



Control activo de ruido acústico en cascos de motocicleta. Estudio, identificación y control.

Demián García Violini

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

Buenos Aires, Argentina

Junio de 2015

Control activo de ruido en cascos de motocicleta. Estudio, identificación y control.

Demián García Violini

Tesis de doctorado como requisito parcial para alcanzar el título de:

Doctor en Ingeniería

Director:

Dr. Ricardo S. Sánchez Peña

Comité Evaluador:

Ing. Gustavo Basso

Dr. Manuel Eguía

Dr. Anibal Zanini

Instituto Tecnológico de Buenos Aires

Buenos Aires, Argentina.

Junio de 2015

A mis padres, Juanjo y Graciela...

Roads? Where we're going, we don't need roads.

Dr. Emmet Brown

Agradecimientos

Desde varios aspectos, algunos más cercanos a lo técnico y otros desde lo personal, son muchas las personas que han contribuido a que hoy pueda concluir esta etapa. Por eso, aprovecho este espacio para mencionar a cada una de ellas ya que habría sido imposible haber alcanzado esta instancia de no haber contado con esas personas.

En primer lugar, quiero mencionar a Ricardo S. Sánchez Peña quien ha sido mi director de tesis. Desde los momentos más tempranos, ha sabido poner a mi disposición su formación y trayectoria. Sin embargo, y como si lo anterior no fuera ya demasiado, más importante ha sido su contribución desde lo humano brindándome desde el comienzo de este proceso su amistad, apuntalando los momentos más difíciles.

Mencionar a todo el equipo de asistencia técnica del Laboratorio de Acústica y Luminotecnia de la Comisión de Investigaciones Científicas de la ciudad de La Plata. Entre ellos, la Ing. Nilda Vechiatti, el Ing. Horacio Bonti, el Ing. Federico Iasi, y especialmente a los Ing. Ariel Velis y Carlos Pose con quien he trabajado en cada una de las instancias de esta tesis.

También quiero referirme y agradecer a mis compañeros, colegas y amigos de la Universidad Nacional de Quilmes, en especial a Virginia Mazzone quién es mi compañera en la docencia desde hace ya algunos años.

Me es preciso agradecer a mi colega Patricio Colmegna quien con su apoyo y amistad me acompaña desde hace ya algunos años. Del mismo modo a Ignacio Más y Alejandro Ghersin, ambos siempre atentos a brindar una mano amiga.

Es inevitable mencionar y agradecer a Susana Otero quien de forma desinteresada y amable me ha asistido en todos los aspectos administrativos y humanos.

Por supuesto que la familia, hermanos, amigos y otros afectos personales brindan un espacio desde donde ver las cosas más claras. En momentos realmente oportunos sería imposible continuar si no fuera por ellos.

No quisiera dejar de dedicarle unas líneas a quien ha sido mi compañera durante casi todo este proceso. Alejandra, me ha acompañado desde mi primera juventud y todavía aún, en ocasiones, lo sigue haciendo. Por eso, aprovecho esta oportunidad para decirle gracias.

Por último, debo mi más profundo agradecimiento y dedicatoria a mis padres. Me han brindado contención y apoyo incondicional en cada momento. Me enseñaron que no existe ocupación más importante en la vida que ser felices. Por estas y muchas cosas más: *gracias mamá, gracias papá!*

Life is what happens to you, while you're busy making other plans

- John Lennon -

Resumen

El control activo de ruido y vibraciones aparece en una amplia variedad de aplicaciones como la única oportunidad de solución siendo que en ocasiones la alternativa pasiva resulta inaplicable o incluso insuficiente. Particularmente, la situación a la cual se exponen los motociclistas es una de ellas, siendo este un ambiente altamente ruidoso en donde las técnicas pasivas, además de ser insuficientes, resultan estar restringidas por regulaciones legales.

Este informe aborda la problemática del control activo de ruido acústico entorno al fenómeno asociado a los cascos de motocicletas en situación de ruta. El problema se presenta teniendo en cuenta dos aspectos fundamentales. En primer lugar se propone un tratamiento desde el punto de vista de la salud y los problemas asociados al deterioro de esta por sobreexposición a ambientes ruidosos. Por otro lado, se da una discusión sobre los aspectos técnicos referidos al desarrollo y diseño de control.

Cómo resultados principales, primero, se profundiza la descripción existente de las características del ruido asociado a la aplicación. Luego, se propone el desarrollo de diferentes estrategias de control que permitan reducir los niveles de ruido. Para esto, se toma un enfoque desde la óptica de la identificación y control. En primera instancia, se trabaja con propuestas basadas en minimización de norma- ∞ . Allí, se da un desarrollo teórico/práctico con resultados experimentales. Por otro lado, también se analizan algunas alternativas adaptivas.

De esta manera, se da una *prueba de concepto* sobre las metodologías y resultados que bajo ciertas circunstancias podrían ser alcanzados, probando para esto estructuras de control novedosas en el área. Se da así, un acercamiento a la solución del control activo de ruido en cascos de motocicletas. Además se evidencian fuertes limitaciones existentes entorno al problema.

Palabras clave: Control Activo de Ruido, Control Robusto, Cascos de Motocicleta.

Abstract

Active noise and vibration control appears in a wide variety of applications as the only possible solution, because passive methods, sometimes, results inapplicable and also insufficient. In particular, motorcyclists are exposed to noisy environments for which there are legal restrictions about exposure times and levels. Therefore, and according to the noise features, passive methods have limited application and besides, are not entirely effective.

Here the problem around the active noise control in real motorcycle helmets for real situations, is treated. Two key aspects for the noise problem are taken into account. First, from the point of view of health and its deterioration, an overview of medical issues due noisy environments exposure, is treated. In addition, the legal background around the problem will be explained. On the other hand, a discussion about technical and control issues is given.

As main results, first, a deepening of current description for the noise is carried out. On the other hand, the development of control strategies which help to the noise reduction, are performed. To this end, a control and identification approach is presented, using ∞ -norm minimization algorithms. All this results, were validated in a experimental stage. Finally, a couple of adaptive techniques are analysed.

This report gives a proof of concept about methodologies and results, that under some assumptions could be achieved. In this way, new control structures and approaches are tested closing the gap to the solution for motorcycle helmet noise. Finally, strong constraints in the application are shown.

Key words: Active noise control, Robust control, Motorcycle helmets.

Demián García Violini: CONTROL ACTIVO DE RUIDO ACUSTICO EN CASCO DE MOTOCICLETA. ESTUDIO, IDENTIFICACIÓN Y CONTROL. *Tesis presentada en cumplimiento de los requisitos para acceder al grado de **Doctor en Ingeniería del Instituto Tecnológico de Buenos Aires**. © Copyright by Demián García Violini, 2015.*

Buenos Aires, Argentina

EL PROYECTO FUE FINANCIADO POR EL PROGRAMA PRH N° 71 (PICT 290 Y PFDT) DEL MINISTERIO DE CIENCIA, TECNOLOGÍA E INNOVACIÓN DE LA REPÚBLICA ARGENTINA Y POR EL BANCO GALICIA A TRAVÉS DEL INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES CON UNA BECA DE FINALIZACIÓN DE SEIS MESES.

Índice General

Lista de Figuras	xix
Lista de Tablas	xxv
1. Introducción	1
1.1. Control Activo de Ruido	1
1.2. Entornos Ruidosos	3
1.2.1. Implicancias en la Salud	3
1.2.2. Marco de Regulación	4
1.3. Control Activo de Ruido: Historia y Aplicaciones.	6
1.4. Ruido y Control en Cascos de Motocicletas	13
1.4.1. El Ruido y sus Características: Antecedentes	13
1.4.2. Técnicas Pasivas	15
1.4.3. Control Activo de Ruido en Cascos de Motocicletas	16
1.5. Objetivos y Resultados	17
1.6. Contribuciones	18
1.7. Organización	19
2. Preliminares	21
2.1. Problema de Control en \mathcal{H}_∞	21
2.1.1. Planteo Formal del Control en \mathcal{H}_∞	22
2.2. Definiciones y Control de Sistemas Lineales de Parámetros Variantes	24
2.2.1. Definiciones de Sistemas Lineales de Parámetros Variantes	25
2.2.2. Problema de Síntesis	28
2.2.3. Análisis con una Única Función de Lyapunov	33
2.2.4. Presentación del Problema de Control	34
2.2.5. Solución del Problema de Performance- γ limitado a una SQLF	34

2.2.6. Sistemas Afines	35
2.3. Feedforward en \mathcal{H}_∞	38
2.3.1. Control en Feedforward Basado en Inversión bajo Incertidumbre de Modelado	40
2.3.2. Comparación de los Niveles de Desempeño	43
2.3.3. Algoritmo de Síntesis de Controladores	46
2.4. Identificación por Subespacios	49
2.4.1. Algoritmos de Subespacios en la Frecuencia	52
2.5. Control adaptivo: Fx-LMS	57
2.5.1. Algoritmo de Optimización para Fx-LMS	59
3. Desarrollo del Setup Experimental	63
3.1. Casco-Auriculares	66
3.2. Desarrollo del <i>Dummy</i>	67
3.2.1. Referencias Geométricas según ITU-T Rec. P.58	71
3.2.2. Parámetros Antropométricos	73
3.3. Micrófonos	76
3.3.1. Sobre la Ubicación de los Micrófonos	80
3.4. Amplificadores y Acondicionamiento de Señal	81
3.5. Adquisición y Procesamiento Digital: Compact-RIO NI-9075	82
3.6. Plataforma de Montaje, SLM Brüel & Kjær, Anemómetro y Altavoz	84
4. Estudio y Caracterización del Ruido	87
4.1. Experimentos en Ruta	88
5. Identificación y Control	97
5.1. Identificación	99
5.1.1. Enfoque Basado en Múltiples Sujetos	105
5.2. Diseño de Control	106
5.2.1. LTI FB <i>vs.</i> LPV FB	106
5.2.2. LTI FB + LTI FF	109
5.2.3. Fx-LMS Modificado	111
5.3. Implementación de Controladores	111
5.4. Resultados	114
5.4.1. LTI FB <i>vs.</i> LPV FB	115
5.4.2. LTI FB + LTI FF	116

5.4.3. Fx-LMS Modificado	117
5.5. Observaciones	118
5.5.1. Dependencia con el Entorno	118
5.5.2. Validación Experimental de G^{ff}	119
5.5.3. Correlación entre Micrófono de Error y de Referencia	121
6. Conclusiones y Trabajos Futuros	123
6.1. Sobre al Ruido: Medición y Estimación	123
6.2. Sobre los Controladores	124
6.3. Plataforma de Control	125
6.4. Aspectos Técnicos y Dificultades	125
6.5. Resumen	126
6.6. Propuesta Futura	127
Bibliografía	129

Lista de Figuras

1-1. En azul la señal primaria, en verde la señal de cancelación o secundaria y en rojo la señal residual combinación de las dos anteriores.	2
1-2. Extracto de la patente otorgada a Paul Lueg en el año 1936: primer registro sobre control activo de ruido.	7
1-3. Columna izquierda: Señal de banda angosta (periódica). Columna derecha: señal de banda ancha (ruido coloreado). Arriba: representación temporal. Abajo: módulo de las señales en el plano de Fourier.	9
1-4. (a) Estructura de control de FF. (b) Estructura de control de FB. (c) Estructura de control híbrida o bien de FF con optimización de la señal de error. Una situación menos conservadora sería suponer que parte de la energía irradiada por el actuador es absorbida por el micrófono de referencia.	11
2-1. Estructura de control LFT utilizada en la definición del problema de control en \mathcal{H}_∞	22
2-2. Interconexión en forma lineal fraccional entre la planta y el controlador.	30
2-3. Estructura de control en FF para rechazo de perturbaciones.	38
2-4. Estructura de control LFT utilizada en el Teorema 2.3.2. Se basa en la reestructuración LFT del modelo de la Figura 2-3	47
2-5. Estructura de identificación adaptiva por LMS.	58
2-6. Estructura del algoritmo Fx-LMS.	59
3-1. Experimentos en ruta.	64
3-2. Experimentos de identificación y control. Se observa la posición del Dummy así como también el altavoz y su posición dentro de la cámara anecoica.	64
3-3. Se muestra el casco utilizado y la intervención y adaptación de los auriculares en su interior.	66

3-4. Respuesta en frecuencia de los auriculares utilizados en el setup experimental. El dato se extrae del manual de instrucciones del producto. . . .	67
3-5. Estructura de cartón original y una vez recubierta.	70
3-6. A la izquierda casco con auriculares y Dummy. A la derecha en situación de medición.	70
3-7. Referencias sobre las cuales se toman las dimensiones del Dummy.	72
3-8. Referencias a las cotas sobre el Dummy.	72
3-9. Vista del corte lateral (plano de rotación) recomendado y del Dummy. La zona en gris define la región recomendada.	74
3-10. Vista superior (plano de referencia) recomendada y del Dummy. La zona en gris define la región recomendada.	75
3-11. Vista trasera (plano transversal) recomendada y del Dummy. La zona en gris define la región recomendada.	75
3-12. Vista de la posición y dimensiones propuestas para la oreja en la recomendación ITU-T P.57. Se superpone la imagen de la oreja real utilizada. Ambas imágenes se encuentra en la misma escala.	76
3-13. Micrófonos Knowles FG-233329-D65 utilizados en las etapas más tempranas de este trabajo.	77
3-14. Micrófonos Knowles BT-1759 utilizados en la gran parte de las experiencias llevadas a cabo.	78
3-15. Azul: respuesta en frecuencia del SLM Brüel & Kjær. Rojo: respuesta en frecuencia del micrófonos Knowles BT-1763. Verde: respuesta en frecuencia de los micrófonos suavizada.	79
3-16. Izquierda: ubicación del micrófono de error. Derecha: ubicación del micrófono de referencia.	80
3-17. Circuito eléctrico de amplificación. Se ve el detalle de los amplificadores operacionales.	81
3-18. Respuesta en frecuencia del sistema de amplificación.	82
3-19. Compact-RIO NI-9075. Pueden observarse en la imagen la ubicación de cada uno de los tres módulos, de izquierda a derecha: NI-9401, NI-9205 y NI-9263.	83
3-20. Plataforma antivibratoria de montaje. En la Imagen inferior-derecha se observan las superficies perpendiculares de contacto	84
3-21. Esquema general del setup. Se visualiza la ubicación del anemómetro. . .	85

