Qué variables medir, cuáles manipular, etc.
- ¿Cómo podría cambiarse el proceso para mejorar el control? Por ejemplo, para reducir los efectos de una perturbación uno podría cambiar el tamaño de un tanque.

Estas tres cuestiones están relacionadas directamente con las características inherentes del control del proceso. Esto queda reflejado en la siguiente definición de controlabilidad de salida

La controlabilidad de salida es la habilidad de conseguir un proceso de control aceptable, esto es, mantener las salidas (y) dentro de unos límites especificados ó desplazamientos de sus referencias (r), a pesar de desconocer variaciones en los límites, como puede ser perturbaciones (d) y cambios en la planta, empleando para ello entradas disponibles (u) y medidas disponibles (y_m, d_m).

En resumen, una planta es controlable si existe un controlador (que conecte las medidas de la planta con las entradas de la planta) que devuelve un proceso aceptable para cualquier posible variación en la planta. De esta forma, la controlabilidad es independiente del controlador, y es una propiedad únicamente de la planta ó proceso. Puede verse afectada solamente por cambios en el diseño de la planta, como puede ser, el tamaño, el tipo, la recolocación de sensores ó actuadores, nuevos equipamientos que reduzcan las perturbaciones, extras sensores ó actuadores, cambio de los objetivos de control, etc.

Considérese el sistema descrito en la ecuación C.1. Este sistema es de salida completa controlable, si se puede construir un vector de control no restringido $u(t)$ que transfiera cualquier salida inicial $y(t_0)$ a cualquier salida final $y(t_f)$ en un intervalo de tiempo finito.

Una forma de probar que un sistema es de controlabilidad de salida completa es la siguiente.

El sistema descrito por C.1 es de controlabilidad de salida completa, si y sólo si la matriz de dimensión $p \times (n+1)r$ es de rango p

$$S = [CB \quad CAB \quad CA^2B \quad \dots \quad CA^{n-1}B \quad D] \quad (C.3)$$

C.2 Concepto general de observabilidad

Un sistema es completamente observable si cada variable de estado del sistema afecta alguna de las salidas. Es decir, si cualquier de los estados no se puede observar a partir de las mediciones de las salidas, se dice que el estado es no observable.

C.2.1 Definición de observabilidad

Dado un sistema descrito por las ecuaciones 3.13, se dice que el estado $x(t_0)$ es observable si dada cualquier entrada $u(t)$ existe un tiempo finito $t_f \geq t_0$ tal que el conocimiento de $u(t)$ para $t_0 \leq t < t_f$, las matrices A, B, C y D , y la salida $y(t)$ para $t_0 \leq t < t_f$ son suficientes para determinar $x(t_0)$. Si cada estado del sistema es observable para un t_f finito, se dice que el sistema es completamente observable.

Una de los métodos para comprobar si un sistema es completamente observable, es el siguiente:

Para que el sistema descrito por (C.1) sea completamente observable, es necesario y suficiente que la siguiente matriz de observabilidad de $np \times n$ tenga un rango n

$$V = [C \quad CA \quad CA^2 \quad \dots \quad CA^{n-1}]^T \quad (C.4)$$

ANEXO D

Modelos Identificados de Arfada, Cabeceo y Balanceo de un BAV para Diferentes Ángulos de Incidencia

D.1 Modelos matemáticos identificados

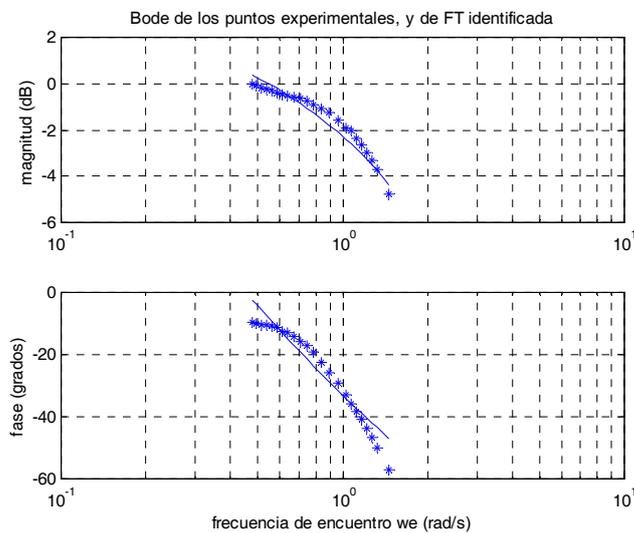
En este Anexo se muestran los modelos matemáticos lineales continuos en función de transferencia identificados mediante la aproximación descrita en el Capítulo 4, para las dinámicas de arfada (G_{1H} , G_{2H}), cabeceo (G_{1P} , G_{2P}), y balanceo (G_{1R} , G_{2R}), con olas incidentes de 90, 105, 120, 135, 150, 165, 180 grados. En cada caso, se añaden los diagramas de Bode de la respuesta en frecuencia de la planta comparada con los datos reales, y una tabla en la que se dan los valores de función de coste J y AIC para diferentes estructuras de modelo probadas.

En primer lugar, se verán los modelos identificados para el movimiento de arfada (Sección D.2), luego para el movimiento de cabeceo (Sección D.3), y finalmente para el balanceo (Sección D.4).

D.2 Modelos identificados para la dinámica de Arfada

En las siguientes subsecciones mostramos los modelos en función de transferencia de la planta que tiene como entrada la altura de la ola (m), y como salida la fuerza arfada (kN), para cada ángulo de incidencia de ola con respecto al rumbo (Sección D.2.1), y a continuación (Sección D.2.2) los resultados para la planta que tiene de entrada la fuerza arfada (kN) y salida el movimiento de arfada (m).

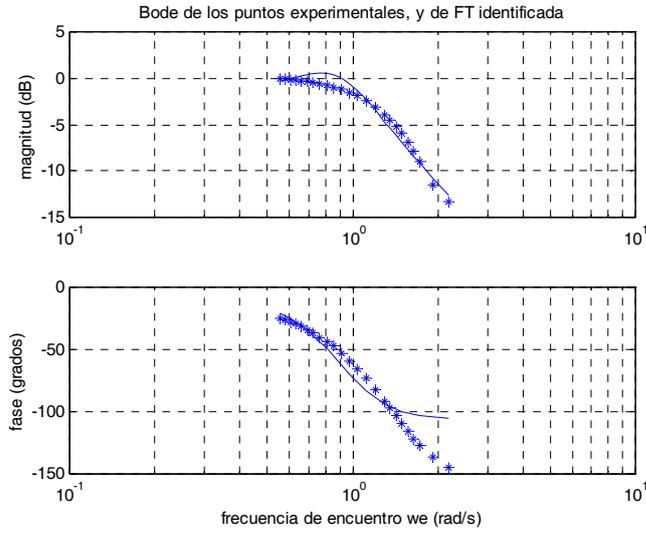
D.2.1 Modelos de entrada ola salida fuerza de Arfada $G_{1H}(s)$



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.11	-36.68
(3,3)	0.01	-85.12

$$G_{1H}^{105}(s) = 9524 \frac{1.64s^3 + 32.23s^2 - 6.23s + 8e - 4}{s^4 + 31.79s^3 + 30.51s^2 + 0.31.3s + 8e - 4}$$

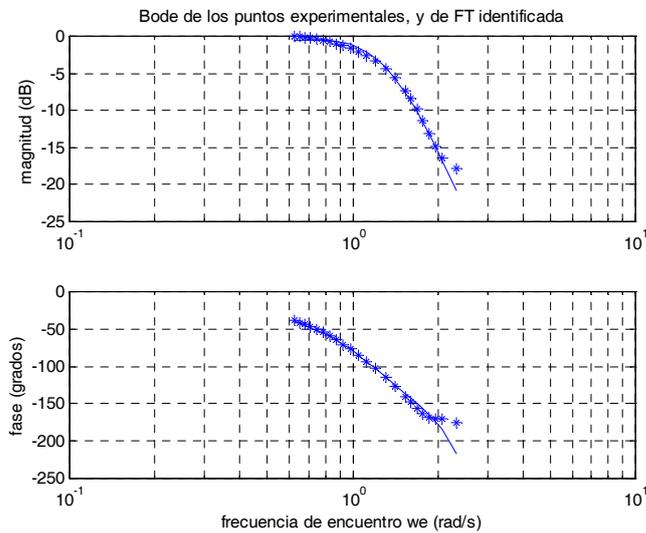
Figura D.1. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.384	-8.96
(3,3)	0.345	-13.53

$$G_{IH}^{120}(s) = 9429 \frac{-0.138s^3 + 31.13s^2 + 49.01s + 0.33}{s^4 + 83.61s^3 + 63.26s^2 + 67.25s + 0.33}$$

Figura D.2. Bode y FT identificada para la planta G_{IH} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.

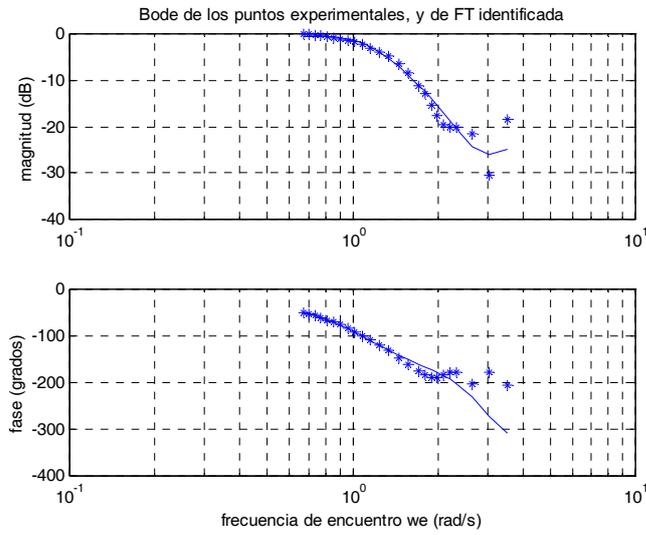


Estructura	J	AIC
(3,4)	0.0347	-63.31
(3,3)	0.055	-54.71

$$G_{IH}^0(s) = 9333 \frac{26.02s^3 - 22.13s^2 + 160.9s^1 + 0.9}{s^4 + 125.4s^3 + 149.1s^2 + 181.3s^1 + 0.9}$$

Figura D.3. Bode y FT identificada para la planta G_{IH} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.