4-1.	Dispersión de la velocidad medida con el anemómetro para valores fijos de velocidad medidos por GPS. Se define $\Delta_v = v_{\text{anemómetro}} - v_{\text{GPS}}$	88
4-2.	En azul el error absoluto entre la velocidad real y el valor medio tomado en intervalos de 125 mseg. En rojo los valores máximos del error. En verde la desviación estándar del error. Se define $\Delta_v = \bar{v} - v$ con \bar{v} la velocidad media de cada segmento.	89
4-3.	Perfil de velocidad al que se refiere la estimación del error absoluto de la Figura 4-2. Por debajo de la curva roja, se encuentra la aproximación por valores medios en color azul.	90
4-4.	Estimaciones sobre el nivel de presión sonora en [dB] vs. velocidad. En azul se refieren los resultados para el SLM y en verde los resultados sobre los micrófonos Knowles. Los círculos vacíos y sólidos están relacionados al caso SAP y CAP respectivamente. La línea discontinua y la continua hacen referencia a los ajustes algebraicos para los casos SAP y CAP respectivamente.	91
4-5.	Estimaciones sobre el nivel de presión sonora con ponderación A [dBA] vs. velocidad. En azul se refieren los resultados para el SLM y en verde los resultados sobre los micrófonos Knowles. Los círculos vacíos y sólidos están relacionados al caso SAP y CAP respectivamente. La línea discontinua y la continua hacen referencia a los ajustes algebraicos para los casos SAP y CAP respectivamente.	92
4-6.	Curva de error de ajuste vs. velocidad para el caso CAP y SAP. Se indica con la línea sólida la curva que contiene al 99% de las estimaciones. En azul se refieren los resultados para el SLM y en verde a los resultados sobre los micrófonos Knowles.	93
4-7.	Densidad espectral de potencia en [dB] (SPL) medida por el SLM (izquierda) y por el micrófono Knowles compensado (derecha). Ambas curvas se parametrizan con la velocidad.	94
4-8.	Arriba: perfil de velocidad. Abajo: En azul y verde se muestran las estimaciones rms para el SLM y el micrófono Knowles respectivamente. En rojo y turquesa se muestran las estimaciones algebraicas para el SLM y el micrófono Knowles respectivamente.	95
5-1.	Sistemas intervinientes en el diseño de control.	99
5-2.	Esquema experimental de identificación y control.	100

5-3. Ejemplo de los valores de las ETFE suavizadas (puntos azules), centro del círculo de menor radio r_k (magenta) que contiene a todos los puntos azules. La estrella en cian ubica un posible valor para el modelo nominal. Todas las representaciones referidas un valor de frecuencia ω_k	101
5-4. Identificación de los sistemas G_0^{ff} y G_0^{fb} . En negro se muestran los modelos nominales. En rojo se muestran los datos suavizados.	102
5-5. Resultado de la identificación obtenido con el algoritmo del Capítulo 2. En rojo se muestran los datos a identificar. Los círculos verdes los valores uniformemente espaciados utilizados y en negro la respuesta en frecuencia del modelo identificado.	103
5-6. Arriba: $ W_{\Delta}^{fb}(j\omega) $ y la estimación de $ \Delta_{fb}(j\omega) $. Abajo: $ W_{\Delta}^{ff}(j\omega) $ y la estimación de $ \Delta_{ff}(j\omega) $. En azul Δ y en verde W_{Δ}	104
5-7. Módulos de las respuestas dinámicas de cada sujeto. Arriba para el sistema G^{ff} , abajo para el sistema G^{fb}	105
5-8. Δ_{global} estimada sobre las respuestas experimentales de cada uno de los 3 sujetos. Arriba para el sistema G^{ff} , abajo para el sistema G^{fb} . No existe banda en donde ambas estimaciones se encuentren por abajo de cero. . .	106
5-9. Esquema del sistema de control utilizado en los tres planteos de control propuestos. El recuadro FF encierra los sistemas intervinientes el diseño de feedforward y equivalentemente el recuadro FB encierra los sistemas intervinientes en el planteo de feedback.	107
5-10. Módulo de la respuesta en frecuencia del peso de desempeño $W_p^{fb}(s, v)$ obtenido al fijar algunos valores de v	109
5-11. Módulo de la respuesta en frecuencia de la función de sensibilidad $S_{fb}(s)$ obtenido al fijar en algunos valores de v	110
5-12. Esquema de control utilizado en la estrategia adaptativa Fx-LMS.	112
5-13. Azul: señal a lazo abierto (sin control). Rojo: salida del sistema controlado con estrategias LPV. Verde: salida del sistema controlado con estrategias LTI. Arriba: perfil de velocidad utilizado. Abajo: niveles de las señales de ruido.	115
5-14. Nivel de atenuación para cada estrategia de control: en azul el sistema de FB, en verde el sistema de FF y en rojo el sistema híbrido.	116

- 5-15.** Respuesta temporal en los experimentos utilizando las señales de ruta para un perfil de velocidad creciente. En azul el ruido a lazo abierto, en verde la salida con control de FB, en rojo la salida con control de FF y en cian la salida con el control híbrido. 117
- 5-16.** En azul los resultados a lazo abierto. En verde los resultados con control de FB. En rojo los resultados del control Fx-LMS. En cian los resultados del sistema híbrido. Arriba: perfil de velocidad estudiado. Abajo: respuesta dinámica de las señales. 118
- 5-17.** Atenuación rms sobre segmentos de 125 msec. para la tercer propuesta de control (FF Fx-LMS+FB). En verde la atenuación obtenida con el control en FF adaptivo. En rojo la atenuación obtenida con el control en \mathcal{H}_∞ LTI. En azul atenuación obtenida con el control híbrido. 119
- 5-18.** Dependencia de G^{ff} con el entorno. En la fila superior se observan datos para una señal sinusoidal de 300 Hz. La fila inferior lo mismo para una señal de 150 Hz. La última columna muestra la envolvente dinámica de la experiencia completa. Las dos primeras columnas muestran distintos instantes de la tercer columna. En azul y verde las señales de los micrófonos de referencia y error respectivamente. 120
- 5-19.** ETFE para diferentes velocidades: (1,1) 33,69 km/h; (1,2) 47,87 km/h; (1,3) 56,84 km/h; (2,1) 95,88 km/h; (2,2) 96,53; (2,3) 117,80 km/h. 120

Lista de Tablas

1-1. Duración en horas de los periodos de tiempo de exposición permitidos basados en los criterios del OSHA y el NIOSH. LEP: Límite de Exposición Permitido; LER: Límite de Exposición Recomendado. Los periodos/niveles de exposición que exceden los valores de la tabla, deberán tratarse con métodos de protección (pasivos y/o activos)	5
2-1. Resumen de los resultados de los Lemas 2.3.1, 2.3.2 y 2.3.3.	45
3-1. Valores dimensionales nominales, mínimos y máximos expresados en milímetros. propuestos por la recomendación ITU-T P.58. Se muestran además, las dimensiones reales del Dummy construido.	71
3-2. Valores nominales expresados en mm propuestos por la recomendación ITU-T P.57. Se muestran además las dimensiones reales de las orejas en el Dummy construido.	73
4-1. Niveles de presión sonora en [dB] medidos con el micrófono Knowles compensado para diferentes velocidades. La última fila muestra el error relativo con respecto a la estimación sobre el SLM Brüel & Kjær.	94
4-2. Tabla de coeficientes para los ajustes algebraicos en cada caso basados en el micrófono Knowles.	95
5-1. Atenuación de los controladores de la primer propuesta de control para diferentes velocidades.	116

1 Introducción

1.1. Control Activo de Ruido

El **Control Activo de Ruido** (CAR) es la disciplina que intenta suprimir sonidos indeseados por medio de la inyección de otra señal sonora. El conjunto que componen la fuente adicional y su sistema de propagación, incorporado al sistema, suele referirse como camino secundario (*secondary path*).

El enfoque tradicional con el que habitualmente se tratan los problemas de ruido acústico es a través del uso de técnicas pasivas como gabinetes, barreras y silenciadores con el objetivo de atenuar los efectos sonoros indeseados ([5, 36]). Los atenuadores pasivos pueden ser clasificados en reactivos o resistivos. Los reactivos utilizan el concepto de cambio de impedancia causado por la combinación de deflectores y tubos para silenciar los ruidos indeseados. Los resistivos utilizan el principio de disipación de energía causado por la propagación en un conducto con material absorbente. Los silenciadores del tipo reactivos son ampliamente utilizados en motores de combustión interna mientras que los silenciadores del tipo resistivos son mayormente localizables en conductos de ventilación. Los atenuadores pasivos son muy buscados por sus características de atenuación en bandas espectrales anchas, sin embargo pueden llegar a ser altamente costosos e ineficientes para bajas frecuencias.

De este modo el CAR ha recibido un particular interés mostrando en algunas aplicaciones significativas ventajas además de prometer grandes avances a medida que crece el desarrollo de algoritmos y se reducen en los costos en la electrónica asociada. El CAR, involucra un sistema electroacústico o electromecánico que intentará cancelar la fuente

primaria (indeseada) basándose en el principio de superposición, más precisamente con otra señal de igual amplitud y fase contraria que al combinarse con la generada por la fuente primaria la resultante es la suma algebraica de ambas señales sonoras. La Figura 1-1 muestra un esquema de cancelación, en donde pueden verse la señal proveniente de la fuente primaria (ruidosa), la señal de cancelación proveniente de la fuente secundaria y el resultado de la combinación de ambas. Dependerá de la calidad y calibración

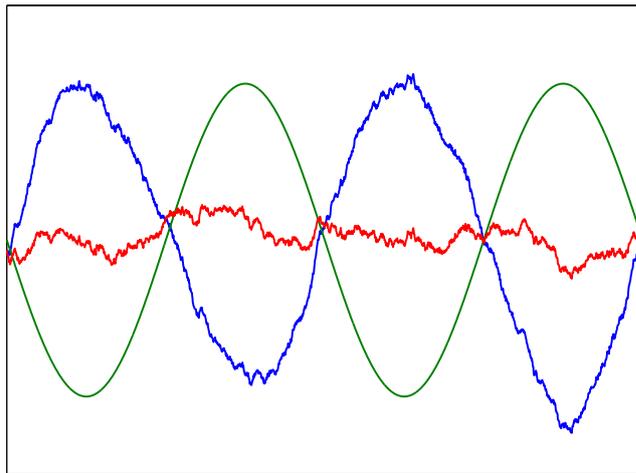


Figura 1-1: En azul la señal primaria, en verde la señal de cancelación o secundaria y en rojo la señal residual combinación de las dos anteriores.

del algoritmo de control la *cantidad* (definida en algún sentido) de señal residual. En términos generales, los sistemas de CAR tratan el contenido de baja frecuencia, siendo que es allí en donde los sistemas pasivos resultan ineficientes o ineficaces. Por otro lado, los sistemas de CAR suelen ser considerablemente más compactos que aquellos pasivos, característica que también los hace más atractivos frente a estos últimos.

El diseño de un sistema de CAR acústico, cuenta como elementos básicos con un micrófono, un altavoz con la electrónica de adaptación correspondiente y la algorítmica de control. Como ya se ha mencionado, este tipo de sistemas de control suelen ser atractivos por ser efectivos en bajas frecuencias con intervenciones de espacio físico reducido. Sin embargo, en altas frecuencias el CAR encuentra varios tipos de limitaciones; como por ejemplo la necesidad de mayor velocidad de muestreo lo que se traduce en mayor velocidad de cómputo y por otro lado, de acuerdo a la física de los campos sonoros, estos se vuelven más complejos con el aumento de la frecuencia. Afortunadamente, las técni-

cas pasivas proporcionan efectividad en altas frecuencias hecho que sugiere soluciones basadas en la combinación de estrategias pasivas con activas.

1.2. Entornos Ruidosos

Los efectos de la sobreexposición a ambientes ruidosos son conocidos y aceptados por la comunidad médica internacional. Debido a las características del mundo moderno, millones de personas se encuentran sobreexpuestas a este tipo de ambientes. La gran mayoría de estos efectos pueden derivar en patologías de carácter irreversible: la pérdida de la audición inducida por ruido; en inglés **Noise Induced Hearing Loss** (NIHL); tinnitus, hiperacusia o diploacusia. También, es posible asociar efectos sobre la salud no directamente sobre al sistema auditivo como ser: efectos cardiovasculares, trastornos del sueño e incremento en el riesgo de accidentes ([49]).

Debido a esto, existen regulaciones internacionales que proponen limitar el tiempo de exposición a ambientes ruidosos al menos en entornos laborales. Por ejemplo, en el año 2003 el Parlamento de la Unión Europea publicó una reglamentación estableciendo límites dinámicos y temporales ([86]).

1.2.1. Implicancias en la Salud

La pérdida inducida de audición y los desórdenes asociados a la sobreexposición a ambientes ruidosos (de ahora en más se englobarán con el acrónimo NIHL) pueden producirse por eventos discretos; como por ejemplo la detonación de un explosivo, o bien, y como es más usual, por la exposición por tiempo prolongado, tomando, incluso procesos de hasta algunos años. Durante mucho tiempo se creyó que los desplazamientos de los umbrales de audición se dan por lapsos acotados, recuperando tras cierto intervalo de tiempo las capacidades auditivas. Sin embargo, en [44] se desafía esta afirmación sosteniendo que mientras algunas células ciliadas logran recuperarse en la post-exposición, otras en la región basal de la cóclea no lo logran. Esto último, es debido a que se pro-

duce un deterioro crítico en las regiones previas y posteriores a la sinapsis de las células ciliadas internas y de la región del caracol. A su vez, también se afirma que las lesiones ocasionadas son indetectables con los protocolos y métodos actuales (umbral por tonos puros, emisiones otoacústicas, respuesta auditiva del tronco encefálico). Kujama y Liberman sugieren que los daños por exposición inducida en la audición, tienen consecuencias progresivas que no serán manifestadas hasta mucho tiempo después. Mientras tanto, estos fenómenos podrían exteriorizarse de manera instantánea como desordenes en la audición; como por ejemplo tinnitus, hiperacusia, etc.

La sobre exposición a ambientes ruidos puede producir daños *sub-clínicos* que inicialmente resultan indetectables, pero se ponen de manifiesto luego de algún tiempo (ver [68]).

1.2.2. Marco de Regulación

¿Quién regula los tiempos de exposición?

En los Estados Unidos (EE. UU.) las regulaciones sobre exposición a ambientes ruidosos surgen inicialmente en entornos laborales. Originalmente los lineamientos para tiempo de exposición ocupacional fueron establecidos por la *Occupational Safety and Health Administration* (OSHA) en 1983. Más adelante, el *National Institute for Occupational Safety and Health* (NIOSH) en 1998 establecería sus límites. Ambos organismos fueron creados por el *Occupational Safety and Health Act* (OSH) en 1970.

La OSHA es parte del Departamento de Trabajo de los EE. UU. y es responsable de desarrollar y hacer cumplir las regulaciones de seguridad y salud en lugares de trabajo. El estándar de la OSHA (29CFR1910.95) cuenta con la fuerza de la ley y los empleadores del sector industrial están obligados a cumplirlas. Algunos sectores, como por ejemplo la minería, ferrocarril y guardia costas, están obligados a desarrollar sus propias normativas y regulaciones.

El NIOSH en cambio, es parte de los Centros para el Control y Prevención de

Nivel en dBA	85	88	90	92	94	95	100	105	110	115
OSHA LEP	16		8			4	2	1	0,5	0,25
NIOSH LER	8	4			1		0,25			

Tabla 1-1: Duración en horas de los periodos de tiempo de exposición permitidos basados en los criterios del OSHA y el NIOSH. LEP: Límite de Exposición Permitido; LER: Límite de Exposición Recomendado. Los periodos/niveles de exposición que exceden los valores de la tabla, deberán tratarse con métodos de protección (pasivos y/o activos)

Enfermedades (CDC) del Departamento de Salud de EE. UU. Dicho instituto investiga y proporciona información, educación, capacitación y recomendaciones en materia de seguridad y salud laboral. Como tal, el NIOSH está en condiciones de recomendar normas y mejoras en las prácticas, pero no está en condiciones de regularlas o hacerlas cumplir.

Por su parte el *American National Standards Institute* (ANSI) refiere a aquello que desarrolla originalmente la OSHA en su estándar ANSI S3.44-1996 (R2006). También la Unión Europea establece sus límites a través de la resolución del Parlamento Europeo del año 2003 DIRECTIVE 2003/10/EC. Ambas resoluciones resultan ser equivalentes e incluso son adoptadas por las regulaciones locales.

Límites de Exposición: Criterios de Riesgo

Los límites propuestos y permitidos por el OSHA y NIOSH se muestran en la Tabla 1-1. La OSHA permite exposiciones de 85 dBA para jornadas de 16 horas con una reducción del 50 % para cada aumento de 5 dB. Por su parte, el NIOSH recomienda una exposición límite de 85 dBA para jornadas de 8 horas y una caída del 50 % por cada 3 dB de aumento.

Ambos criterios están basados en resultados científicos y es simple visualizar que aquello propuesto por el NIOSH resulta una medida más conservadora. Es importante no perder de vista que el ruido se supone en un ámbito laboral para jornadas de 8 horas diarias, 5 días a la semana durante una vida laboral de 40 años, suponiendo que el tiempo en el que el individuo se encuentra fuera del ámbito laboral se encontrará en ambientes tranquilos (en el sentido acústico). Ninguna de estas normas supone nada de

las actividades extralaborales ruidosas.

Orígenes de los Criterios de Riesgo

Aunque ambas regulaciones tengan fundamentos científicos y clínicos (quizás una más que otra), ninguna de las dos alternativas son absolutamente protectoras. Ambas admiten cierto tiempo/nivel de exposición/intensidad, basándose en promedios sobre la población. Definen de esta manera los **Materiales de Discapacidades Auditivas** ([68]), y en base a esta definición se establecen los promedios que serán usados como criterio.

Mediciones de los Niveles de Exposición

Un medidor de nivel sonoro; en inglés **Sound Level Meter** (SLM); o bien un *dosímetro de ruido*, son dispositivos aptos para realizar este tipo de mediciones.

Un SLM mide el nivel de presión sonora en un punto particular en el tiempo, lo que es útil cuando el nivel se encuentra en estado estacionario. Los SLM son dispositivos de costos accesibles, ampliamente disponibles y de uso relativamente simple. Cuando las condiciones del ruido varían rápidamente es recomendable utilizar dosímetros de ruido.

Los dosímetros de ruido integran los niveles de ruido en el tiempo y luego devuelven valores medios de la integración. Este tipo de mediciones dan referencias más precisas de la estimación del ruido cuando los niveles son fluctuantes o varían a lo largo del día.

1.3. Control Activo de Ruido: Historia y Aplicaciones.

Las primeras experimentaciones en la superposición de campos sonoros podría presumirse fueron en 1876 por Lord Rayleigh [77]. Allí, Rayleigh, describe bajo el título

“*Puntos de Silencio*” como relevó utilizando sus oídos las interferencias en un campo acústico producido por dos diapasones excitados y sincronizados por medios electromagnéticos. De este modo, encuentra máximos y mínimos sonoros. Rayleigh enuncia que los campos sonoros puede interferir del mismo modo en que lo hacen los campos ópticos (electromagnéticos), lo cual era conocido desde los primeros años del siglo XIX por investigaciones de Thomas Young. Años más tarde, a principio de las década de 1930 aparecen las primeras patentes con aplicaciones referidas directamente a la reducción de ruido con técnicas activas [14, 15, 54]. Sin embargo, es solamente en el trabajo de P. Lueg ([54]) en donde se propone un método físico real y concreto de reducción de ruido (ver Figura 1-2). Es por eso, que este último trabajo junto con la misma patente presentada en el año 1937 en Alemania, es considerado como la primera propuesta de CAR. Aunque

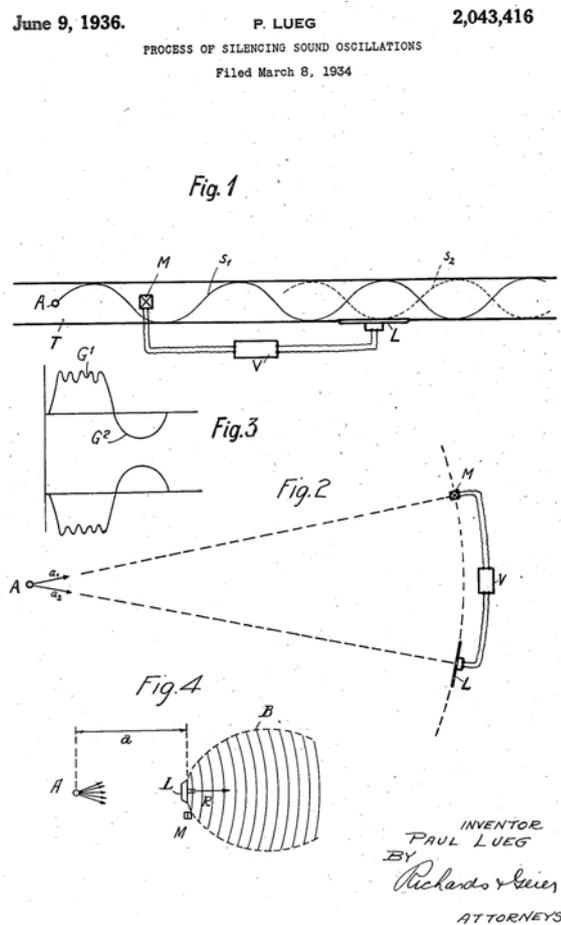


Figura 1-2: Extracto de la patente otorgada a Paul Lueg en el año 1936: primer registro sobre control activo de ruido.

Lueg propone el uso de componentes electroacústicos, no fue hasta la década del 1950 que fueron documentados los primeros experimentos en laboratorio por Olson [70, 71],

incluso listando una serie de aplicaciones directas. Sin embargo, las aplicaciones técnicas no fueron posibles en aquel entonces debido a las limitaciones que existían sobre los equipos electrónicos basados en válvulas de vacío. Las aplicaciones demandaban cierta precisión y estabilidad temporal que era inalcanzable para la época, y no sería posible hasta la llegada de las primeras plataformas de procesamiento digital de señales.

A partir de la década de 1980 ha surgido un particular interés en torno a la problemática asociada al CAR. Trabajos como el de Widrow [91], el desarrollo en algoritmos adaptivos y tecnologías que acompañaron y sirvieron de plataforma física, permitieron al CAR despegarse como disciplina en sí misma. De este modo, surgieron una gran variedad de aplicaciones tanto en los planos académicos como también en el comercial apareciendo de manera paulatina una gran variedad de dispositivos comerciales.

De acuerdo a la naturaleza física de la aplicación o bien a la estructura algorítmica, las aplicaciones de CAR suelen segmentarse entre:

1. De acuerdo a la física de propagación:

De canal simple o unidimensionales: Esta definición, hace referencia a la relación flujo pistón que existe en la descripción física de estas aplicaciones: la propagación de la fuente primaria y secundaria se dan en una misma y una única dirección. Suelen ser de tratamiento más sencillo que aquellas de propagación tridimensional. Basta con uno o dos sensores (micrófonos) y un altavoz (actuador) para la intervención.

De canales múltiples o tridimensionales : Este tipo de aplicaciones suelen requerir múltiples sensores y actuadores haciéndolas costosas y complejas. Cada uno de los altavoces interfiere con los aledaños reduciendo el nivel de desempeño del sistema. Cuando se trata de un solo receptor el problema resulta más sencillo que para el caso de múltiples receptores. Ahora bien, si en el caso de un solo receptor este rota o se desplaza por el espacio, el desafío de control se vuelve aún más complejo. Las señales de frecuencia mayor a 800 Hz poseen una longitud de onda del doble de tamaño a la distancia interaural promedio (aproximadamente 40 cm), lo que agrega cierta dificultad en función de la

dirección de incidencia de la fuente.

- De acuerdo a la característica espectral de la fuente primaria (ver Figura 1-3):

De banda ancha (Broad-Band): Son aquellas señales indeseadas que poseen contenido espectral denso. Como ejemplo, podría suponerse los efectos sonoros asociados a turbulencia.

De banda angosta (Narrow-Band): Son aquellas señales indeseadas que poseen contenido espectral focalizado en regiones bien definidas. Como ejemplo puede citarse todos aquellos fenómenos periódicos, como ser los sonidos y vibraciones que generan motores.

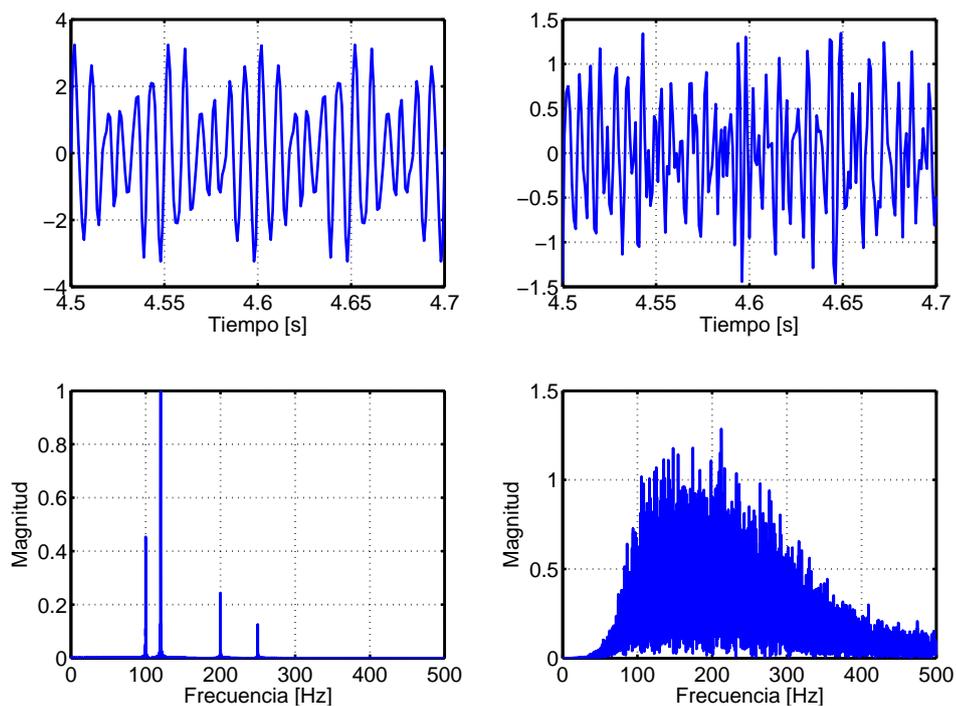


Figura 1-3: Columna izquierda: Señal de banda angosta (periódica). Columna derecha: señal de banda ancha (ruido coloreado). Arriba: representación temporal. Abajo: módulo de las señales en el plano de Fourier.

- De acuerdo a la estrategia de control (ver Figura 1-4):

Feedforward (FF): Se supone que una señal de referencia está disponible para ser medida por un sensor (micrófono) en una posición diferente al punto de

control (la acción de control no afectará al punto de medición). Este tipo de estructuras utilizan un camino secundario definido por un altavoz (actuador) que generará el sonido de cancelación, un micrófono de referencia, y en ocasiones dependiendo de la estrategia de control, cuenta con un micrófono de error ubicado en la posición de control. La señal adquirida por este sensor, además de brindar información sobre los niveles de atenuación, puede ser utilizada como entrada a los algoritmos de optimización en los casos de estrategias adaptivas.

Feedback (FB): Los sistemas de CAR basados en FB, si bien definen y utilizan el lazo secundario como los sistemas de FF, se diferencian de estos últimos, por solamente contar con un micrófono de error como sensor y entrada al sistema de control. Esto significa que los sistemas no poseen información *aguas arriba* sobre la perturbación o sonido no deseado.

Híbridos: Cuando se combinan ambas estrategias (FF+FB) se habla de control híbrido¹.

De esta manera, podrían citarse un gran número de aplicaciones que poseen desarrollos comerciales o bien académicos ([45]):

- *Ruido en ductos:* Los conductos utilizados para ventilación, calefacción y acondicionamiento de aire (suele referirse esa disciplina como HVAC por las siglas en inglés *Heating, Ventilation and Air Conditioning*) son sistemas ideales para ser tratados con técnicas de FF de banda ancha. Los componentes de control (sensores y actuadores) generalmente están ubicados en posiciones que no interfieren con el flujo de aire y son de instalación ágil y rápida. Algunos ejemplos de este tipo de aplicaciones pueden encontrarse en [69, 72, 78].
- *Ruido acústico en salas cerradas:* Es una situación que se da en salas cerradas donde se desea generar una zona tranquila en algún punto particular y específico.

¹Aunque en ocasiones puede encontrarse el término *híbrido* en referencia a la combinación de un sistemas continuo con uno discreto, de aquí en adelante se usará el término en referencia a la combinación FF+FB.