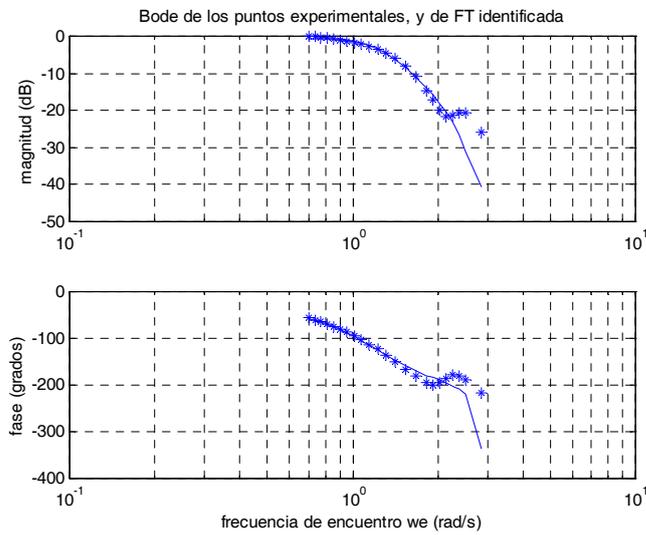
ANEXO D. MODELOS IDENTIFICADOS DE ARFADA, CABECEO Y BALANCEO DE UN BAV PARA DIFERENTES ÁNGULOS DE INCIDENCIA



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.0722	-51.71
(3,3)	1.58	23.11

$$G_{IH}^{150}(s) = 9218 \frac{2.32s^3 - 263s^2 + 19.19s + 0.12}{s^4 + 20.33s^3 + 20.59s^2 + 23.43s + 0.12}$$

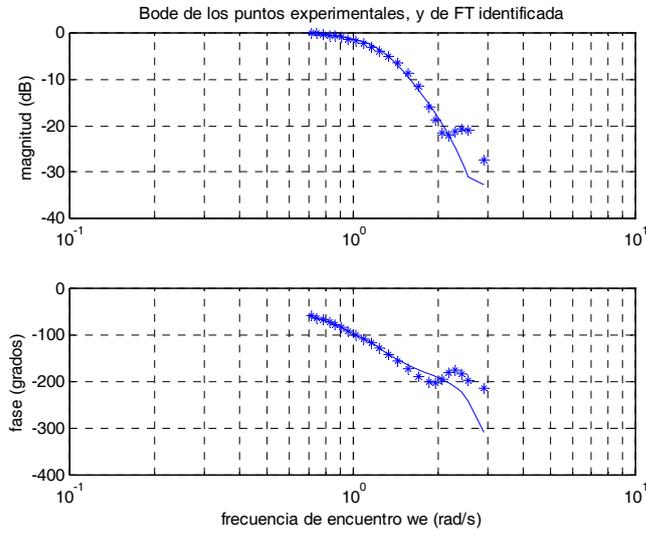
Figura D.4. Bode y FT identificada para la planta G_{IH} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.0419	-58.98
(3,3)	1.3	18.31

$$G_{IH}^{165}(s) = 9119 \frac{0.36s^3 - 0.066s^2 + 2.76s + 0.016}{s^4 + 3.27s^3 + 3.77s^2 + 3.17s + 0.016}$$

Figura D.5. Bode y FT identificada para la planta G_{IH} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.

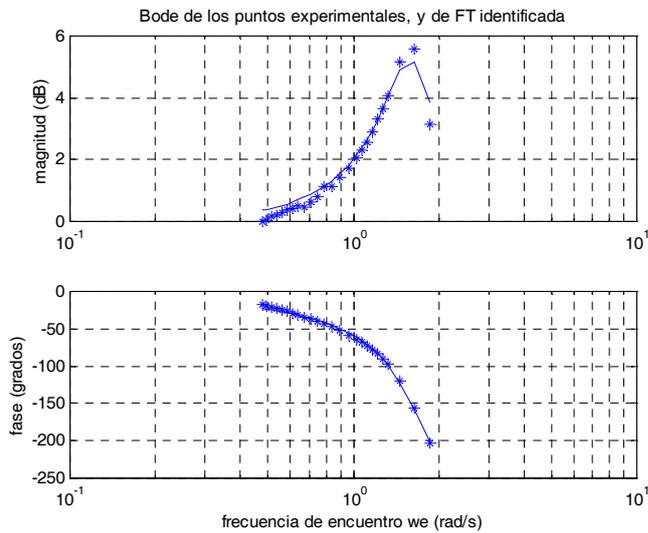


Estructura	J	AIC
(3,4)	0.0452	-57.24
(3,3)	1.028	12.63

$$G_{1H}^{180}(s) = 9059 \frac{9.68s^3 + 24.63s^2 + 55.26s + 223.8}{s^4 + 151.7s^3 + 295.7s^2 + 374s + 223.8}$$

Figura D.6. Bode y FT identificada para la planta G_{1H} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.

D.2.2 Modelos de entrada fuerza de Arfada y salida Arfada $G_{2H}(s)$

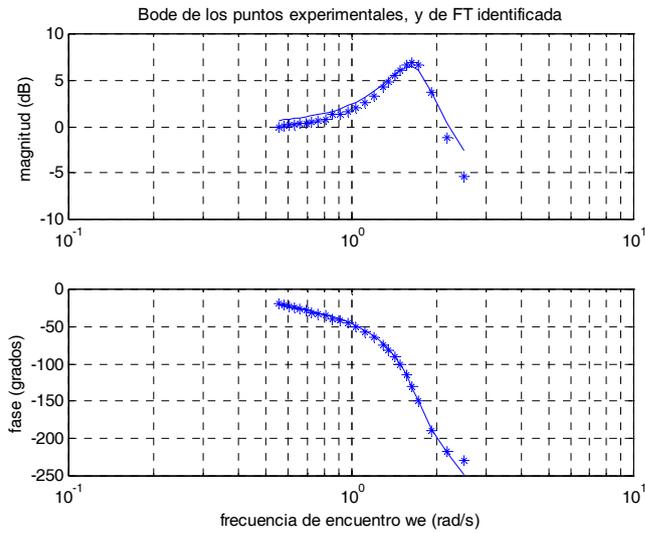


Estructura	J	AIC
(2,2)	0.1062	-37.44
(2,3)	1.654	15.88

$$G_{2H}^{105}(s) = 1.06e - 4 \frac{0.75s^2 + 1.37s + 2.76}{s^2 + 0.79s + 2.76}$$

Figura D.7. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.

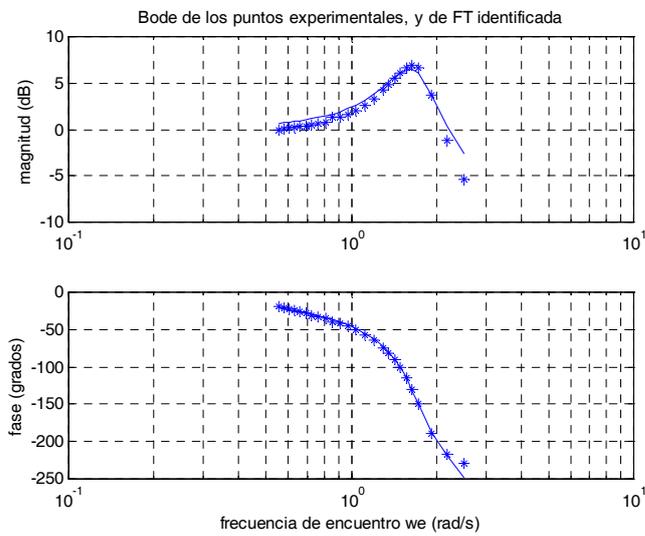
ANEXO D. MODELOS IDENTIFICADOS DE ARFADA, CABECEO Y BALANCEO DE UN BAV PARA DIFERENTES ÁNGULOS DE INCIDENCIA



Estructura	J	AIC
(2,2)	0.28	-27.20
(2,3)	1.833	17.36

$$G_{2H}^{120}(s) = 1.06e^{-4} \frac{0.49s^2 - 1.136s + 2.88}{s^2 + 0.69s + 2.88}$$

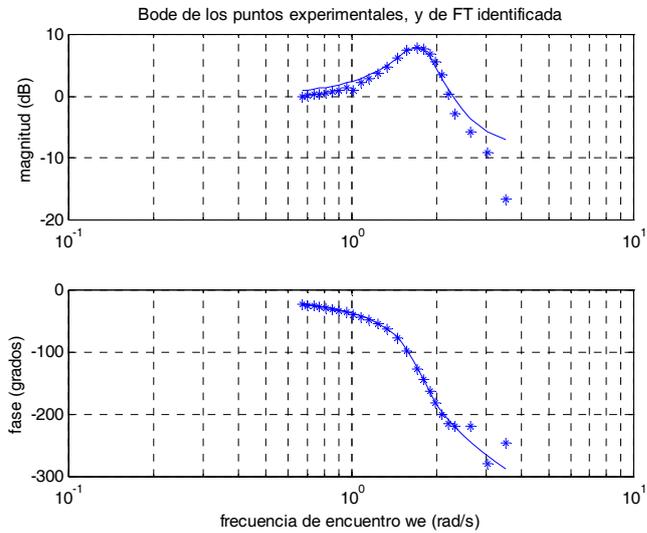
Figura D.8. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.



Estructura	J	AIC
(2,2)	0.465	-18.89
(2,3)	1.922	18.31

$$G_{2H}^0(s) = 1.06e^{-4} \frac{0.44s^2 - 1.08s^1 + 3.015}{s^2 + 0.63s + 3.015}$$

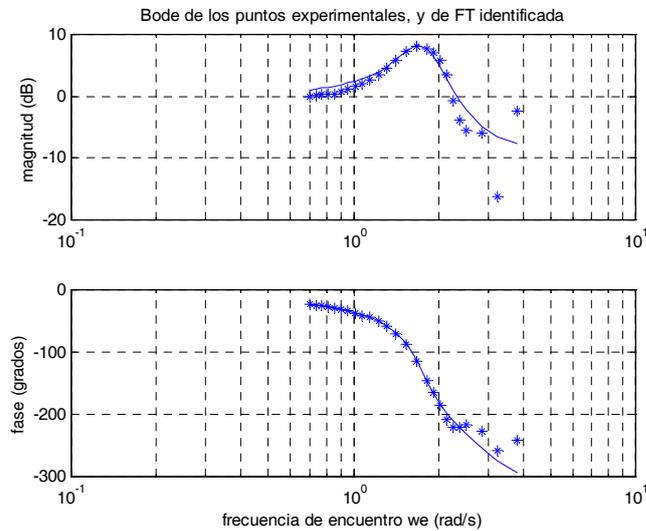
Figura D.9. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(2,2)	0.579	-16.65
(2,3)	2.004	19.75

$$G_{2H}^{150}(s) = 1.08e^{-4} \frac{0.42s^2 - 1.05s + 3.102}{s^2 + 0.59s + 3.102}$$

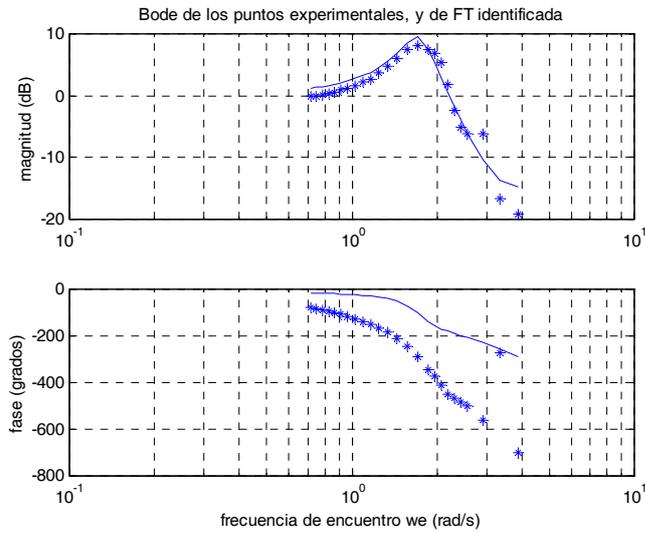
Figura D.10. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(2,2)	1.17	-12.13
(2,3)	2.13	21.22

$$G_{2H}^{165}(s) = 1.105e^{-4} \frac{0.405s^2 - 1.042s + 3.148}{s^2 + 0.579s + 3.148}$$

Figura D.11. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.



Estructura	J	AIC
(2,2)	2.34	-4.13
(2,3)	4.33	24.33

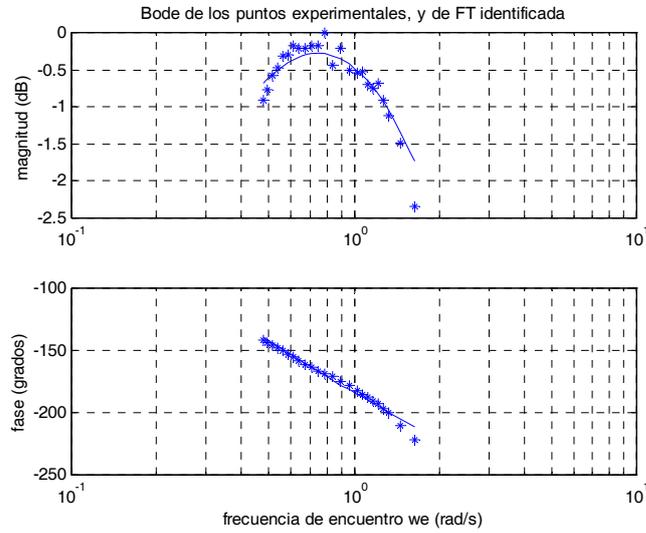
$$G_{2H}^{180}(s) = 5.81e^{-4} \frac{0.267s^2 - 0.509s + 3.053}{s^2 + 0.469s + 3.053}$$

Figura D.12. Bode y FT identificada para la planta G_{2H} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.

D.3 Modelos identificados para la dinámica de Cabeceo

En las siguientes subsecciones mostramos los modelos en función de transferencia de la planta que tiene como entrada la altura de la ola (m), y como salida la momento cabeceo (kN m), para cada ángulo de incidencia de ola con respecto al rumbo (Sección D.3.1), y a continuación (Sección D.3.2) los resultados para la planta que tiene de entrada el momento cabeceo (kN) y salida el movimiento de cabeceo (grados).

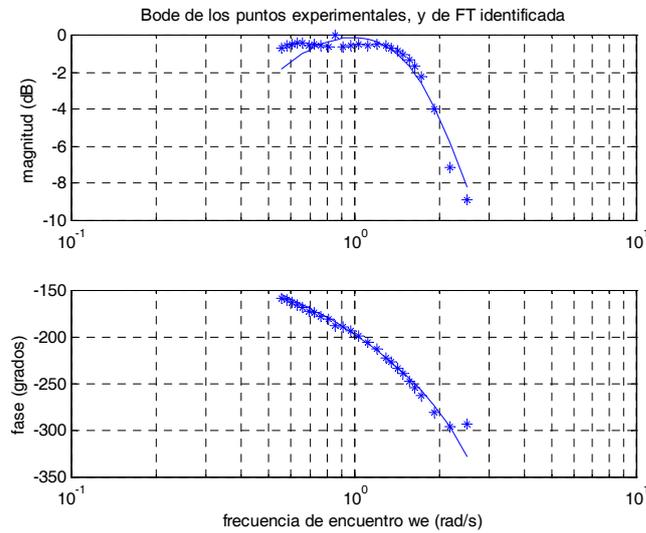
D.3.1 Modelos de entrada ola salida fuerza de Cabeceo $G_{1P}(s)$.



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.0561	-55.1275
(3,3)	0.0652	-53.5128

$$G_{1P}^{105}(s) = 17.8e^4 \frac{23.42s^3 - 400.2s^2 + 65.03s}{s^4 + 203s^3 + 420.5s^2 + 131.1s + 0.645}$$

Figura D.13. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.

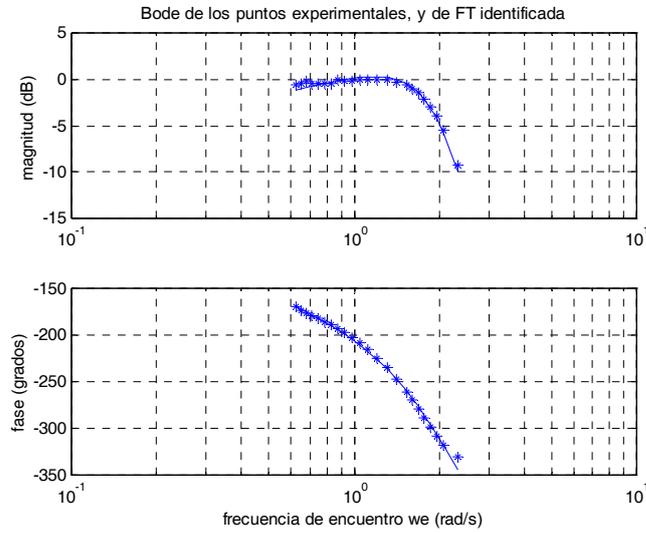


Estructura	J	AIC
(3,4)	0.1596	-31.87
(3,3)	0.1323	-38.56

$$G_{1P}^{120}(s) = 18.38e^4 \frac{-24.53s^3 + 36.24s^2 - 206.8s}{s^4 + 32.88s^3 + 130.3s^2 + 220.1s + 110.8}$$

Figura D.14. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.

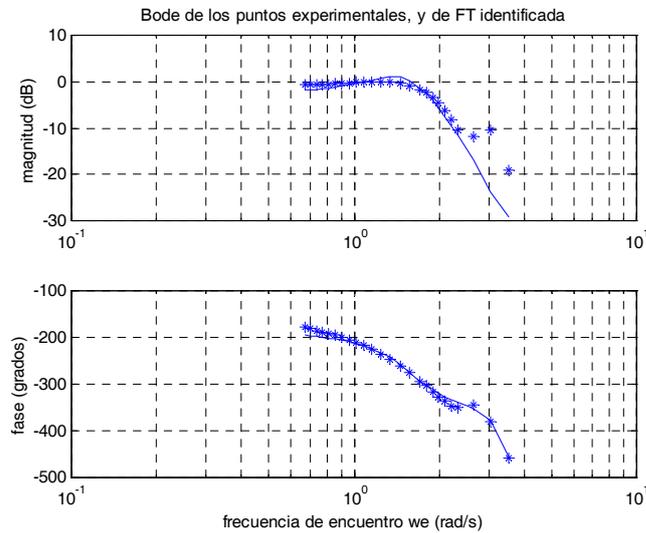
ANEXO D. MODELOS IDENTIFICADOS DE ARFADA, CABECEO Y BALANCEO DE UN BAV PARA DIFERENTES ÁNGULOS DE INCIDENCIA



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.0398	-60.14
(3,3)	0.7304	4.76

$$G_{IP}^0(s) = 18.1e^4 \frac{-1.42s^3 + 0.82s^2 - 12.6s}{s^4 + 5.25s^3 + 10.99s^2 + 15.5s + 5.9}$$

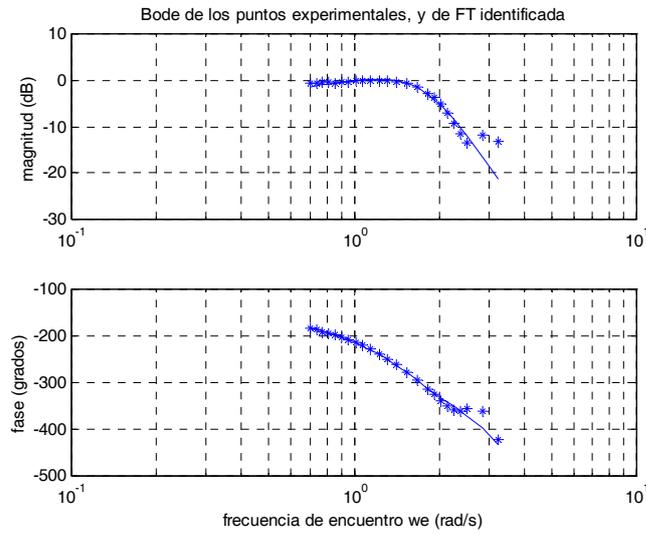
Figura D.15. Bode y FT identificada para la planta G_{IP} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.5034	-3.16
(3,3)	1.758	26.11

$$G_{IP}^{150}(s) = 18.6310^4 \frac{-28.31s^3 + 17.44s^2 - 323.8s}{s^4 + 183.7s^3 + 165.1s^2 + 458.7s + 14.4}$$

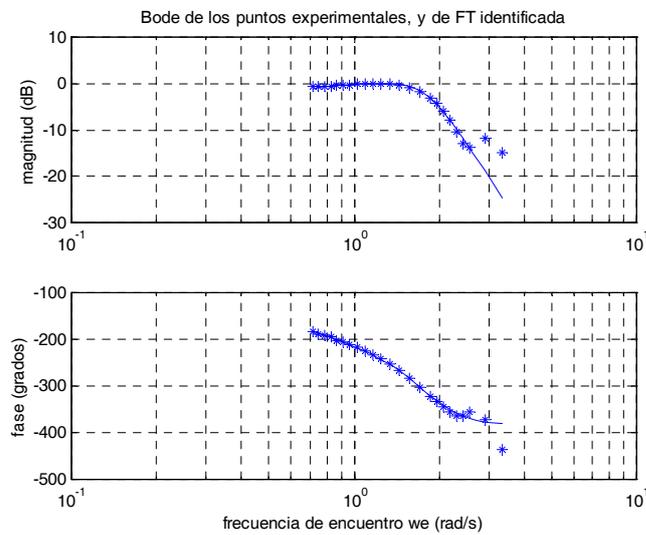
Figura D.16. Bode y FT identificada para la planta G_{IP} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,4)	0.0881	-44.32
(3,3)	1.1195	14.7

$$G_{1P}^{165}(s) = 18.87 \cdot 10^4 \frac{-0.749s^3 + 1.041s^2 - 9.307s}{s^4 + 5.26s^3 + 9.67s^2 + 13.07s + 4.763}$$

Figura D.17. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.