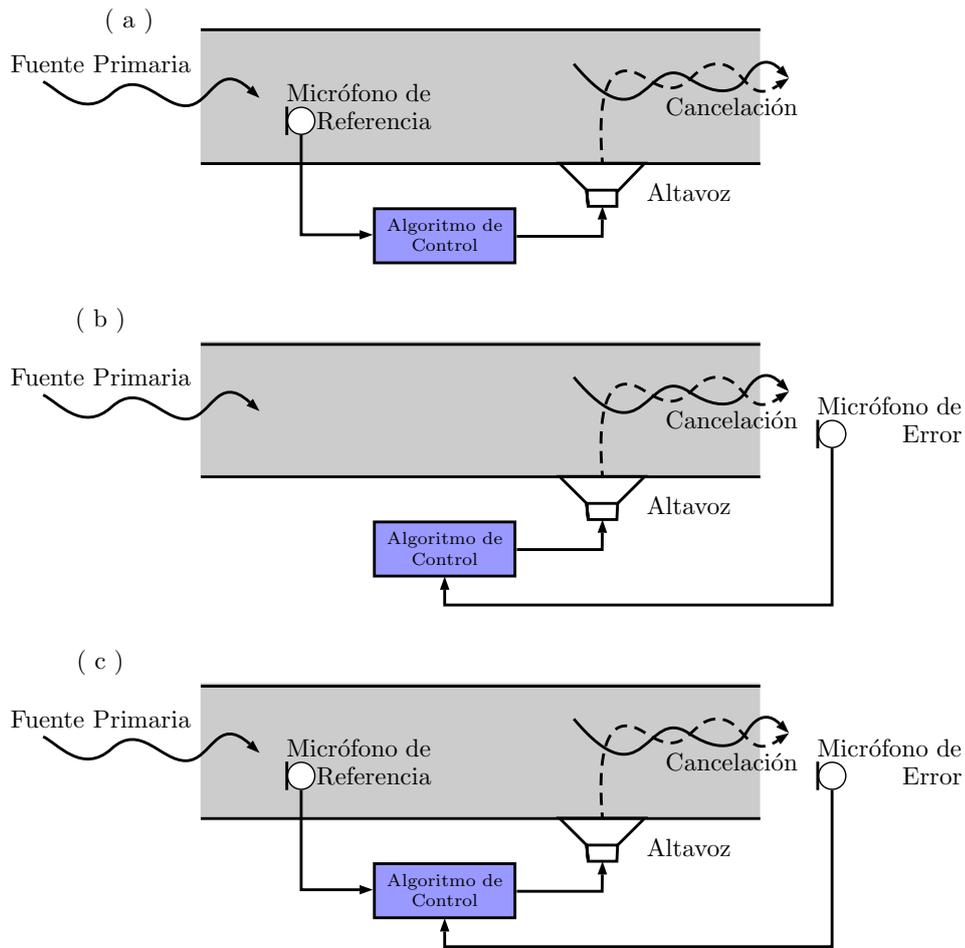


Figura 1-4: (a) Estructura de control de FF. (b) Estructura de control de FB. (c) Estructura de control híbrida o bien de FF con optimización de la señal de error. Una situación menos conservadora sería suponer que parte de la energía irradiada por el actuador es absorbida por el micrófono de referencia.

Este tipo de sistemas tiene la particularidad de ser ambientes reverberantes, implicando un desafío de control particular que los distingue del primer grupo. Un ejemplo de aplicación puede encontrarse en [65].

- *Ruido de escape de motores:* Las características del ruido generado por el escape de motores de combustión interna puede variar muy rápidamente cuando el motor es acelerado o desacelerado. Sin embargo, el ruido generado por este tipo de sistemas tiene características espectrales armónicas por ser periódico, y sus componentes en frecuencia varían como función de la velocidad de rotación del motor. Puede verse un ejemplo de aplicación en un silenciador activo para motor de 450 caballos de fuerza en [20].

- *Auriculares con CAR:* Es una de las aplicaciones de CAR más difundidas a nivel comercial y académico, que aunque sus motivaciones más tempranas estuvieron en el desarrollo bélico y militar, han logrado extenderse a todos los segmentos del mercado a costos accesibles para un público general. Existen numerosas marcas comerciales (Bose [62], Sennheiser [88], Harman/Kardon, Sony, Audio-Technica, etc) con diversos enfoques algorítmicos de acuerdo a los objetivos de diseño. En [12] se propone un método de diseño para auriculares con CAR que operen sobre efectos sonoros en el ambiente repetitivos.
- *Habitáculos de vehículos:* La mayoría de vehículos de tamaño medio se ven afectados por sonidos de baja frecuencia relacionados a la actividad del motor lo que se hace más presente con la velocidad ([60]). Con respecto al espacio interior de automóviles puede considerarse tres aspectos: 1) la periodicidad del ruido asociado al motor; 2) el espacio de la cabina lo que impide una gran superposición de modos resonantes; y 3) el CAR es requerido en el espacio en donde las cabezas de los pasajeros y conductor están típicamente ubicadas.

Elliot y sus colaboradores desarrollaron sistemas de ANC para reducir el ruido del motor en autos [25, 26]. En estos trabajos, una señal de referencia se adquiere desde la ignición del motor y se inyecta posprocesada a través de seis parlantes adecuadamente ubicados.

Otro desafío de diferentes características es el del ruido generado por la interacción entre el vehículo y el camino.

- *Ruido en cascos de motocicletas:* La aplicación de CAR sobre cascos de motocicletas a despertado en los últimos años años cierto interés. Sin haberse masificado, pueden encontrarse en la bibliografía algunos trabajos referidos a esta temática motivados por el incumplimiento de regulaciones laborales internacionales ni tampoco los niveles recomendados en términos médicos ([7, 11, 49]). Se han estudiado en este área estrategias de FF, FB o también híbridas ([41]).

1.4. Ruido y Control en Cascos de Motocicletas

La motocicleta como transporte se ha convertido en una alternativa cada vez más atractiva, debido a factores como el creciente precio del combustible o bien las prestaciones de este tipo de vehículos en zonas urbanas. Se estimó en el año 2010 que existen alrededor de 200 millones de motocicletas en funcionamiento (incluyendo scooters, ciclomotores, y triciclos motorizados [7]). Sin embargo, suelen no tenerse en cuenta los aspectos referidos al ruido inherente y a sus efectos sobre la salud.

El CAR en cascos de motocicletas no ha sido una aplicación extensivamente estudiada desde que esta disciplina ha entrado en escena. Sin embargo, existen una variedad de trabajos que alertan sobre el riesgo al que los motociclistas están expuestos en función de los niveles de ruido [40, 43, 58, 59, 63]. De este modo, los motociclistas pueden NIHL o diversas patologías asociadas a este tipo de ambientes ruidosos. El trabajo de Moorhem [63] es la primer referencia que informa sobre la problemática del ruido en casco de motocicletas pero en referencia a la pérdida de información de señales de alerta enmascaradas por este ruido. Luego, en el año 1994 Lower publica el primer trabajo que cuantifica los niveles de ruido en cascos de motocicletas [53]. Este último trabajo se convierte en el punto de partida para el resto de las referencias que si comienzan a alertar sobre los riesgos sobre la salud. Se extrae de allí que el 40 % de los corredores profesionales, el 36 % de los paramédicos y el 6 % de los instructores de manejo están expuestos a sufrir una pérdida en la audición en 30 dB o más.

1.4.1. El Ruido y sus Características: Antecedentes

Como se ha mencionado, la primer referencia directa sobre el ruido en cascos de motocicletas refiere al trabajo de Lower et al. año 1994 [53]. Allí se realiza un revelamiento del ruido en situación real y en un túnel de viento, midiendo el nivel de ruido en el canal auditivo del motociclista. Aunque sin precisar detalles sobre las mediciones y procedimientos, se analizan los efectos del ruido con diversos cascos y variantes aerodinámicas para motocicletas. Se establece entonces que el ruido por efectos aerodinámicos (turbulencia) comienza a ser la fuente predominante una vez superados los

60 km/h aproximadamente. Una vez sobrepasada esa velocidad, otras fuentes como, por ejemplo, aquella asociada a la combustión en el motor o bien la interacción del asfalto con las ruedas, pasan a ser secundarias. De esta manera, se propone una dependencia del nivel de ruido con la velocidad relativa entre el vehículo y el aire circundante. Sin embargo, no propone un desarrollo preciso sobre las características del ruido, como por ejemplo sobre el contenido espectral, ni tampoco cuenta con mediciones exactas de velocidad dando valores aislados en no más de siete puntos para el mejor caso. Así, da como primera referencia sobre el nivel de ruido un valor máximo de 116 dBA, a 160 km/h. Podría también cuestionarse la medición en dBA siendo que la ponderación que mejor describiría niveles altos (cercanos a 120 dB) es la C (dBC), siendo esta alternativa sin ponderación en términos prácticos.

Trabajos más recientes ([7, 11, 42, 49, 53, 66]) continúan con el estudio del ruido acústico en cascos de motocicletas. En [42, 66] se ubica a la zona de la barbilla como principal punto de generación de los efectos turbulentos que derivan en ruido acústico. Este último resultado, también había sido documentado en [11, 53] con menor nivel de detalle. En [49], se propone un estudio espectral del ruido en función de la velocidad de la motocicleta. Sin embargo, aunque no se especifica cómo fue medida la velocidad, se toma un perfil desde 0 a 97 km/h sin dar detalles específicos del perfil, lo que se supone por no contar con un mecanismo de adquisición para la variable de velocidad.

En [11], también se propone un estudio sobre las características espectrales del ruido, tampoco se profundiza el análisis y adquisición de las señales, contando con un número muy reducido de valores de velocidad. De cualquier modo, se rescata como recurso importante la incorporación de un anemómetro en las adquisiciones. Esto último permite obtener, en escenarios de experimentación real, valores relativos de la velocidad entre el vehículo y el aire circundante.

En [7], se continua el estudio del ruido asociado, pero nuevamente sin proporcionar mediciones precisas sobre la velocidad. Sin embargo, de los resultados obtenidos en dicho trabajo es posible visualizar una concentración de potencia en la parte más baja del espectro (menor a 300 Hz), que se acentúa con el crecimiento de la velocidad. Por otra parte, las representaciones temporales de las señales carecen de escala y valores referenciales. Un resultado que puede ser destacado, es una encuesta sobre una población

de 126 motociclistas experimentados (118 de sexo masculino y 8 de sexo femenino). De los resultados se obtuvo que el 92.1% asegura que el nivel de ruido es elevado (en el sentido de ocasionar molestias), el 63.5% reconoce usar *ear plugs* o protectores auditivos, el 46.8% asegura haber padecido un *zumbido* o tinnitus y por último el 95.2% revela su deseo de poseer un casco que reguarde su salud auditiva, generando, para esto, un ambiente sonoro más confortable.

1.4.2. Técnicas Pasivas

Se ha demostrado que las propuestas que apuntan a la reducción del nivel de ruido del tipo pasivas, además de no lograr cumplir con las regulaciones sobre exposición en nivel/tiempo a ambientes ruidosos, presentan otra serie de limitaciones propias de cada aplicación. Por ejemplo, el uso de protectores auditivos o *ear plugs* se encuentra restringido por algunas jurisdicciones (en Maryland EE. UU. se prohíbe bajo ciertas circunstancias el uso de protectores auditivos en motociclistas, lo mismo ocurre en Pennsylvania, Oregon, etc.). En [51, 53], se verifica que el uso de *cierres de cuello* (en inglés *neck seal*) solo logra disminuir el nivel de ruido en 4 dB a 120 km/h. Además, la inclusión de métodos pasivos, deben tener en cuenta([6]):

Concentración de Dióxido de Carbono (CO₂). La concentración de CO₂ debe estar cercana al 0,04%. En cambio la concentración de las exhalaciones propias de la respiración poseen una concentración de entre, 4% y 5% de CO₂. De esta manera, con el objetivo de evitar una intoxicación por CO₂, el casco y los métodos pasivos con los cuales sea intervenido deben garantizar cierto nivel de ventilación.

Visión. Los planos de visión horizontal y vertical se encuentran acotados por el uso de cascos. Se estima que en promedio se produce una reducción de 6,5° (≈ 3%) en el plano horizontal y 57,7° (≈ 22%) en el plano vertical. Estos valores logran compensarse como desplazamientos de la cabeza. El agregado de los métodos pasivos deben resguardar estos niveles.

Aislamiento Térmico. El uso de casco interfiere con el intercambio de calor natural que

se da en la cabeza. La pérdida de calor estándar en la cabeza de un sujeto real se encuentra entorno a los 14 W. Se ha demostrado que con el uso de cascos la pérdida de calor es aproximadamente de 10 W en la cara y 0,5 W en el cuero cabelludo, lo que sumado se aproxima a los valores naturales. De la convección natural que se da en el área del rostro, puede entenderse la magnitud de la disipación en esa área.

Efectos Fisiológicos. Los efectos fisiológicos por el uso de cascos de motocicletas han sido reportados en el año 2008 ([19]). Trabajos similares han documentado efectos similares para cascos de bicicletas, cascos de equitación, cascos de cricket, cascos de fútbol americano y protecciones del tipo industrial. Los efectos van desde la modificación del ritmo cardíaco, la variación sobre la concentración del ácido láctico hasta variaciones en la temperatura cutánea.

Efectos Cognitivos. Los aspectos que han sido descriptos líneas arriba, pueden repercutir en el sistema cognitivo, al punto de disminuir la voluntad de utilización de cascos. La sensibilidad de respuesta a algunos estímulos resulta ser mayor en la cabeza, aunque representa una porción de piel reducida. Lo mismo ocurre con respecto al confort térmico del cuerpo. Por ejemplo, estudios han demostrado que la sensibilidad térmica de la cara es 2,5 veces mayor al promedio del resto del cuerpo. Por eso, no resulta extraño que la incomodidad térmica es uno de los motivos principales a la hora de estudiar el rechazo al uso de cascos. Sin embargo, no queda claro que los sistemas de ventilación sean una solución definitiva a este problema. Se han estudiado velocidades de reacción y tiempo de resolución de problemas para personas que llevan cascos agregando variaciones internas de temperatura, y no se han podido establecer relaciones directas. Sin embargo, el aumento de la concentración de CO₂ podría interferir directamente en el desempeño cognitivo del usuario.

1.4.3. Control Activo de Ruido en Cascos de Motocicletas

Aunque el CAR tenga una amplia variedad de aplicaciones de distintas características, existe una muy baja densidad de trabajos de CAR referidos al ruido de motocicletas

([7, 11, 48, 49]). Esto último podría atribuirse a la complejidad que impone dinámica variante del problema.