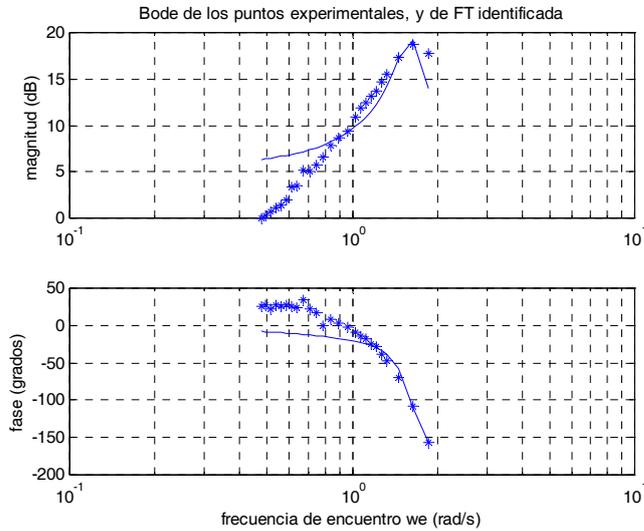


Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,4)	0.0725	-48.58
(3,3)	0.8046	6.78

$$G_{1P}^{180}(s) = 18.87 \cdot 10^4 \frac{-0.749s^3 + 1.041s^2 - 9.307s}{s^4 + 5.26s^3 + 9.67s^2 + 13.07s + 4.763}$$

Figura D.18. Bode y FT identificada para la planta G_{1P} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.

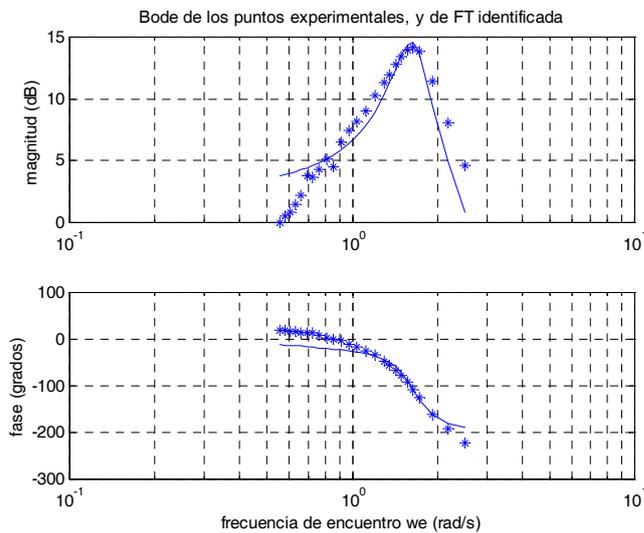
D.3.2 Modelos de entrada fuerza de Cabeceo y salida Cabeceo $G_{2P}(s)$



Estructura	J	AIC
(1,2)	5.75	4.51
(2,2)	18.46	36.28

$$G_{2P}^{105}(s) = 1.59e^{-6} \frac{-0.7455s + 4.99}{s + 0.344s + 2.63}$$

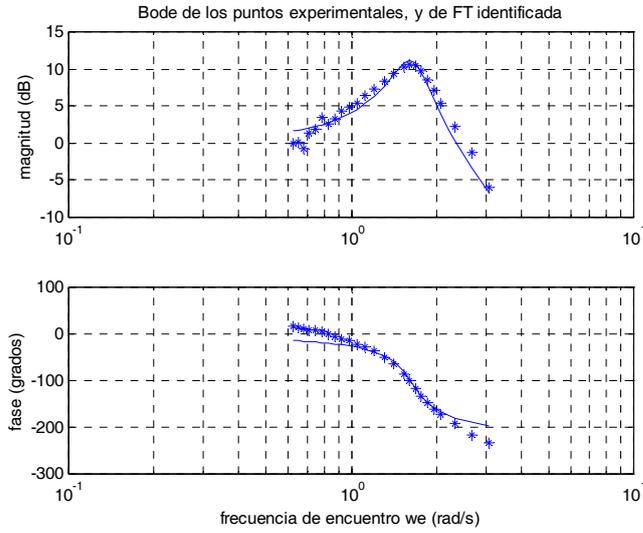
Figura D.19. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.



Estructura	J	AIC
(1,2)	2.87	-4.11
(2,2)	4.80	26.78

$$G_{2P}^{120}(s) = 2.84e^{-6} \frac{-0.7605s + 3.707}{s + 0.445s + 2.704}$$

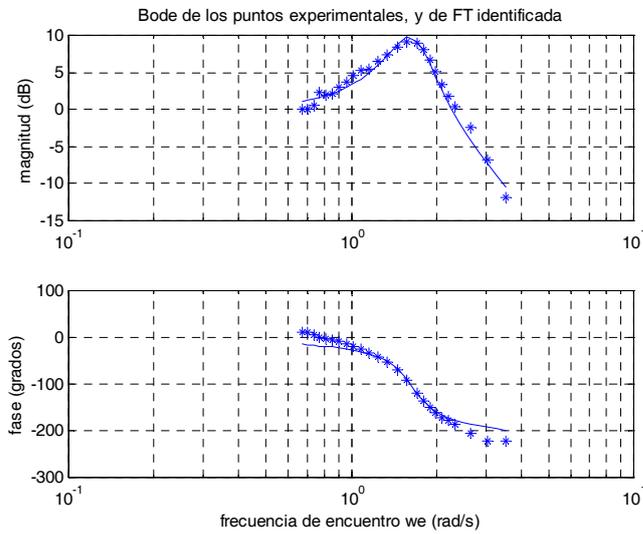
Figura D.20. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(1,2)	0.57	-3.01
(2,2)	3.33	16.22

$$G_{2P}^0(s) = 4.22^{-6} \frac{-0.50s + 2.82}{s^2 + 0.49s + 2.71}$$

Figura D.21. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.

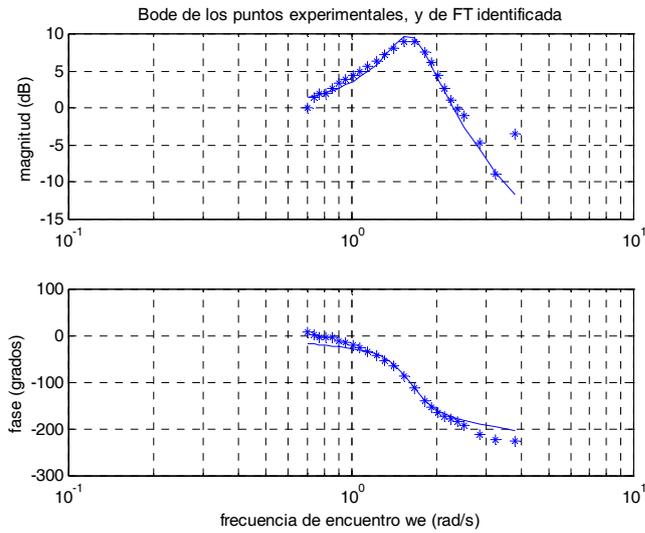


Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(1,2)	0.99	-0.51
(2,2)	7.74	23.09

$$G_{2P}^{150}(s) = 4.86^{-6} \frac{-0.42s + 2.58}{s^2 + 0.52s + 2.71}$$

Figura D.22. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.

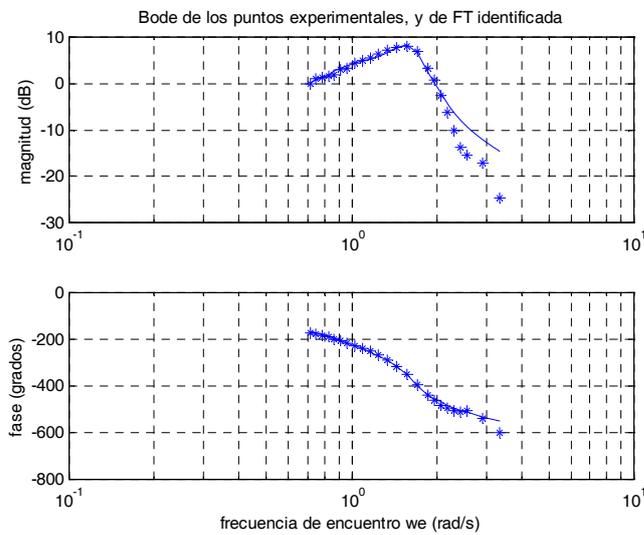
ANEXO D. MODELOS IDENTIFICADOS DE ARFADA, CABECEO Y BALANCEO DE UN BAV PARA DIFERENTES ÁNGULOS DE INCIDENCIA



Estructura	J	AIC
(1,2)	1.77	2.58
(2,2)	9.96	32.446

$$G_{2P}^{165}(s) = 4.9^{-6} \frac{-0.43s + 2.64}{s^2 + 0.5411s + 2.703}$$

Figura D.23. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.



Estructura	J	AIC
(1,2)	3.84	-2.29
(2,2)	10.38	43.332

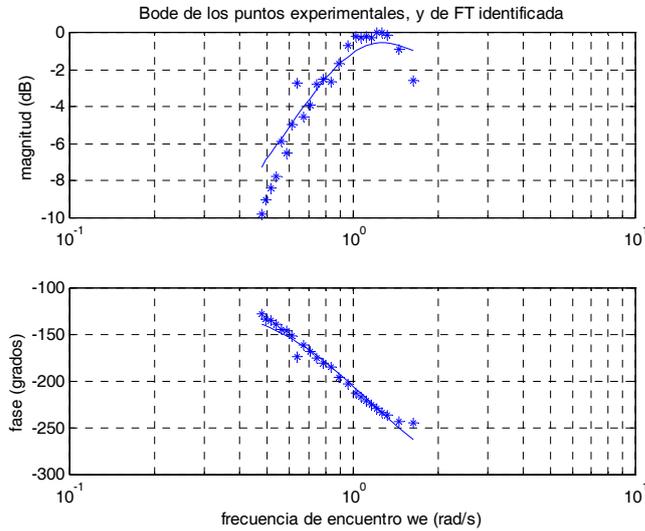
$$G_{2P}^{180}(s) = 4.9^{-6} \frac{1.868s + 12.61}{s^2 + 0.736s + 2.606}$$

Figura D.24. Bode y FT identificada para la planta G_{2P} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.

D.4 Modelos identificados para la dinámica de Balanceo

En las siguientes subsecciones mostramos los modelos en función de transferencia de la planta que tiene como entrada la altura de la ola (m), y como salida la momento balanceo (kN m), para cada ángulo de incidencia de ola con respecto al rumbo (Sección D.4.1), y a continuación (Sección D.4.2) los resultados para la planta que tiene de entrada el momento balanceo (kN) y salida el movimiento de balanceo (grados).

D.4.1 Modelos de entrada ola salida fuerza de Balanceo $G_{1R}(s)$

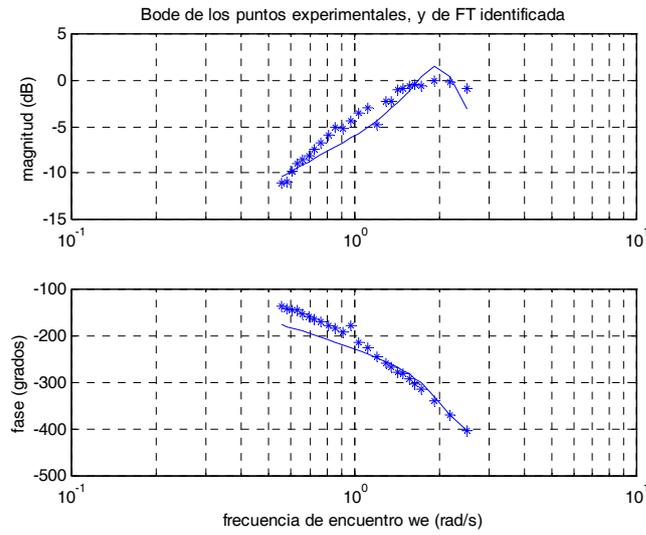


Estructura	J	AIC
(3,4)	0.2680	-17.59
(3,3)	1.3125	18.53

$$G_{1R}^{105}(s) = 2794 \frac{14.51s^3 - 23.72s^2 + 0.365s}{s^4 + 24.26s^3 + 32.29s^2 + 27.78s + 0.138}$$

Figura D.25. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.

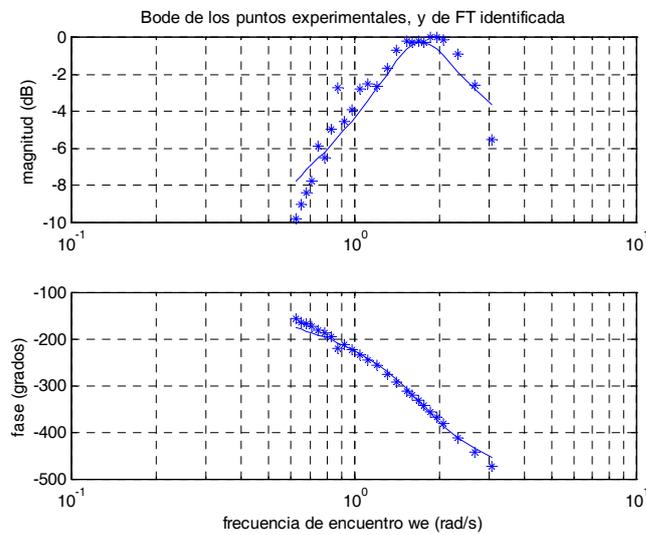
ANEXO D. MODELOS IDENTIFICADOS DE ARFADA, CABECEO Y BALANCEO DE UN BAV PARA DIFERENTES ÁNGULOS DE INCIDENCIA



Estructura	J	AIC
(3,4)	1.2275	19.12
(3,3)	7.61	62.76

$$G_{1R}^{120}(s) = 362 \frac{0.4432s^3 + 1.347s^2 - 2.085s}{s^4 + 2.603s^3 + 6.47s^2 + 7.98s + 3.53}$$

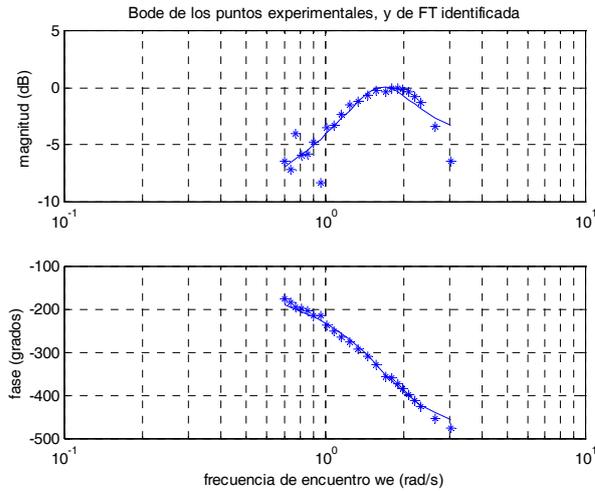
Figura D.26. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.



Estructura	J	AIC
(3,4)	0.3134	-15.01
(3,3)	0.1864	19.99

$$G_{1R}^0(s) = 2794 \frac{-34.73s^3 + 79.6s^2 - 109s}{s^4 + 67.04s^3 + 125.8s^2 + 247.3s + 135.6}$$

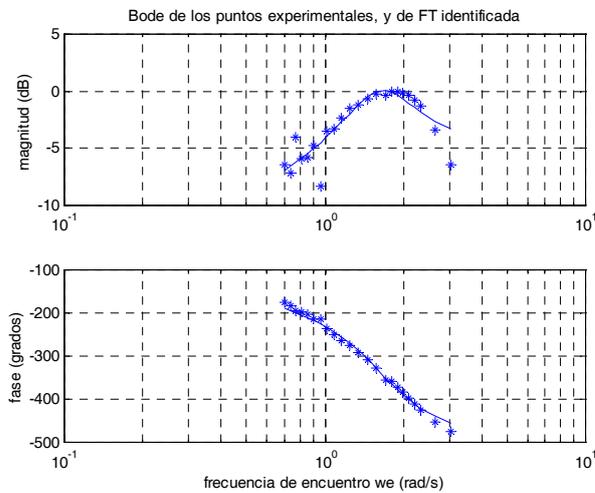
Figura D.27. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,4)	0.3181	-12.34
(3,3)	1.7899	25.39

$$G_{1R}^{150}(s) = 1794 \frac{-57.72s^3 + 124.8s^2 - 153.9s}{s^4 + 106s^3 + 1903s^2 + 359.7s + 1944}$$

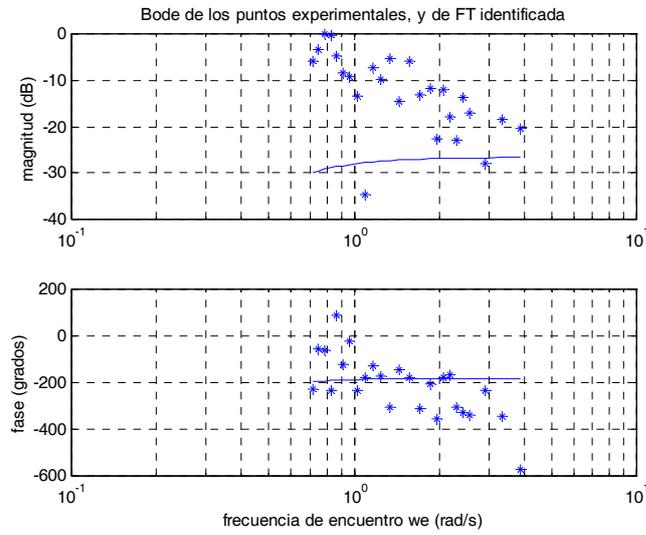
Figura D.28. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,4)	0.3485	-12.35
(3,3)	4.5	49.61

$$G_{1R}^{165}(s) = 907.6 \frac{-54.29s^3 + 111.9s^2 - 145.6s}{s^4 + 109.3s^3 + 1665s^2 + 344.5s + 145.8}$$

Figura D.29. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.

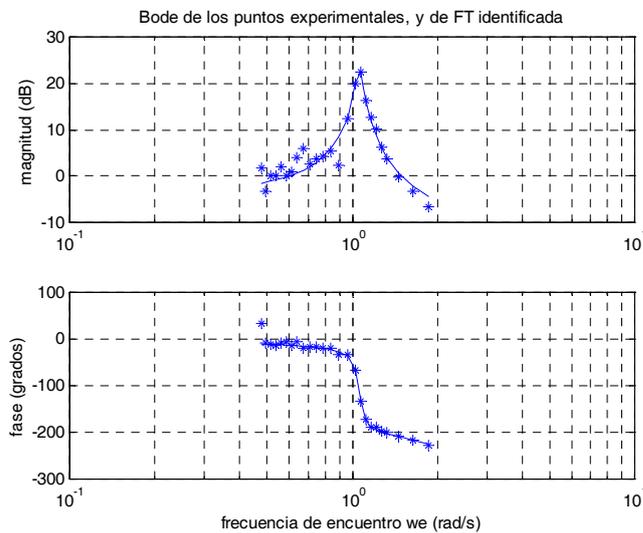


Estructura	J	AIC
(3,4)	0.3181	-12.34
(3,3)	1.7899	25.39

$$G_{1R}^{180}(s) = 0.0091 \frac{-1.214s^3 - 0.301s^2 - 0.1727s}{s^4 + 27.07s^3 + 4.54s^2 + 0.134s + 0.0014}$$

Figura D.30. Bode y FT identificada para la planta G_{1R} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.

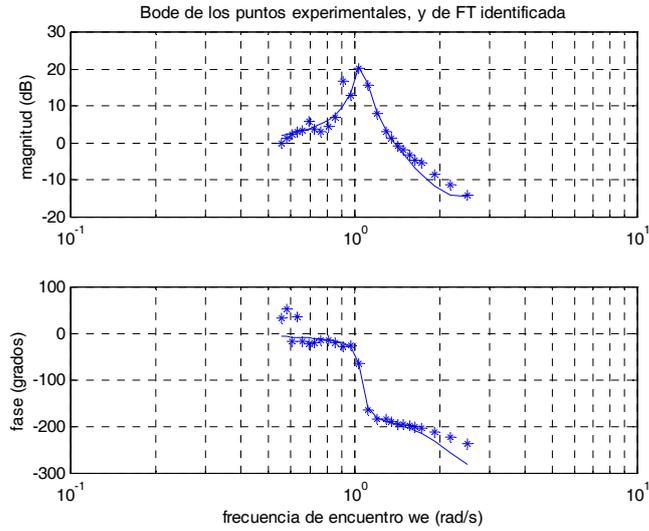
D.4.2 Modelos de entrada fuerza de Balanceo y salida Balanceo $G_{2R}(s)$



Estructura	J	AIC
(3,3)	1.17	-10.32
(2,3)	4.799	25.39

$$G_{2R}^{105}(s) = 8.76e-4 \frac{0.609s^3 - 1.031s^2 - 0.584s + 4.77}{s^3 + 6.75s^2 + 1.52s + 7.53}$$

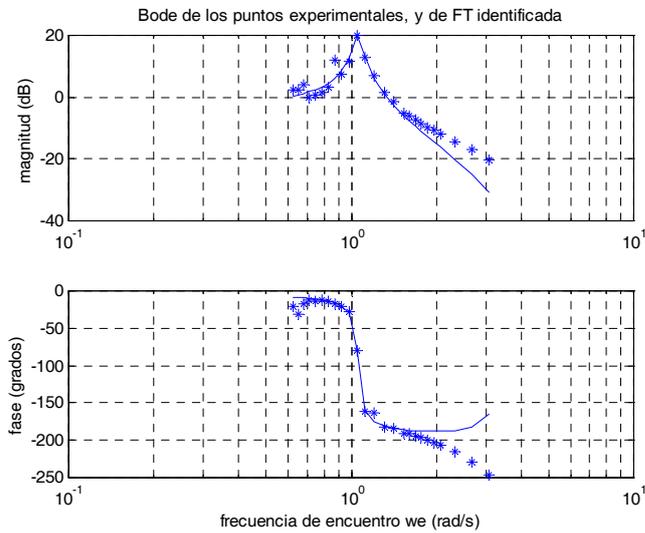
Figura D.31. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=105^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,3)	2.59	-2.44
(2,3)	8.65	45.59

$$G_{2R}^{120}(s) = 9.73e-4 \frac{0.429s^3 + 0.641s^2 + 0.583s + 5.45}{s^3 + 5.07s^2 + 1.48s + 5.65}$$

Figura D.32. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=120^\circ$.