La escasa cantidad de bibliografía que existe en el área se evidencia al reconocer que sólo en [11] y [49] se presentan aproximaciones a la solución desde el punto de vista del CAR. En [49] se le da al problema un estudio basado en técnicas de FF adaptivas con adaptación del camino secundario (ver FX-LMS en [46]). Por su parte, en [11], el planteo está basado en técnicas de FF lineales de tiempo invariante; en inglés **Linear Time Invariant (LTI)**; combinadas con técnicas lineales de parámetros variantes; en inglés **Linear Parameter Variant (LPV)**; para el FB. Así, esta última estrategia propone un tratamiento híbrido que resulta novedoso en el área. Finalmente, es importante destacar que sólo en [49] se presentan resultados experimentales.

En el plano comercial, no existe ninguna propuesta que aproxime a una solución activa. Relevamientos sobre varios equipos (auriculares) comerciales y su desempeño para motocicletas, ponen en evidencia la deficiencia o bajo nivel de rendimiento alcanzado por estos dispositivos cuando son probados en situaciones de ruta real a la que se exponen motociclistas ([90]).

1.5. Objetivos y Resultados

Esta tesis persigue el objetivo principal de extender a una mayor profundidad el conocimiento sobre las características del ruido en torno a cascos de motocicletas. Luego, abordar la problemática del diseño de control. En particular:

1. **Estado del arte:** Reportar los últimos avances en el área del control activo de ruido en cascos. Asimismo, se presentan resultados que orbitan en torno al problema del CAR y cascos.
2. **Desarrollo de la plataforma experimental:** Se desarrolla todo un conjunto de herramientas necesarias para poder llevar adelante cada una de las etapas experimentales. Algunas en ambientes controlados (cámara anecoica) otras en situación

de ruta real. El desarrollo de un sujeto de pruebas tendrá un importancia fundamental en el desarrollo de esta tesis.

3. **Caracterización del ruido:** Aportar más detalle a la caracterización del ruido en cascos de motocicletas y entender la deficiencia de los sistemas actuales para este tipo de entornos. Se trabaja en el espacio de la frecuencia. Además, se establece una dependencia bien definida entre la velocidad relativa y el nivel de presión acústica. Estos resultados están expresados con ponderación A y lineal.
4. **Técnicas de identificación y control con comprobaciones experimentales:** Proponer métodos y estrategias de identificación y control que no han sido probadas en el área, y aproximar a la solución. Se da un abordaje a la problemática del control activo en cascos de motocicletas con un enfoque robusto basados en norma- ∞ con tratamientos LTI y LPV. En todos estos casos con comprobación experimentales de los diseños. Estas alternativas utilizarán resultados del área de identificación de sistemas. Por último se propone una estrategia híbrida que combine controladores de feedback LTI con controladores adaptivos basados en Fx-LMS.
5. **Limitaciones del problema:** Evidenciar limitaciones propias de la aplicación que impedirán abordar el problema con determinados enfoques.

1.6. Contribuciones

Artículos en Revistas

1. García Violini D.; Sánchez Peña R. S.; Velis A.; “Time-varying noise control in motorcycle helmets”, *Acoustical Science and Technology*, 2015. vol. 36, num. 4.
2. García Violini D.; Sánchez Peña R. S.; Velis A.; Posse C.; “Active wind noise hybrid control in motorcycle helmets”, *Acoustical Science and Technology*, 2015 (en prensa).

Artículos en Conferencias

1. García Violini D.; Sánchez Peña R. S.; Velis A.; Posse C.; “Control Activo de Ruido Acústico en Cascos: Identificación y Control”, en *XV Reunión en Procesamiento de la Información y Control*, 2013..
2. Colmegna P.; García Violini D.; Ghersin A.; “Control de Suspensión Magnética LPV Conmutado”, en *XIV Reunión en Procesamiento de la Información y Control*, 2011.

El último artículo presenta y utiliza los resultados referidos a sistemas de parámetros variantes. De esta manera constituye las bases de los algoritmos que sigue el desarrollo del primer artículo en revista (“*Time-varying noise control in motorcycle helmets*”) además del desarrollo del Capítulo 5. Se considera una primera aproximación a los algoritmos de diseño LPV.

1.7. Organización

Esta tesis se encuentra organizada como se describe a continuación. En el Capítulo 2, se describen los resultados teóricos que servirán de base para los desarrollos experimentales de esta tesis. El Capítulo 3 despliega en su totalidad el setup experimental desarrollado y utilizado en relación a las dos etapas experimentales que describen los Capítulos siguientes. El Capítulo 4, desarrolla la primera instancia experimental de esta tesis. Allí, se detallan un serie de experiencias prácticas en escenarios reales, con el objetivo de profundizar los resultados existentes en torno al conocimiento y descripción del ruido en cascos de motocicletas. El Capítulo 5 describe las propuestas de control que aborda esta tesis. Por último, el Capítulo 6 comenta las conclusiones.

2 Preliminares

Se desarrollan a continuación aquellos resultados más relevantes utilizados en el desarrollo de los resultados principales de esta tesis.

2.1. Problema de Control en \mathcal{H}_∞

El problema de control en \mathcal{H}_∞ fue propuesto por G. Zames en dos charlas plenarias en la IEEE CDC del año 1976 y en la conferencia Allerton en 1979 hasta que finalmente logró un planteo formal en 1981 [95]. Sin embargo, los orígenes del problema de control en \mathcal{H}_∞ pueden referirse al año 1966 con el Teorema de la Mínima Ganancia del mismo autor.

En el año 1989, Doyle, Glover, Khargonekar y Francis [23] mostraron que el problema de control en \mathcal{H}_∞ puede ser resuelto vía ecuaciones algebraicas de Riccati (AREs). En el año 1994, P. Gahinet y P. Apkarian reformulan el problema obteniendo una solución vía desigualdades lineales matriciales; en inglés **Linear Matrix Inequalities** (LMI) (ver [28]). Allí logran relajarse algunas suposiciones del sistema planteando un problema de optimización convexa. Existe un gran número de herramientas de software que permiten alcanzar la solución del mismo (ver [30]).

2.1.1. Planteo Formal del Control en \mathcal{H}_∞

El problema de control en \mathcal{H}_∞ descrito por la Figura 2-1, se enuncia a continuación.

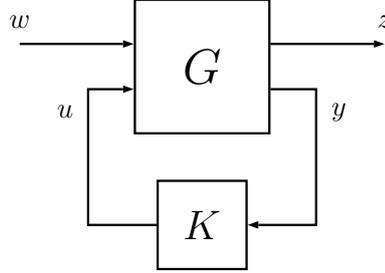


Figura 2-1: Estructura de control LFT utilizada en la definición del problema de control en \mathcal{H}_∞ .

Definición 2.1.1 Dada una matriz de transferencia real $G(s)$ y el espacio de matrices de transferencia reales \mathcal{K} , llamado espacio del controlador, se busca resolver el siguiente problema:

$$\begin{aligned} \min_{K \text{ estabilizantes}} \quad & \|T_{w \rightarrow z}(G, K)\|_\infty \\ \text{sujeto a} \quad & K \in \mathcal{K} \end{aligned} \tag{2-1}$$

Aquí, la función objetivo es la norma infinito del lazo cerrado, expresado como interconexión lineal fraccional (LFT) entre $G(s)$ y $K(s)$ en donde:

$$G(s) := \begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1w + B_2u \\ z = C_1x + D_{11}w + D_{12}u \\ y = C_2x + D_{21}w + D_{22}u \end{cases} \rightarrow \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{12} & D_{21} \\ C_2 & C_{21} & C_{22} \end{array} \right] \tag{2-2}$$

donde $x \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estado, $u \in \mathbb{R}^{n_u}$ la señal de control, $y \in \mathbb{R}^{n_y}$ la señal de salida medida, $w \in \mathbb{R}^{n_w}$ la señal externa al lazo y $z \in \mathbb{R}^{n_z}$ la salida regulada. De manera similar, se define:

$$K(s) := \begin{cases} \dot{x}_k = A_kx_k + B_ky \\ u = C_kx_k + D_ky \end{cases} \rightarrow \left[\begin{array}{c|c} A_k & B_k \\ \hline C_k & D_k \end{array} \right] \tag{2-3}$$

donde $x_k \in \mathbb{R}^{n_k}$ representa los estados del controlador. Utilizando estas definiciones y solamente por simplicidad en el desarrollo se supone $D_{22} = 0$, pueden obtenerse las matrices del sistema a lazo cerrado de la Figura 2-1:

$$T_{w \rightarrow z}(G, K) := \left[\begin{array}{c|c} A_L & B_L \\ \hline C_L & D_L \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|c} A + B_2 D_k C_2 & B_2 C_k & B_1 + B_2 D_k D_{12} \\ B_k C_2 & A_k & B_k D_{21} \\ \hline C_1 + D_{12} D_k C_2 & D_{12} C_k & D_{11} + D_{12} D_k D_{21} \end{array} \right] \quad (2-4)$$

donde la dimensión del sistema quedará definida por $n + n_k$. Se define entonces la norma infinito para una función de transferencia real y estable:

$$\|M(s)\|_\infty = \max_{\omega \in \mathbb{R}} \bar{\sigma}(M(j\omega)) \quad (2-5)$$

donde $\bar{\sigma}(M(j\omega))$ representa el máximo valor singular de la matriz compleja $M(j\omega)$. Esta última expresión, complementa la definición del problema de control en \mathcal{H}_∞ (Definición 2.1.1).

El problema de síntesis, ha sido abordado desde varios enfoques. La primera de las soluciones fue obtenida utilizando la parametrización de Youla-Kucera en [27, 95]. La solución que allí se proponía resultaba en controladores de orden elevado en comparación con $G(s)$. La segunda propuesta, la que ya ha sido mencionada (ver [23]), proponía una solución basada en ecuaciones algebraicas de Riccati disminuyendo el orden de los controladores obtenidos. En la tercer propuesta, tomada de [28], se relajan algunas suposiciones sobre $G(s)$, mientras que conserva el número de estados para el controlador alcanzado en [23] formulando la solución basándose en LMIs para lo que existe un gran número de paquetes de software dedicados. Por eso, problema de síntesis formulado como en [28] resulta ser el enfoque más atractivo de los tres.

El problema de síntesis, ha sido documentado en [24, 85] y puede seguirse allí. Sin embargo también puede entenderse al problema de diseño de control en \mathcal{H}_∞ como un caso particular de diseño de sistema LPV.

2.2. Definiciones y Control de Sistemas Lineales de Parámetros Variantes

Esta sección, en la cual se desarrolla la teoría de sistemas LPV utilizada en el desarrollo de la aplicación del Capítulo 4. Esencialmente tomada de [16, 34], se basa en el trabajo clásico sobre la teoría de control LPV ([4, 94]). En [4] la estabilidad y la performance de sistemas LPV son establecidas por métodos de síntesis y análisis, basados en funciones de Lyapunov cuadráticas. Aunque este acercamiento es esencialmente conservador, por el tipo de función de Lyapunov en el cual está basado, sigue siendo atractivo en la medida que da soluciones muy simples y computables, similares a las encontradas en [29] para el caso del control en \mathcal{H}_∞ .

En [94] (en cierto modo una continuación del trabajo de [4]), basa su estudio de performance y estabilidad de sistemas LPV en funciones de Lyapunov dependientes del parámetro; del inglés **P**arameter **D**ependent **L**yapunov **F**unction (PDLF), que es un acercamiento, potencialmente, menos conservador.

En esta sección, primero se presenta una condición de análisis basada en una PDLF. La manera en que esta condición cambia para una única función de Lyapunov (SQLF) se muestra después de acuerdo al enfoque de [4]. Luego se presenta un teorema de síntesis, el cual es una extensión de la condición de síntesis del control \mathcal{H}_∞ expuesto en [29], y un corolario del mismo para sistemas LPV afines, cuyo conjunto de variación del parámetro es un polígono compacto en el espacio real \mathbb{R}^s . Este corolario es una de las herramientas usadas para la síntesis del controlador utilizado en el desarrollo de la aplicación por su atractivo en la práctica, al brindar condiciones basadas en un problema de factibilidad, con un número finito de LMIs.

2.2.1. Definiciones de Sistemas Lineales de Parámetros Variantes

Definición 2.2.1 (Conjuntos \mathcal{P} y \mathcal{V}) Sea \mathcal{P} un conjunto compacto y \mathcal{V} un hipercubo, ambos contenidos en \mathbb{R}^s con \mathcal{V} definido como:

$$\mathcal{V} = \left\{ \nu \in \mathbb{R}^s, \nu = [\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_s]^T, |\nu_i| \leq \bar{\nu}_i \right\}$$

$$\text{con } \bar{\nu} = [\bar{\nu}_1 \quad \bar{\nu}_2 \quad \dots \quad \bar{\nu}_s]^T \in \mathbb{R}^s \text{ y } \bar{\nu}_i > 0.$$

Definición 2.2.2 (Conjunto de trayectorias del parámetro $\mathcal{F}_\mathcal{P}^\mathcal{V}$) El conjunto de trayectorias del parámetro se define como

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_\mathcal{P}^\mathcal{V} = \{ \theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s]^T \mid \theta \in \mathcal{C}^1(\mathbb{R}_+, \mathbb{R}^s) : \theta(t) \in \mathcal{P}, \\ \dot{\theta}(t) \in \mathcal{V}, \forall t \in \mathbb{R}_+, i = 1, 2, \dots, s \}. \end{aligned} \quad (2-6)$$

con \mathbb{R}_+ siendo el intervalo $[0, \infty)$ y $\mathcal{C}^1(\mathbb{R}, \mathbb{R}^s)$, el conjunto de las funciones reales continuas y diferenciables con imagen en \mathbb{R}^s .

Definición 2.2.3 (Sistema LPV) Las siguientes cuatro funciones matriciales representan un sistema LPV n -dimensional:

$$\mathcal{A} : \mathbb{R}^s \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n}$$

$$\mathcal{B} : \mathbb{R}^s \rightarrow \mathbb{R}^{n \times n_d}$$

$$\mathcal{C} : \mathbb{R}^s \rightarrow \mathbb{R}^{n_e \times n}$$

$$\mathcal{D} : \mathbb{R}^s \rightarrow \mathbb{R}^{n_e \times n_d}.$$

Sea $\theta \in \mathcal{F}_\mathcal{P}^\mathcal{V}$ una trayectoria específica, la dinámica del sistema evoluciona de acuerdo con la siguiente ecuación estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}(\theta) & \mathcal{B}(\theta) \\ \mathcal{C}(\theta) & \mathcal{D}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ d \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

con $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $e(t) \in \mathbb{R}^{n_e}$ y $d(t) \in \mathbb{R}^{n_d}$.