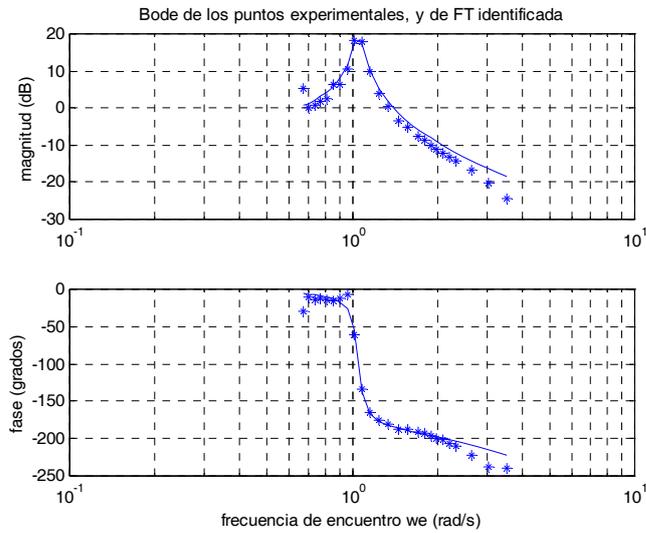


Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,3)	2.23	-6.42
(2,3)	7.767	40.39

$$G_{2R}^0(s) = 1.2 \cdot 10^{-3} \frac{-1.9 \cdot 10^{-3} s^3 + 0.28s^2 + 0.29s + 3.5}{s^3 + 4.36s^2 + 1.41s + 4.84}$$

Figura D.33. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=135^\circ$.

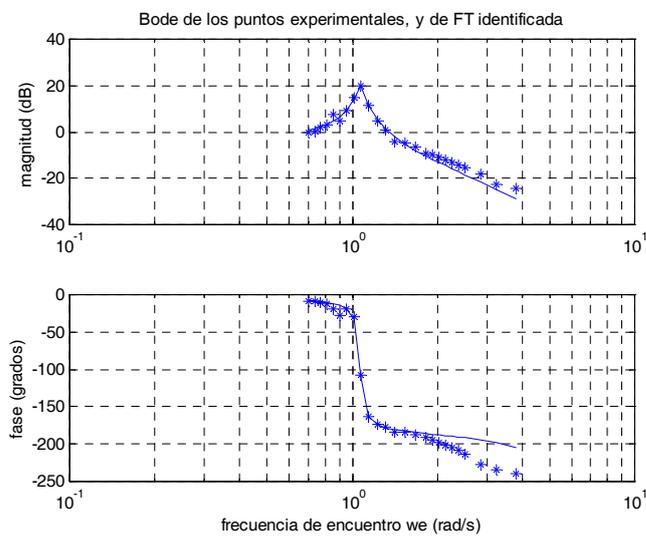
ANEXO D. MODELOS IDENTIFICADOS DE ARFADA, CABECEO Y BALANCEO DE UN BAV PARA DIFERENTES ÁNGULOS DE INCIDENCIA



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,3)	2.33	-4.20
(2,3)	8.45	43.76

$$G_{2R}^{150}(s) = 1.2 \cdot 10^{-3} \frac{0.0119s^3 - 0.319s^2 + 0.662s + 1.15}{s^3 + 1.903s^2 + 1.24s + 2.01}$$

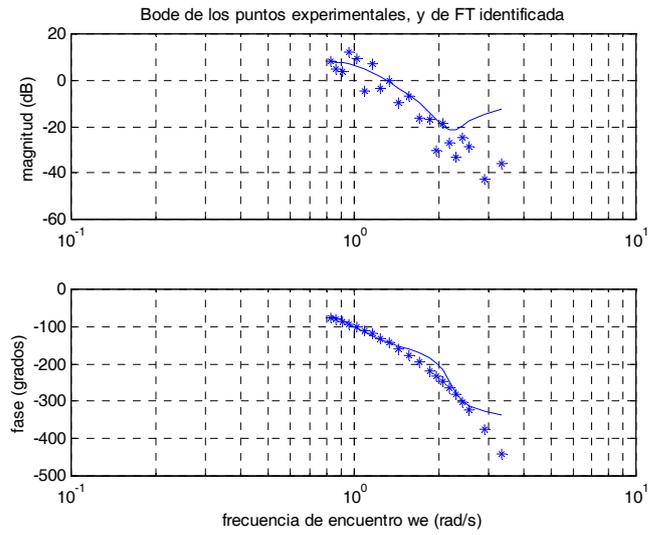
Figura D.34. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=150^\circ$.



Estructura	<i>J</i>	<i>AIC</i>
(3,3)	1.21	-8.14
(2,3)	5.13	26.93

$$G_{2R}^{165}(s) = 1.2 \cdot 10^{-3} \frac{0.0196s^3 - 0.0092s^2 + 0.59s + 1.60}{s^3 + 2.279s^2 + 1.28s + 2.53}$$

Figura D.35. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=165^\circ$.



Estructura	J	AIC
(3,3)	7.21	2.55
(3,3)	15.39	50.01

$$G_{2R}^{180}(s) = 1.6 \cdot 10^{-2} \frac{0.221s^3 - 0.706s^2 + 0.359s + 0.22}{s^3 + 4.25s^2 + 0.57s + 2.22}$$

Figura D.36. Bode y FT identificada para la planta G_{2R} para ángulo incidente $\mu=180^\circ$.

ANEXO E

Modelado de las Aletas Laterales

E.1 Modelado de las aletas laterales

Los actuadores son unos sistemas de estabilización activa, cuya función es la generación de un momento que cancele el momento generado por las perturbaciones (principalmente el oleaje) sobre el buque.

Los actuadores en este caso consisten en dos aletas y un sistema hidráulico que las mueve. Las aletas están situadas a ambas caras del casco. Muchos constructores han diseñado e instalado estas aletas, que son muy empleadas en barcos de alta velocidad, particularmente en barcos de guerra y cruceros.

Para el modelado de los actuadores, en primer lugar se va a crear un modelo *Simulink*, que incluye las no linealidades introducidas por el sistema hidráulico, y que será el que luego se incluya en el modelo completo del sistema, y luego se va a obtener un modelo lineal en función de transferencia, que será el que se utilice para el diseño del control. Por tanto, identificaremos unos modelos lineales continuos para los actuadores.

En los siguientes apartados se muestran las características técnicas de las aletas, y la fuerza y momento (Lewis, 1989) que generan. Posteriormente, se presenta el modelo lineal obtenido en función de transferencia, y en último lugar se muestra el modelo no lineal *Simulink* empleado para la estimación de las funciones de transferencia.

E.2 Geometría de las aletas

Las aletas diseñadas son dos superficies de control activas movibles. Las dimensiones se expresan en tres direcciones ortogonales, como se ve en la figura E.1: la dirección de cuerda c ; paralela a la dirección de movimiento, la dirección de envergadura ó anchura b es normal a la dirección de movimiento, y la dirección de espesor, perpendicular a las dos anteriores. Cada una de estas dimensiones tiene diferentes valores, puesto que la gran mayoría de las superficies de control no tienen forma rectangular ni un espesor uniforme. Así, tendremos cuerda superior c_s , que se refiere a la parte más cercana al casco, y cuerda inferior c_i , que se refiere a la parte más alejada, y la cuerda media \bar{c} es:

$$\bar{c} = \frac{c_s + c_i}{2} \quad \text{m} \quad (\text{E.1})$$

El área del perfil A_p es el producto $b \cdot \bar{c}$.

$$A_p = b \cdot \frac{c_s + c_i}{2} \quad \text{m}^2 \quad (\text{E.2})$$

y la relación de aspecto a que define la forma de la aleta, es

$$a = \frac{2b}{\bar{c}} = \frac{2b}{c_s + c_i} \quad (\text{E.3})$$

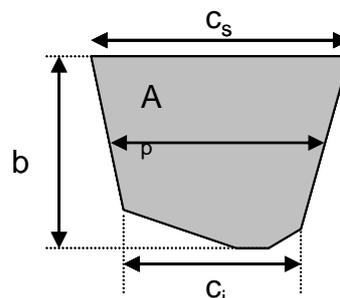


Figura E.1. Geometría de la aleta.

En la Tabla E.1 aparecen las características de las aletas.

Tabla E.1. Características de las aletas

Anchura b	1.220 m
Cuerda superior c_s	2.180 m
Cuerda inferior c_i	1.090 m
Cuerda media \bar{c}	1.635 m
Area A_p	2 m ²
Perfil	NACA 64A012
Coefficiente de sustentación específica $\frac{\partial C_L}{\partial \alpha}$	0.0092 kN/°/m ² /nudo ²
Distancia a P_{pp}	36 m
Distancia a CG r	7.34 m

E.3 Fuerza y Momento generados por las aletas

La fuerza hidrodinámica resultante que genera un fluido sobre una aleta se puede descomponer en la fuerza de sustentación L , normal a la dirección de movimiento y fuerza de arrastre D , paralela a la dirección de movimiento. Un esquema se puede ver en la Figura E.2. La fuerza total actúa sobre el centro de presión CP .