Dada una trayectoria θ ,

$$G_\theta \equiv \left[\begin{array}{c|c} \mathcal{A}(\theta) & \mathcal{B}(\theta) \\ \hline \mathcal{C}(\theta) & \mathcal{D}(\theta) \end{array} \right] \quad (2-8)$$

denota el sistema Lineal de Tiempo Variante (LTV) cuya dinámica evoluciona como describe la ecuación (2-7). Para condiciones iniciales nulas, con $\Phi(t, t_0)$ la correspondiente matriz de transición del sistema de la ecuación (2-7), G_θ representa un operador lineal como sigue:

$$\begin{aligned} G_\theta : \mathcal{L}_2 &\rightarrow \mathcal{L}_2 \\ e &= G_\theta d \\ e(t) &= \int_{t_0}^t C(\theta(\tau))\Phi(\tau, t_0)B(\theta(\tau))d(\tau)d\tau + Dd(t). \end{aligned} \quad (2-9)$$

A partir de estas definiciones, el sistema LPV es definido como el conjunto de sistemas LTV que lo generan:

$$G_{\mathcal{F}_P^\nu} = \{G_\theta : \theta \in \mathcal{F}_P^\nu\}.$$

Estabilidad θ -cuadrática

Se considera ahora la dinámica LPV sin entrada:

$$\dot{x} = \mathcal{A}(\theta)x \quad x(0) = x_0 \quad (2-10)$$

con $\theta \in \mathcal{F}_P^\nu$. Se define la función de Lyapunov cuadrática dependiente del parámetro $V(x) = x^T \mathcal{X}(\theta)x$ con $\mathcal{X}(z) \in \mathbb{S}^{n \times n}$, $\mathcal{X}(z) > 0$ para todo $z \in \mathcal{P}$. Para cualquier $\theta \in \mathcal{F}_P^\nu$, sea $x(t)$ una trayectoria de (2-10), y sea $v(t) = V(x(t))$ la función de Lyapunov evaluada sobre el parámetro, la derivada de v con respecto al tiempo estará dada por:

$$\dot{v} = x^T \left[\mathcal{A}^T(\theta)\mathcal{X}(\theta) + \mathcal{X}(\theta)\mathcal{A}(\theta) + \sum_1^s \dot{\theta}_i \frac{\partial \mathcal{X}(\theta)}{\partial \theta_i} \right] x.$$

Se ha obviado la dependencia de v , x y θ con respecto al tiempo para hacer más clara la lectura.

Definición 2.2.4 (Estabilidad θ -cuadrática) *La función \mathcal{A} es θ -cuadráticamente estable sobre \mathcal{P}_v (o θ -QS sobre \mathcal{P}_v) si existe una función matricial $\mathcal{X} : \mathbb{R}^s \mapsto \mathbb{S}^{n \times n}$, tal que para todo $\theta \in \mathcal{P} \subset \mathbb{R}^s$ y para todo $\dot{\theta} \in \mathcal{V}$, con $\dot{\theta} = [\dot{\theta}_1 \ \dot{\theta}_2 \ \dots \ \dot{\theta}_s]$, la siguiente desigualdad matricial se satisface:*

$$\mathcal{A}^T(\theta)\mathcal{X}(\theta) + \mathcal{X}(\theta)\mathcal{A}(\theta) + \sum_1^s \dot{\theta}_i \frac{\partial \mathcal{X}}{\partial \theta_i} < 0.$$

Se puede demostrar ([94]), que si la última desigualdad se satisface, el sistema (2-10) es exponencialmente estable para cualquier $\theta \in \mathcal{F}_\mathcal{P}^\mathcal{V}$.

Dado el operador lineal definido por un sistema LTV (ver ecuación (2-9)), y considerando la definición estándar de una norma \mathcal{L}_2 inducida para un operador, se establece la norma del supremo sobre todas las trayectorias del parámetro como herramienta para evaluar la performance de los sistemas LPV. Bajo estas ideas, se define primero la norma de un sistema LPV.

Definición 2.2.5 (Norma de un sistema LPV) *La norma de un sistema LPV θ -QS se define como*

$$\|G_{\mathcal{P}_v}\| = \sup_{\theta \in \mathcal{F}_\mathcal{P}^\mathcal{V}} \sup_{\|d\|_2=1} \|G_\theta \cdot d\|_2.$$

A continuación, se presenta un lema que da una condición de análisis suficiente para la estabilidad y performance de sistemas LPV en base a una PDLF: Lema Real Acotado o por sus siglas en inglés BRL (**B**ounded **R**eal **L**emma).

Lema 2.2.1 [BRL para sistemas LPV] *Sea $\mathcal{P} \subset \mathbb{R}^s$ un conjunto compacto y $\{\xi_i\}_1^s$ un conjunto de números no negativos. Si existe una función continuamente diferenciable*

$\mathcal{X} : \mathbb{R}^s \mapsto \mathbb{R}^{n \times n}$, con $\mathcal{X}(\theta)$ simétrica y definida positiva para todo $\theta \in \mathcal{P}$, y además se cumple la siguiente desigualdad matricial

$$\begin{bmatrix} \mathcal{A}^T(\theta)\mathcal{X}(\theta) + \mathcal{X}(\theta)\mathcal{A}(\theta) + \sum_1^s \nu_i \frac{\partial \mathcal{X}}{\partial \theta_i} & \mathcal{X}(\theta)\mathcal{B}(\theta) & \mathcal{C}^T(\theta) \\ \mathcal{B}^T(\theta)\mathcal{X}(\theta) & -\gamma I & \mathcal{D}^T(\theta) \\ \mathcal{C}(\theta) & \mathcal{D}(\theta) & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (2-11)$$

para todo $\theta \in \mathcal{P}$ y para todo $|\nu_i| \leq \xi_i$, con $i = 1, 2, \dots, s$, entonces el sistema LPV $G_{\mathcal{P}_\nu}$ es θ -QS. Además $\|G_{\mathcal{P}_\nu}\| < \gamma$.

Demostración 2.2.1 Ver [94].

2.2.2. Problema de Síntesis

Se comienza presentando la forma de la planta LPV y del controlador, para luego poder efectuar las correspondientes referencias.

Definición 2.2.6 (Planta LPV) Sea la planta G un sistema dinámico LPV n -dimensional finito, el cual mapea entradas externas de perturbación “ w ” y fuerzas de control “ u ” a salidas de performance “ z ” y de mediciones “ y ”, cuya dinámica en variables de estado está regida por la siguiente ecuación:

$$\begin{array}{c} \mathcal{G}_{ol}(\theta(t)) \\ \left[\begin{array}{c} \dot{x}(t) \\ z(t) \\ y(t) \end{array} \right] = \overbrace{\left[\begin{array}{ccc} \mathcal{A}(\theta(t)) & \mathcal{B}_1(\theta(t)) & \mathcal{B}_2(\theta(t)) \\ \mathcal{C}_1(\theta(t)) & \mathcal{D}_{11}(\theta(t)) & \mathcal{D}_{12}(\theta(t)) \\ \mathcal{C}_2(\theta(t)) & \mathcal{D}_{21}(\theta(t)) & \mathcal{D}_{22}(\theta(t)) \end{array} \right]} \left[\begin{array}{c} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{array} \right] \end{array} \quad (2-12)$$

donde $\theta(t) \in \mathcal{P}$, \dot{x} , $x \in \mathbb{R}^n$, $w \in \mathbb{R}^{n_w}$ es la perturbación, $z \in \mathbb{R}^{n_z}$ es la salida controlada,

$u \in \mathbb{R}^{n_u}$ es la fuerza de control e $y \in \mathbb{R}^{n_y}$ es la medición para el control.

Suposición 2.2.1 Sin pérdida de generalidad se asume que la matriz \mathcal{D}_{22} es cero, condición que es fácilmente salvable mediante técnicas de loop shifting (ver [3]).

Definición 2.2.7 (Controlador LPV) La clase de controladores LPV que interesan son de la forma

$$\mathcal{K}(\theta(t), \dot{\theta}(t)) \quad (2-13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_k(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{A}_k(\theta(t), \dot{\theta}(t)) & \mathcal{B}_k(\theta(t), \dot{\theta}(t)) \\ \mathcal{C}_k(\theta(t), \dot{\theta}(t)) & \mathcal{D}_k(\theta(t), \dot{\theta}(t)) \end{bmatrix}}^{\mathcal{K}(\theta(t), \dot{\theta}(t))} \begin{bmatrix} x_k(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

donde $x_k \in \mathbb{R}^{n_k}$ es el estado del controlador.

En lo que sigue, a fin de evitar sobrecargar la notación, se usarán las letras caligráficas para matrices dependientes del parámetro, mientras que las regulares serán usadas en aquellas que no lo sean.

Suposición 2.2.2 Se asume que la terna dependiente del parámetro $(\mathcal{A}, \mathcal{B}_2, \mathcal{C}_2)$ es establezable y detectable para todo $\theta \in \mathcal{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{V}}$, lo cual garantiza la existencia de un controlador LPV, por realimentación de salida, estabilizante. (ver [4, 94]).

Dada una planta LPV como la presentada en la definición 2.2.6, el problema de control de performance- γ busca un controlador, como el de la definición 2.2.7, tal que para el sistema a lazo cerrado dado por

$$G_{\mathcal{P}_v}^{cl} \equiv \left[\begin{array}{c|c} \mathcal{A}_{cl}(\cdot) & \mathcal{B}_{cl}(\cdot) \\ \hline \mathcal{C}_{cl}(\cdot) & \mathcal{D}_{cl}(\cdot) \end{array} \right] \quad (2-15)$$

con

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_{cl} &= \begin{bmatrix} \mathcal{A} + \mathcal{B}_2 \mathcal{D}_k \mathcal{C}_2 & \mathcal{B}_2 \mathcal{C}_k \\ \mathcal{B}_k \mathcal{C}_2 & \mathcal{A}_k \end{bmatrix} \\ \mathcal{B}_{cl} &= \begin{bmatrix} \mathcal{B}_1 + \mathcal{B}_2 \mathcal{D}_k \mathcal{D}_{21} \\ \mathcal{B}_k \mathcal{D}_{21} \end{bmatrix} \\ \mathcal{C}_{cl} &= \begin{bmatrix} \mathcal{C}_1 + \mathcal{D}_{12} \mathcal{D}_k \mathcal{C}_2 & \mathcal{D}_{12} \mathcal{C}_k \end{bmatrix} \\ \mathcal{D}_{cl} &= \mathcal{D}_{11} + \mathcal{D}_{12} \mathcal{D}_k \mathcal{D}_{21} \end{aligned}$$

el siguiente análisis LMI tenga solución

$$\begin{bmatrix} \mathcal{A}_{cl}^T \mathcal{X}_\infty + \mathcal{X}_\infty \mathcal{A}_{cl} + \sum_{i=1}^s \nu_i \frac{\partial \mathcal{X}_\infty}{\partial \theta_i} & \mathcal{X}_\infty \mathcal{B}_{cl} & \mathcal{C}_{cl}^T \\ \mathcal{B}_{cl}^T \mathcal{X}_\infty & -\gamma I & \mathcal{D}_{cl}^T \\ \mathcal{C}_{cl} & \mathcal{D}_{cl} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0$$

para alguna función matricial $\mathcal{X}_\infty : \mathbb{R}^s \rightarrow \mathbb{R}^{(n+n_k) \times (n+n_k)}$, con $\mathcal{X}_\infty(\theta) > 0 \forall \theta \in \mathcal{P}$.

De acuerdo al lema 2.2.1, si esta función existe, el sistema a lazo cerrado es θ -QS y $\|G_{\mathcal{P}_\nu}^{cl}\| < \gamma$ (ver Figura 2-2).

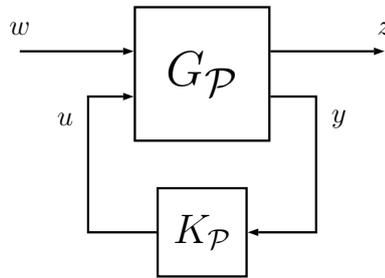


Figura 2-2: Interconexión en forma lineal fraccional entre la planta y el controlador.

Solución General

El siguiente teorema es adaptado de [2]:

Teorema 2.2.1 (Condiciones de Solubilidad Proyectadas) *Considere la planta LPV*

de la definición 2.2.6 con $\theta \in \mathcal{F}_p^{\mathcal{V}}$. Existe un controlador gain-scheduling por realimentación de salida, como el presentado en la definición 2.2.7, que fuerza la estabilidad interna, y una cota γ sobre la ganancia \mathcal{L}_2 del sistema a lazo cerrado (2-12) y (2-14), siempre que existan \mathcal{S} y \mathcal{R} , funciones matriciales simétricas y definidas positivas, tal que las siguientes condiciones LMI:

$$-\begin{bmatrix} \mathcal{R} & I \\ I & \mathcal{S} \end{bmatrix} \leq 0 \quad (2-16)$$

$$\mathcal{N}_S^T \begin{bmatrix} \mathcal{A}^T \mathcal{S} + \mathcal{S} \mathcal{A} + \dot{\mathcal{S}} & \mathcal{S} \mathcal{B}_1 & \mathcal{C}_1^T \\ \mathcal{B}_1^T \mathcal{S} & -\gamma I & \mathcal{D}_{11}^T \\ \mathcal{C}_1 & \mathcal{D}_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \mathcal{N}_S < 0 \quad (2-17)$$

$$\mathcal{N}_R^T \begin{bmatrix} \mathcal{A} \mathcal{R} + \mathcal{R} \mathcal{A}^T - \dot{\mathcal{R}} & \mathcal{R} \mathcal{C}_1^T & \mathcal{B}_1 \\ \mathcal{C}_1 \mathcal{R} & -\gamma I & \mathcal{D}_{11} \\ \mathcal{B}_1^T & \mathcal{D}_{11}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \mathcal{N}_R < 0 \quad (2-18)$$

con

$$\begin{aligned} \widehat{\mathcal{N}}_S &= \ker \begin{bmatrix} \mathcal{C}_2 & \mathcal{D}_{21} \end{bmatrix} & \widehat{\mathcal{N}}_R &= \ker \begin{bmatrix} \mathcal{B}_2^T & \mathcal{D}_{12}^T \end{bmatrix} \\ \mathcal{N}_S &= \begin{bmatrix} \widehat{\mathcal{N}}_S & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} & \mathcal{N}_R &= \begin{bmatrix} \widehat{\mathcal{N}}_R & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

se verifiquen para todo $\theta \in \mathcal{P}$ y $\dot{\theta} \in \mathcal{V}$.