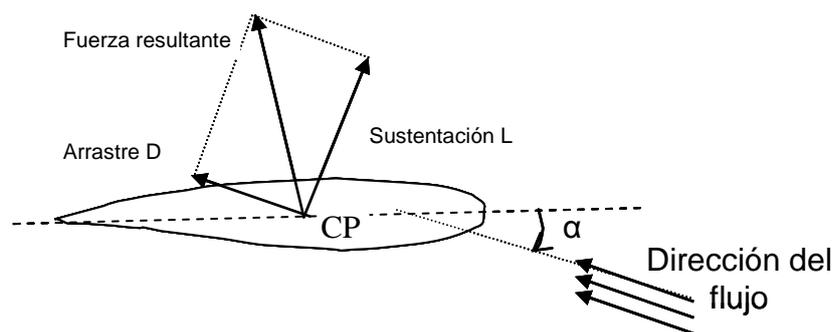


Figura E.2. Componentes de la fuerza hidrodinámica.

La fuerza de sustentación generada por la aleta se produce por la diferencia de presión que existe entre la parte superior e inferior de la aleta. Es el mismo fenómeno que hace que un avión vuele. Debido a la forma de la aleta, el fluido (en este caso el mar), se mueve

a mayor velocidad por la parte superior que por la inferior. El teorema de Bernoulli (ec. E.4), nos dice que la suma de la presión y velocidad debe permanecer constante,

$$p + 1/2 \cdot \rho \cdot v^2 + \rho \cdot g \cdot h = cte \quad (E.4)$$

Por tanto, si el fluido va a mayor velocidad por la parte superior de la aleta, la presión que soporta será menor. Esta diferencia de presiones produce una fuerza hidrodinámica dirigida hacia arriba desde la zona de mayor presión a la de menor.

También se da el caso contrario, esto es, la dirección relativa entre el flujo y la aleta es tal que el fluido se mueve a mayor velocidad por la parte inferior, lo que provoca entonces que en la parte inferior la presión sea menor y por tanto, la fuerza de sustentación esté dirigida hacia abajo.

La sustentación depende de varios factores: densidad del fluido ρ , área de la aleta A , velocidad del barco V , ángulo de ataque α , y coeficiente de sustentación C_L , de la siguiente forma

$$F = \rho \cdot V^2 \cdot A \cdot C_L \quad (E.5a)$$

para ángulos de ataque α pequeños se cumple que $C_L = \frac{\partial C_L}{\partial \alpha} \cdot \alpha$. Por tanto

$$F = \rho \cdot V^2 \cdot A \cdot \frac{\partial C_L}{\partial \alpha} \cdot \alpha \quad (E.5b)$$

El ángulo de ataque α se considera positivo si la aleta gira hacia abajo. El coeficiente de sustentación específico $\frac{\partial C_L}{\partial \alpha}$ depende únicamente del perfil de la aleta (Tabla E.1).

Así, el momento que actúa sobre el buque debido a la fuerza de sustentación es igual a

$$\vec{M} = \vec{r}_x \vec{F} \quad (E.6)$$

donde \vec{r} es la distancia entre el centro de balanceo y el centro de presión de la aleta (Figura E.3). En nuestro caso se considerará que las aletas se mueven de forma opuesta,

por ejemplo, si la aleta de babor gira a_b grados hacia abajo, entonces la aleta de estribor girará $a_e = -a_b$ grados hacia arriba. De esta forma, el momento que genera cada aleta debido a la sustentación se suma.

Así, según la Figura E.3, considerando que la dirección del momento que ejerce la aleta de babor es \mathbf{u} , tenemos que

$$\vec{M}_{babor} = +A \frac{\partial C_L}{\partial \alpha} \alpha_b V^2 \mathbf{r} \cdot \vec{\mathbf{u}} \quad (\text{E.7})$$

$$\vec{M}_{estribor} = -A \frac{\partial C_L}{\partial \alpha} \alpha_e V^2 \mathbf{r} \cdot \vec{\mathbf{u}} \quad (\text{E.8})$$

$$\vec{M}_{TOTAL} = \vec{M}_{babor} + \vec{M}_{estribor} = A \frac{\partial C_L}{\partial \alpha} V^2 (\alpha_b - \alpha_e) \mathbf{r} \cdot \vec{\mathbf{u}} \quad (\text{E.9})$$

Como ya sabemos, $a_e = -a_b$. Así

$$\vec{M}_{TOTAL} = A \frac{\partial C_L}{\partial \alpha} V^2 2\alpha_b \vec{\mathbf{u}} \quad (\text{E.10})$$

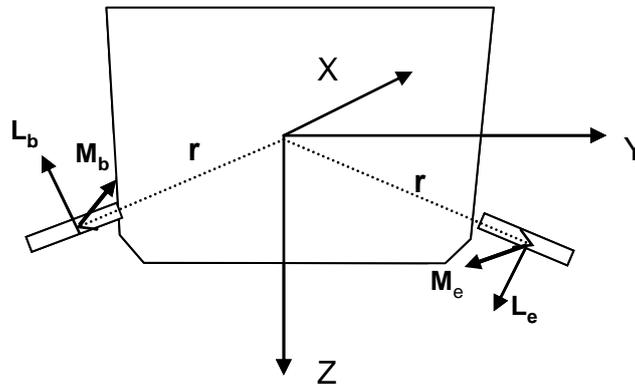


Figura E.3. Sección transversal buque.

La sustentación de las aletas da lugar a su vez a un arrastre inducido D , que provoca un aumento en la resistencia del barco. Como el arrastre inducido es aproximadamente proporcional al cuadrado de la sustentación, el aumento en la resistencia del barco puede llegar a ser significativo.

Vemos que la ecuación E.5 muestra que el momento depende del cuadrado de la velocidad del barco y del área de la aleta. En trabajos anteriores (Aranda *et al.* 2003) hemos podido comprobar a partir de datos experimentales que la magnitud del momento de balanceo que genera el oleaje sobre el barco es independiente de la velocidad del mismo, por lo que se necesitará o bien aletas de grandes dimensiones o velocidades altas para generar momentos comparables con los inducidos por las olas, y poder compensarlos. De hecho, las aletas estabilizadoras no son apropiadas para barcos que necesitan estabilización a velocidad cero (como los barcos petrolíferos), o a baja velocidad (barcos oceanográficos).

E.4 Modelo lineal de las aletas

Hemos visto que el momento de balanceo (E.10) que generan las aletas depende entre otros factores de la velocidad del buque. Por tanto, se determinará un modelo para cada una de las velocidades del barco analizadas, 20, 30 y 40 nudos.

El modelo físico que se tiene de los actuadores es un modelo no lineal, por lo que el modelo *simulink* desarrollado para reproducir el comportamiento del sistema es un sistema no lineal. La Figura E.4 muestra el diagrama de bloques del modelo no lineal implementado para una aleta, que se basa en la ecuación E.10 derivada del teorema de Bernoulli. Para la otra aleta, el diagrama es el mismo, y el momento de balanceo resultante es la suma de los momentos generados por cada aleta, tal y como ya se ha visto.

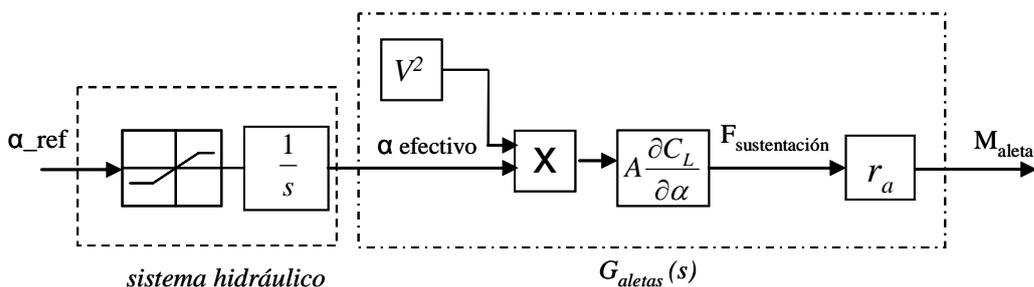


Figura E.4. Modelo no lineal de una aleta.

Con el fin de realizar un diseño de control, está demostrado que es suficiente un modelo lineal de los actuadores, por lo que en este apartado se mostrará un modelo linealizado, en el que a partir del modelo *Simulink* no lineal, se extraerá un modelo lineal.

Así, finalmente, se identifica un modelo lineal continuo $G_{fins}(s)$ para cada velocidad de barco 20, 30 y 40 nudos. . Las funciones de transferencia de los modelos estimados son filtros de primer orden, y vienen dados por las expresiones E.11, E.12, y E.13. Asimismo, las Figuras E.5, E.6 y E.7 muestran la validación de los modelos, donde se compara la salida del modelo no lineal, con la salida del modelo lineal inferido.