Demostración 2.2.2 Ver [93].

Solución Clásica

Este problema fue establecido en [94], donde se lo definió y resolvió como el **problema de síntesis LPV de variación- ξ y performance- γ** .

El trabajo de [4], el cual es anterior al de [94], es similar a este último en lo que respecta a las manipulaciones algebraicas que son realizadas para derivar las LMIs de síntesis, comenzando desde una LMI de análisis de lazo cerrado. El hecho que sea usada una **Single Quadratic Lyapunov Function (SQLF)** como $V(x) = x^T X_\infty x$, con X_∞ una matriz constante, permite a este acercamiento, no hacer uso de ninguna cota sobre la máxima velocidad de cambio del parámetro, técnicamente permitiendo que las trayectorias del mismo sean simplemente continuas por tramos. El aspecto atractivo de tal función de Lyapunov es que resulta más fácilmente tratable desde el punto de vista del cálculo del controlador, que con el enfoque PDLF. Como se mostrará en el corolario 2.2.2, si la dependencia de las matrices de estado de la planta aumentada a lazo abierto es afín con el parámetro, y si el conjunto compacto \mathcal{P} es un polítopo definido por un número finito de vértices, la síntesis de los controladores LPV puede llevarse a cabo resolviendo un problema de factibilidad con un número finito de LMIs.

Las manipulaciones algebraicas que se utilizan para obtener las LMIs de síntesis, son similares a las que se encuentran en [29] para sistemas LTI, para lo cual es necesario restringir las matrices B_2 , C_2 , D_{12} y D_{21} de la planta aumentada a lazo abierto a ser constantes. Esto no implica una restricción muy seria, dado que puede ser superada a través de un filtro pasa bajo a la entrada o salida de la planta, a expensas de incrementar su número de estados ([30]).

En la siguiente subsección, se presenta el teorema de síntesis que sigue del enfoque de [30], como una de las herramientas utilizadas para el diseño de la aplicación LPV del Capítulo 5.

2.2.3. Análisis con una Única Función de Lyapunov

Estabilidad Cuadrática

Considere ahora el sistema LPV sin entrada de la ecuación (2-10). Se restringe la función de Lyapunov V a la forma $V(x) = x^T X x$, pero en este caso, siendo $X \in \mathbb{R}^{n \times n}$ una matriz constante, simétrica y definida positiva. Para cualquier $\theta \in \mathcal{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{V}}$, con $x(t)$ una trayectoria de (2-10), $v(t) = V(x(t))$ representa nuevamente el funcional V evaluado sobre la trayectoria. La derivada de v respecto al tiempo es en consecuencia

$$\dot{v} = x^T [\mathcal{A}^T(\theta)X + X\mathcal{A}(\theta)]x.$$

A continuación se definirá “*estabilidad cuadrática*” como la condición de estabilidad basada sobre una SQLF.

Definición 2.2.8 *La función \mathcal{A} es cuadráticamente estable sobre \mathcal{P} (o QS sobre \mathcal{P}) si existe una matriz real $X \in \mathbb{R}^{n \times n}$, con $X = X^T > 0$, tal que para todo $\theta \in \mathcal{P} \subset \mathbb{R}^s$ la siguiente la desigualdad*

$$\mathcal{A}^T(\theta)X + X\mathcal{A}(\theta) < 0$$

se satisface.

Debe señalarse que la restricción a una SQLF, es un caso particular del lema 2.2.1 que origina, en la correspondiente LMI, la desaparición de la condición sobre la derivada de \mathcal{X} . Esto da lugar a una condición de estabilidad y performance fuerte, dado que acepta trayectorias del parámetro discontinuas.

2.2.4. Presentación del Problema de Control

Aquí se repite lo expuesto en la sección 2.2.2. La planta G es un sistema LPV dinámico n dimensional como en la definición 2.2.6, que mapea entradas externas de perturbación “ w ” y fuerzas de control “ u ” a salidas de performance “ z ” y de mediciones “ y ”. Se mantiene la suposición 2.2.1 ($D_{22} = 0$) al igual que la siguiente.

Suposición 2.2.3 *Se supone que las matrices B_2 , C_2 , D_{12} y D_{21} son constantes para convexidad.*

Sea θ la trayectoria del parámetro con $\theta \in \mathcal{F}_{\mathcal{P}}^{\mathcal{V}}$. El problema de control LPV de performance- γ , limitado a una SQLF, consiste en encontrar un controlador LPV, como el de la definición 2.2.7, tal que para el sistema a lazo cerrado de la ecuación (2-15) el siguiente análisis LMI,

$$\begin{bmatrix} \mathcal{A}_{cl}^T X_{\infty} + X_{\infty} \mathcal{A}_{cl}(\theta) & X_{\infty} \mathcal{B}_{cl}(\theta) & \mathcal{C}_{cl}^T(\theta) \\ \mathcal{B}_{cl}^T(\theta) X_{\infty} & -\gamma I & \mathcal{D}_{cl}^T(\theta) \\ \mathcal{C}_{cl}(\theta) & \mathcal{D}_{cl}(\theta) & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (2-19)$$

sea factible para alguna matriz simétrica $X_{\infty} \in^{(n+n_k) \times (n+n_k)}$, con $X_{\infty} > 0$. Por el teorema de análisis, si existe tal matriz, el sistema a lazo cerrado es QS y $\|G_{\mathcal{P}_v}^{cl}\| < \gamma$.

2.2.5. Solución del Problema de Performance- γ limitado a una SQLF

Corolario 2.2.1 *Sean $\mathcal{N}_{\mathcal{R}}$ y $\mathcal{N}_{\mathcal{S}}$ definidas como en el teorema 2.2.1. Se restringen las funciones \mathcal{S} y \mathcal{R} a que sean constantes, i.e., si existen dos matrices simétricas y definidas positivas, R y $S \in^{n \times n}$ tal que las LMIs (2-16), (2-17) y (2-18) se satisfagan para todo $\theta \in \mathcal{P}$, entonces existe un controlador LPV como el de la definición 2.2.7, tal que el sistema a lazo cerrado $G_{\mathcal{P}_v}^{cl}$ es QS. Más aún, $\|G_{\mathcal{P}_v}^{cl}\| < \gamma$.*

Demostración 2.2.3 Ver [29].

Comentarios sobre la demostración. En [29], la equivalencia entre la LMI (2-19) y el sistema de LMIs (2-16), (2-17) y (2-18) se prueba para el caso LTI, *i.e.* para cada punto \mathcal{P} , lo cual resulta suficiente para el lema de análisis.

En [4], se señala lo siguiente para el caso SQLF: Las LMIs (2-16), (2-17) y (2-18) son condiciones convexas sobre las matrices R y S . Más aún, dado que la dependencia de estas desigualdades sobre $\theta \in \mathcal{P}$ es continua, la solución al problema LPV de performance- γ termina siendo un problema de factibilidad LMI convexo con un número infinito de condiciones (producto que \mathcal{P} es infinito). El típico enfoque utilizado, con el fin de obtener una aproximación finita a este problema con un número infinito de condiciones, es grillar el conjunto \mathcal{P} . Si no se puede encontrar una solución sobre una grilla finita de \mathcal{P} , es claro que no existirá solución para todo \mathcal{P} , pero por contrario, si existe solución, no hay garantía que sea válida para todo \mathcal{P} . En este caso, el enfoque práctico intenta resolver el problema en una grilla densa de \mathcal{P} , aunque se debe tener en cuenta que a medida que el número de parámetros crece, el número de puntos en la grilla aumenta de manera exponencial. En [4], se señala que para obtener un resultado razonable, no deben existir más de cuatro parámetros, *i.e.*, $\theta \in \mathcal{P} \subset \mathbb{R}^4$.

2.2.6. Sistemas Afines

Como se anticipó previamente, condiciones adicionales dan un problema de factibilidad convexa con un número finito de LMIs. De hecho, este es el caso, si el conjunto \mathcal{P} se limita a un polígono convexo con un número finito de vértices, y si la dependencia de las matrices de estado de la planta a lazo abierto, es afín sobre el parámetro. Esto quiere decir que la correspondiente matriz del sistema, $\mathcal{G}_{ol}(\theta)$ en la ecuación (2-12), depende del parámetro de la siguiente forma:

$$\mathcal{G}_{ol}(\theta) = G_{ol}^{a_0} + \theta_1 G_{ol}^{a_1} + \dots + \theta_s G_{ol}^{a_s}$$

$$\theta(t) \in \Theta = \mathcal{C}_o\{\theta_1, \dots, \theta_p\}$$

siendo \mathcal{C}_o la cáscara convexa del conjunto de vértices que definen \mathcal{P} y, constantes las matrices del sistema $G_{ol}^{a_i}$.

El sistema LPV en forma afín puede ser equivalentemente dado por los “*sistemas vértices*”, *i.e.* por las imágenes de los p vértices que forman el conjunto \mathcal{P} ,

$$\mathcal{G}_{ol}(\theta(t)) \in \mathcal{C}_o\{G_{ol}^{p_1}, \dots, G_{ol}^{p_p}\}$$

$$G_{ol}^{p_i} = \mathcal{G}_{ol}(\theta_i) \quad i = 1, \dots, p$$

de una manera tal que para todo t , el sistema matricial pueda ser expresado como

$$\mathcal{G}_{ol}(\theta(t)) = \sum_1^p G_{ol}^{p_i} \eta_i(t) \quad \text{con} \quad (2-20)$$

$$\theta(t) = \sum_1^p \theta_i \eta_i(t) \quad \text{y} \quad \sum_1^p \eta_i(t) = 1.$$

Los sistemas dados en esta forma se los denomina sistemas politópicos, cuyas coordenadas, que dependen de θ , son los números η_i . Las $G_{ol}^{p_i}$ son:

$$G_{ol}^{p_i} = \begin{bmatrix} A_i & B_{1i} & B_2 \\ C_{1i} & D_{11i} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2-21)$$

Una vez introducidos los sistemas afines se presenta el siguiente corolario.

Corolario 2.2.2 *Sea $\mathcal{P} \subset \mathbb{R}^s$ un conjunto politópico convexo definido por sus p vértices. Suponga que la planta aumentada es como la de la definición 2.2.6, y que satisface las suposiciones 2.2.2 y 2.2.3. Considere además que la matriz del sistema \mathcal{G}_{ol} es politópica como en la ecuación (2-20) y que $\mathcal{N}_{\mathcal{R}}$ y $\mathcal{N}_{\mathcal{S}}$ son las mismas que las definidas en el teorema 2.2.1. Si existen dos matrices R y $S \in \mathbb{R}^{n \times n}$ simétricas y definidas positivas, tal que el siguiente sistema de $2p + 1$ LMIs:*

$$\mathcal{N}_{\mathcal{S}} \begin{bmatrix} A_i^T S + S A_i & S B_{1i} & C_{1i}^T \\ B_{1i}^T S & -\gamma I & D_{11i}^T \\ C_{1i} & D_{11i} & -\gamma I \end{bmatrix} \mathcal{N}_{\mathcal{S}} < 0 \quad (2-22)$$

$$\mathcal{N}_R \begin{bmatrix} A_i R + R A_i^T & R C_{1i}^T & B_{1i} \\ C_{1i} R & -\gamma I & D_{11i} \\ B_{1i}^T & D_{11i}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \mathcal{N}_R < 0 \quad (2-23)$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0 \quad (2-24)$$

se satisface para $i = 1, \dots, p$, entonces existe un controlador LPV politópico, tal que el sistema a lazo cerrado es QS y $\|G_{p\nu}^{cl}\| < \gamma$.

Se resalta el hecho que este sea un problema de factibilidad LMI convexo con un número finito de desigualdades, que permite, a través de la aplicación de este teorema, la síntesis de controladores LPV mediante el uso de paquetes de software. Dado que a través de las matrices R y S se puede obtener una matriz de Lyapunov para el sistema a lazo cerrado, por lo tanto, para cada vértice, teniendo dicha matriz es posible resolver una LMI (ver [29], página 435, ecuación (55)) cuya solución es un *controlador vértice* (en [29] la solución es el controlador LTI). En caso que el sistema LMI sea tal que la LMI (2-24) es definida positiva, se verifica que el orden del controlador es el de la planta aumentada. Como consecuencia, teniendo R y S , se puede hacer un cálculo directo con los controladores vértices sin resolver ninguna LMI.

Para todo t , si se obtiene el parámetro θ en tiempo real, y por lo tanto, sus η_i coordenadas politópicas, las matrices de estado del controlador LPV son obtenidas como combinación convexa de los controladores vértices, permitiendo la siguiente implementación:

$$\theta(t) = \sum_{i=1}^p \eta_i(t) \theta_i$$

$$\mathcal{K}(\theta(t)) = \sum_{i=1}^p \eta_i(t) K_i$$

siendo K_i los controladores vértice y θ_i , los vértices de \mathcal{P} .

Note que la matriz del sistema del controlador $\mathcal{K}(\theta(t))$ se actualiza en tiempo real con la medición del parámetro θ , mientras que los sistemas vértices K_i son computados fuera de línea.

2.3. Feedforward en \mathcal{H}_∞

Las estructuras de control por FF son generalmente utilizadas con el objetivo de mejorar el desempeño en el seguimiento a referencias o bien para lograr una mejora en el rechazo de perturbaciones cuando estas se encuentran disponibles para ser medidas con antelación ([82]).