$$G_{fins20} = \frac{1459}{s + 13.5} \quad (E.11)$$

$$G_{fins30} = \frac{3281.9}{s + 13.5} \quad (E.12)$$

$$G_{fins40} = \frac{5834}{s + 13.5} \quad (E.13)$$

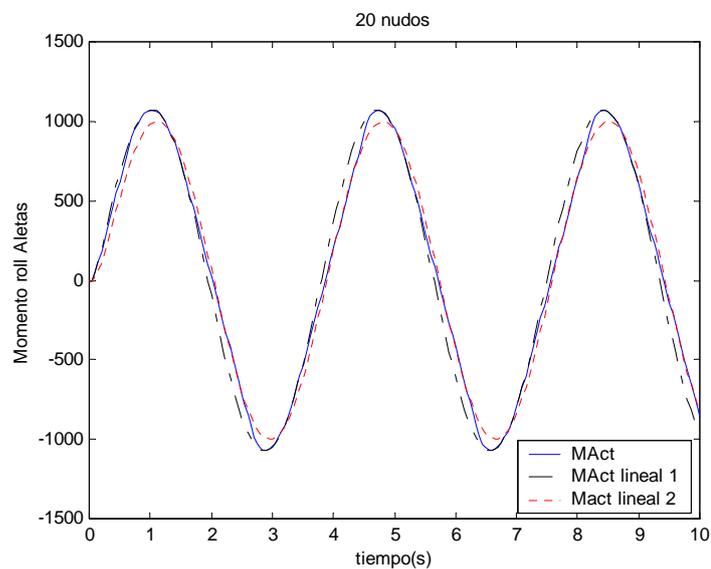
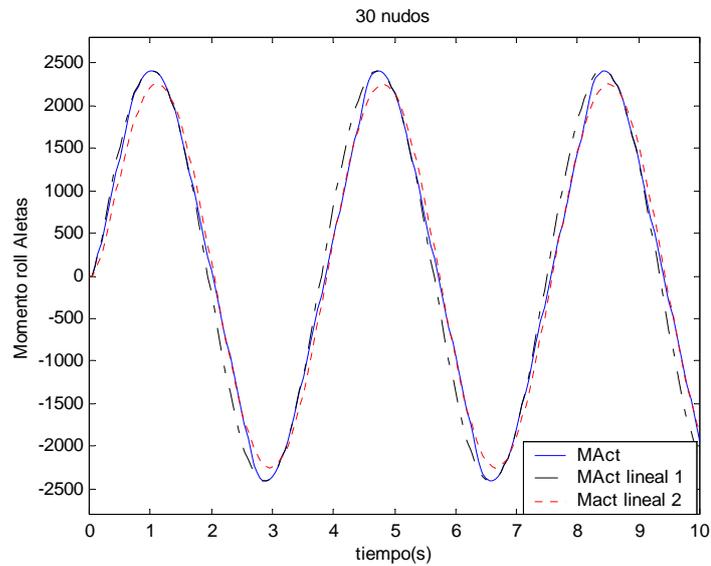
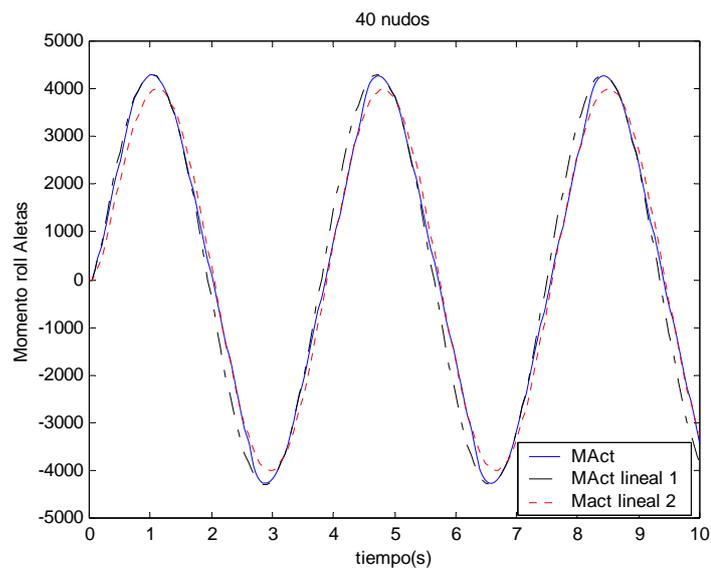


Figura E.5. Validación modelo aletas V=20 nudos.

Figura E.6. Validación modelo aletas $V = 30$ nudos.Figura E.7. Validación modelo aletas $V = 40$ nudos.

E.5 Modelo no lineal *Simulink* de las aletas

El modelo en bloques *Simulink* sigue el mismo esquema que el desarrollado para modelar el comportamiento de T-Foil y flaps para el control de los movimientos arfada y cabeceo. (Esteban, S., 2002).

El bloque principal que enmascara todos los demás subbloques es el que se ve en la figura E.8. Las entradas son los ángulos de ataque de las aletas de babor α_b y de estribor α_e , y la velocidad del barco V . También tenemos la entrada *Microcont* que, dependiendo del valor que tome, se realiza un control en posición ó en velocidad. Las salidas que tiene son las posiciones de las aletas $PosAletaBab$, $PosAletaEst$ (simplemente para visualizarlas) y el momento total que suman las dos aletas $MAct$.

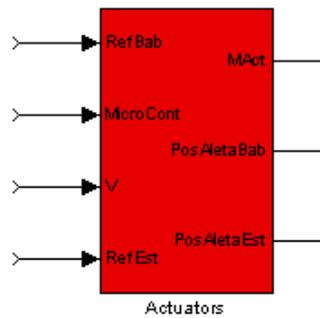


Figura E.8. Bloque *Actuadores*.

Este bloque enmascara al que tenemos en la figura E.9, en la que se calcula la fuerza de sustentación $FSus$ según la expresión E.5 (bloques *AletaBabor* y *AletaEstribor*), y el momento total $MAct$ según la expresión E.6 ($Act2MrBab$, $Act2MrEst$).

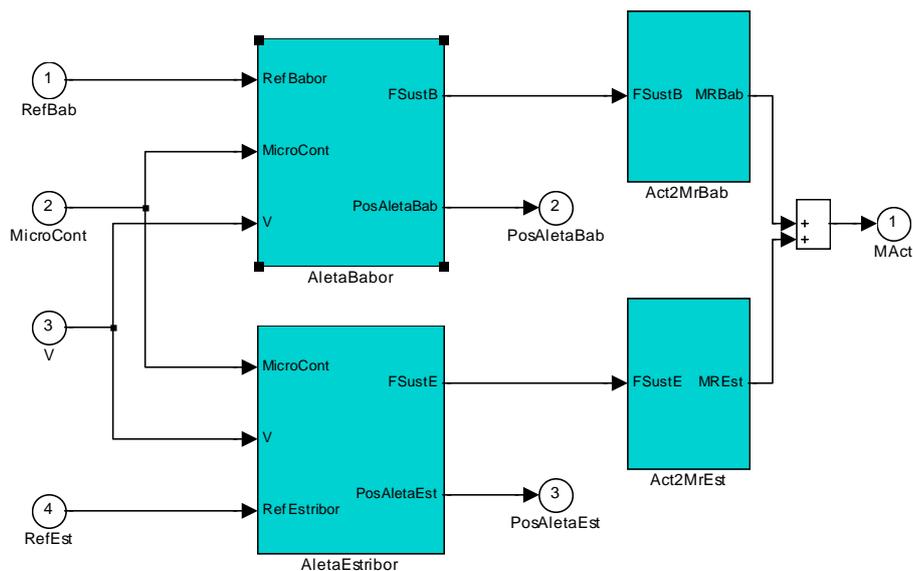


Figura E.9. Bloque *Actuadores* sin máscara.

El comportamiento y modelado de las dos aletas son exactamente iguales, con la única variación del signo del ángulo. Por tanto, veremos los bloques referentes a una de ellas. Por ejemplo, vemos el bloque *AletaBabor* (Figura E.10), donde tenemos dos nuevos bloques:

- *Hydraulic System* (Figura E.11), que realiza la simulación del sistema hidráulico que hace mover las aletas.
- *Lift Force* (Figura E.12), que calcula la fuerza de sustentación dependiendo de la velocidad del barco y del ángulo efectivo, según E.5. Los valores de C_L , A , y r se toman de la tabla E.1.

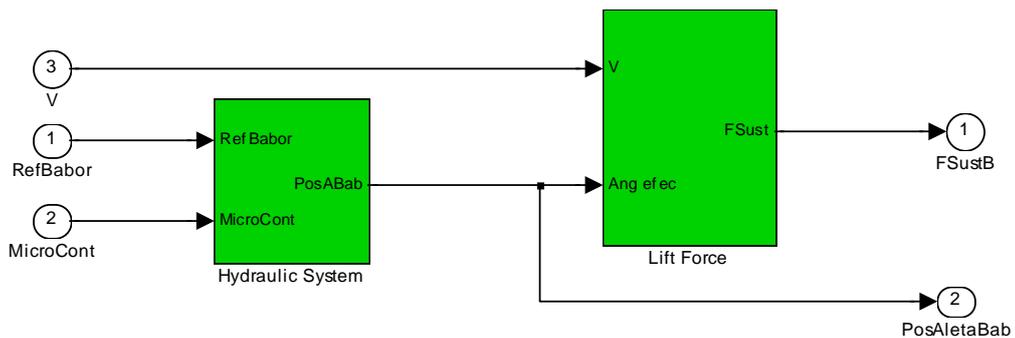


Figura E.10. Bloque *AletaBabor*

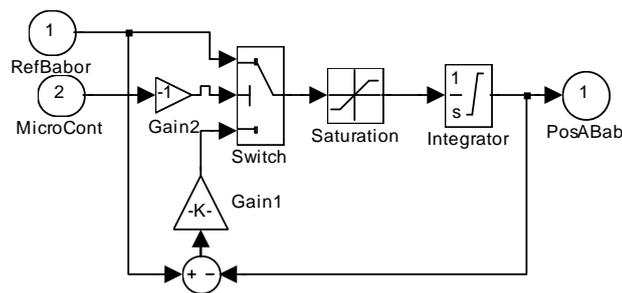


Figura E.11. Bloque *Sistema Hidráulico*.

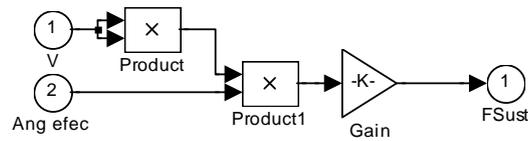


Figura E.12. Bloque *Fuerza de Sustentación*.

Los bloques que calculan el momento de balanceo generado por la fuerza de sustentación de cada aleta son, como hemos mencionado ya, *Act2MrBab* y *Act2MrEst*, cuyas salidas se suman para calcular el momento balanceo total *Mact*. La figura E.13 muestra el bloque *Act2MrBa*, que tiene un esquema según la expresión E.12.

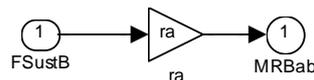


Figura E.13. Bloque *Act2MrBa*

De esta manera, ya se tiene el bloque completo que simula el comportamiento de los actuadores, y que formará parte del modelo del sistema global que simula la dinámica del buque de alta velocidad en tres grados de libertad.

ANEXO F

Modelos y Funciones MATLAB

F.1 Modelos Simulink y Funciones Matlab

El *Anexo F* se incluye en el CD adjunto a la Tesis, y contiene los modelos Simulink y funciones Matlab empleados para la realización de todos los diseños de control planteados en la Tesis.

Las carpetas que tienen son las siguientes:

ANEXO F.1.

FUNCIONES MATLAB GENERADAS PARA EL PROBLEMA DE DISEÑO QFT DE UN SISTEMA DE POSICIONAMIENTO DINÁMICA DE UNA PLATAFORMA AMARRADA FLOTANTE.

ANEXO F.2.

FUNCIONES MATLAB GENERADAS PARA EL PROBLEMA DE IDENTIFICACIÓN DE MODELOS MATEMÁTICOS DE LA DINÁMICA DE UN BUQUE DE ALTA VELOCIDAD.

ANEXO F.3.

MODELOS SIMULINK Y FUNCIONES MATLAB GENERADAS PARA EL PROBLEMA DE CONTROL QFT MULTIVARIABLE DE LA DINÁMICA ACOPLADA DE UN BUQUE DE ALTA VELOCIDAD.

ANEXO F.4.

MODELOS Y FUNCIONES MATLAB GENERADAS PARA EL PROBLEMA DE CONTROL HÍBRIDO QFT+EA DE ESTABILIZACIÓN DE LA DINÁMICA ACOPLADA DE UN BUQUE DE ALTA VELOCIDAD.

ANEXO F.5.

MODELOS Y FUNCIONES MATLAB GENERADAS PARA EL PROBLEMA DE DISEÑO QFT NO LINEAL DE SEGUIMIENTO DE REFERENCIA DE UN AERODESLIZADOR.

.