Los controladores de FF son de diseño inmediato cuando el conocimiento del sistema es exacto (la descripción no posee incertidumbre). La Fig 2-3 muestra un esquema de control de FF para el rechazo de perturbaciones medibles. En este caso es simple

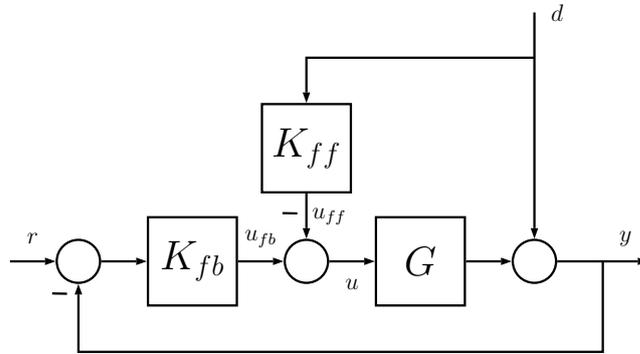


Figura 2-3: Estructura de control en FF para rechazo de perturbaciones.

verificar que si el objetivo es minimizar los efectos de la perturbación en la salida ($d \approx 0$), entonces:

$$K_{ff} \approx G^{-1} \Rightarrow T_{d \rightarrow y} = (1 + K_{fb}G)^{-1} (1 - K_{ff}G) \approx 0 \quad (2-25)$$

Sin embargo, esta última descripción es poco realista. El sistema real podría poseer dinámica de no mínima fase, lo que excluiría a G^{-1} del espacio de las funciones de transferencias estables, estrictamente propia siendo G^{-1} impropia, además de poseer

parte de su dinámica incierta. Este enfoque, se conoce como control en FF basado en inversión de modelo (ver [21]).

Fundamentalmente el enfoque que más resulta atractivo a los ejemplos de aplicación, son las estrategias de diseño de control en FF basadas en la minimización de la norma- ∞ . Básicamente pueden mencionarse dos trabajos: aquel propuesto por Giusto y Paganini ([35]) y uno más de Scorletti y Fromion ([79]). En [35] se propone una estrategia de diseño para incertidumbres de tiempo invariante y variante. Allí los autores prueban que el diseño de un controlador de FF puede ser formulado como un problema de optimización convexa pero de dimensión infinita involucrando LMIs dependiente de la frecuencia. Sin embargo, en una segunda etapa mediante el lema de *Kalman-Yakubovich-Popov* logran acotar el espacio de solución logrando eliminar las variables de decisión dependientes de la frecuencia, obteniendo de esta manera un problema de dimensión finita.

En la segunda de las referencias ([79]), la más recientes de las dos, se propone como primer resultado un método de diseño convexo de dimensión finita que involucra un número finito de LMIs. Por un lado se trata el problema de filtrado en \mathcal{H}_∞ y por otro se deduce la solución para el problema de control en FF en \mathcal{H}_∞ , dos problemas que ya habían sido estudiados como *duales* en [35].

Aunque, se puede demostrar que los resultados obtenido en [35] pueden obtenerse como caso particular de [79], el segundo de los métodos resulta ser poco atractivo desde el punto de vista práctico por derivar en controladores de orden elevado, requerir tiempos de cómputos extensos además de no dejar en claro como definir todas las variables de diseño. Por esto resulta más atractivo el trabajo propuesto en [35]. Al final de esta sección, se desarrolla este último algoritmo de diseño.

A continuación se establece el marco de trabajo referido al diseño de controladores de FF en casos en donde el problema desde su definición tiene asociada cierta incertidumbre dinámica estudiando su relación de desempeño de acuerdo al desempeño de un controlador de FB.

2.3.1. Control en Feedforward Basado en Inversión bajo Incertidumbre de Modelado

Los controladores en FF han sido utilizado tanto en el problema de seguimiento de referencias como también en el de rechazo de perturbaciones medibles en una variedad de aplicaciones como por ejemplo aeronaves, sistemas de aeroespacio ([57, 87]) y estructuras flexibles ([17, 47, 56]). Algunos trabajos previos en la bibliografía, han demostrado que este tipo de controladores tienen características robustas frente a *pequeñas* variaciones del sistema ([37, 76]). Sin embargo, la evidencia práctica muestra que los controles basados en FF pueden resultar sensibles frente a errores de modelado. Esta última característica da lugar a la pregunta sobre cuando y bajo que condiciones es conveniente la adición de un control de FF en sistemas con incertidumbre en el modelado.

Muchos sistemas suelen tener regiones de frecuencias en donde los niveles de incertidumbre son considerables, generalmente entorno a los ceros del sistema. Se describe a continuación el desarrollo de cotas sobre las magnitudes de *incertidumbres aceptables* con el fin de garantizar mejoras en el nivel de desempeño con el agregado de controladores de FF en comparación del desempeño obtenido por acción del FB. Se desarrollan criterios sobre como definir cuando los niveles de incertidumbre son lo suficientemente pequeños.

Rechazo de Perturbaciones con y sin Control de Feedforward

La siguiente subsección está adaptada de [21]. Se considera un sistema lineal, LTI, de dimensión finita con la misma cantidad de entradas que de salidas (sistema cuadrado) representado por la función de transferencia real G . El sistema de control es el que representa la Figura 2-3 suponiendo que eventualmente el control de FF no es tenido en cuenta, entonces la salida por acción del control de FB:

$$Y_{fb} := [(I + GK_{fb})^{-1}] D \quad (2-26)$$

donde Y y D representan las transformadas de Fourier de y y d respectivamente y la dependencia con $j\omega$ no está escrita por simplicidad en la lectura. Con la adición de un control en FF como se ve en la Figura **2-3**, la salida obtenida es:

$$Y_{ff} := (1 + GK_{fb})^{-1} (1 - K_{ff}G) D \quad (2-27)$$

Se define el error de rechazo:

$$E_{(ff,D)} := [(1 + K_{fb}G)^{-1} (1 - K_{ff}G)] D \quad (2-28)$$

Es simple ver que el control en FF puede ser elegido como

$$K_{ff} = G^{-1} \quad (2-29)$$

Con esta definición, se obtiene un rechazo exacto sustituyendo K_{ff} tal que $Y = 0$. Para esto último deben descartarse problemas de condiciones iniciales y errores de modelado. Bajo estas circunstancias, el control en FB contribuye a corregir aquellos errores de modelado, estabilizar el sistema y también contribuir al seguimiento de referencias r .

En la práctica el sistema G puede no ser conocido exactamente generando esto errores de modelado. Por esto, el control K_{ff} debe ser considerado mediante una descripción nominal G_0 del sistema G :

$$K_{ff} = G_0^{-1} \quad (2-30)$$

Lo que asume que la planta nominal es invertible, esta suposición se mantendrá a lo largo del desarrollo.

Suposición 2.3.1 *El modelo nominal G_0 con $G_0(j\omega) \in \mathbb{C}^{n \times n}$ tiene rango completo n .*

Observación 2.3.1 *Si la planta nominal G_0 es de no mínima fase, entonces G_0^{-1} puede lograrse usando enfoques off-line no causales ([22, 56]).*

Observación 2.3.2 *El diseño del controlador de FB es tal que el sistema a lazo ce-*

rrado conserva la estabilidad, lo que no será foco de este desarrollo. En lo siguiente se supondrá que la planta e incertidumbre son tales que el sistema a lazo cerrado es estable (estabilidad robusta).

Suposición 2.3.2 *El modelo nominal, la incertidumbre, y el controlador son tales que el sistema nominal y el perturbado a lazo cerrado son estables.*

Medida Sobre el Nivel de Desempeño en el Rechazo de Perturbaciones

Con el control de FF basado en inversión de modelo utilizado el modelo nominal del sistema, el error de rechazo queda definido

$$\begin{aligned} E_{(ff,D,\Delta)} &= [(I + GK_{fb})^{-1} (I - GG_0^{-1})] D \\ &= [(I + GK_{fb})^{-1} (G_0 - G) G_0^{-1}] D \\ &:= [(I + GK_{fb})^{-1} (\Delta) G_0^{-1}] D \end{aligned} \quad (2-31)$$

donde el subíndice Δ en el error de rechazo $E_{(ff,D,\Delta)}$ indica la dependencia con la incertidumbre dinámica del sistema $\Delta := G_0 - G$. Similarmente, el error de rechazo sin control de FF ($K_{ff} = 0$) puede ser obtenido:

$$E_{(fb,D,\Delta)} := D - Y_{fb} = [I + GK_{fb}]^{-1} D \quad (2-32)$$

Estos errores de rechazo dependen de la señal de perturbación D . Esta dependencia puede ser eliminada normalizando las medidas de los errores, tomando el peor caso. Se definen entonces:

$$\begin{aligned} \hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega) &:= \max_{\|D(j\omega)\|_2 \neq 0} \frac{\|E_{(ff,D,\Delta)}(j\omega)\|_2}{\|D(j\omega)\|_2} \\ &= \|(I + G(j\omega)K_{fb}(j\omega))^{-1} \Delta(j\omega)G_0^{-1}(j\omega)\|_2 \\ \hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega) &:= \max_{\|D(j\omega)\|_2 \neq 0} \frac{\|E_{(fb,D,\Delta)}(j\omega)\|_2}{\|D(j\omega)\|_2} \\ &= \|(I + G(j\omega)K_{fb}(j\omega))^{-1}\|_2 \end{aligned} \quad (2-33)$$

2.3.2. Comparación de los Niveles de Desempeño

En el Lema que se enuncia a continuación se comparan el nivel de desempeño $\hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega)$ sin control de FF basado en inversión de modelo ($K_{ff} = 0$) con el nivel de desempeño $\hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega)$ con el agregado del control de FF ($K_{ff} = G_0^{-1}$). Se plantean algunas condiciones de *invertibilidad*.

Condición 2.3.1 *El modelo nominal $G_0(j\omega)$ es de rango completo en ω , es decir, no posee polos o ceros en ω .*

Junto con la Suposición 2.3.1, esta condición implica que el rango del sistema $G_0(j\omega)$ es igual a n (mismo orden que G_0) y que los términos de la matriz $G_0(j\omega)$ son finitos en ω .

La condición siguiente especifica una cota de *niveles de incertidumbre aceptables*, definición que será utilizada en el Lema 2.3.1

Condición 2.3.2 (Incertidumbre aceptable) *La incertidumbre asociada al sistema satisface la condición de aceptabilidad para la inversión en ω , si la incertidumbre es acotada por $\delta(j\omega)$ tal que:*

$$\|\Delta(j\omega)\|_2 \leq \delta(j\omega) \leq \frac{\|G_0(j\omega)\|_2}{\kappa_{G_0}(j\omega)} \quad (2-34)$$

donde $\kappa_{G_0}(j\omega)$ representa el número de condición de la matriz $G_0(j\omega)$ basado en la norma-2 inducida:

$$\kappa_{G_0}(j\omega) := \|G_0(j\omega)\|_2 \|G_0^{-1}(j\omega)\|_2 \quad (2-35)$$

Observar que para el caso de sistemas SISO, el número de condición será siempre igual a uno. Bajo esa hipótesis, se podrá establecer (Teorema 2.3.1) un caso particular de implicancia directa en el desarrollo de aplicación de los Capítulos posteriores.

El Lema que se enuncia a continuación establece que el peor caso para el desempeño para el caso de control de FF es mejor (o igual) que el desempeño sin el control de FF si la incertidumbre satisface la condición de aceptabilidad 2.3.2.

Lema 2.3.1 *Dada una frecuencia ω , el sistema nominal satisface la Condición 2.3.1 y la condición de aceptabilidad 2.3.2, el nivel de desempeño con controlador de FF será mejor o igual que el desempeño que sin control de FF basado en inversión:*

$$\hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega) \leq \hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega) \quad (2-36)$$

donde $\hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega)$ y $\hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega)$ se definen en 2-33.

Demostración 2.3.1 *ver [21].*

En el caso donde el nivel de incertidumbre, excede el *tamaño* del sistema nominal, entonces habrá alguna incertidumbre particular dentro de la familia de modelos en donde el nivel de desempeño con controlador de FF es peor que el nivel de desempeño sin el controlador de FF. Esto último se enuncia formalmente en el siguiente Lema.

Lema 2.3.2 *Sea el modelo nominal G_0 el cual satisface la Condición 2.3.1 en ω . Entonces para algún controlador de FB y para algún escalar $\tilde{\epsilon} > 0$ existe una incertidumbre $\tilde{\Delta}(j\omega)$ que satisface:*

$$\|G_0(j\omega)\|_2 < \|\tilde{\Delta}(j\omega)\|_2 \leq (1 + \tilde{\epsilon})\|G_0(j\omega)\|_2 \quad (2-37)$$

tal que el nivel de desempeño con control de FF es peor que el nivel de desempeño sin controlador de FF:

$$\hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega) > \hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega) \quad (2-38)$$

donde $\hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega)$ y $\hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega)$ se definen en 2-33.

Demostración 2.3.2 *Ver [21].*

Tamaño de la Incertidumbre	Comparación de Desempeños
$\ \Delta(j\omega)\ _2 \leq \frac{\ G_0(j\omega)\ _2}{\kappa_{G_0}(j\omega)}$	\forall los controladores y cualquier incertidumbre $\Delta(j\omega)$, $\hat{E}_{(ff,\Delta)}(j\omega) \leq \hat{E}_{(fb,\Delta)}(j\omega)$
$\frac{\ G_0(j\omega)\ _2}{\kappa_{G_0}(j\omega)} < \ \Delta(j\omega)\ _2$	\exists un controlador y una incertidumbre $\hat{\Delta}(j\omega)$ tal que $\hat{E}_{(ff,\hat{\Delta})}(j\omega) > \hat{E}_{(fb,\hat{\Delta})}(j\omega)$
$\ G_0(j\omega)\ _2 < \ \Delta(j\omega)\ _2$	\forall controlador $\exists \hat{\Delta}(j\omega)$ tal que $\hat{E}_{(ff,\hat{\Delta})}(j\omega) \leq \hat{E}_{(fb,\hat{\Delta})}(j\omega)$

Tabla 2-1: Resumen de los resultados de los Lemas 2.3.1, 2.3.2 y 2.3.3.

En el caso de sistemas MIMO, una condición suficiente en el mejoramiento en el nivel de desempeño con el uso de controladores de FF, es que la perturbación sea menor que el modelo nominal dividido por el número de condición, es decir, satisface 2-35 en 2.3.2. Si se viola la cota de aceptabilidad, entonces para algún controlador de FB K_{fb} la adición de un control de FF hará empeorar el nivel de desempeño. La necesidad de la Condición 2.3.2 se muestra en el siguiente Lema.

Lema 2.3.3 *El modelo nominal G_0 satisface la Condición 2.3.1 en ω y tiene número de condición $\kappa_{G_0}(j\omega) > 1$. Luego, dado un escalar arbitrario $\hat{\epsilon} > 0$ existe un controlador de FB \hat{K}_{fb} y una incerteza determinada $\hat{\Delta}(j\omega)$ que satisfacen:*

$$\frac{1}{\kappa_{G_0}(j\omega)} \|G_0(j\omega)\|_2 \leq \|\hat{\Delta}(j\omega)\|_2 \leq \frac{1 + \hat{\epsilon}}{\kappa_{G_0}(j\omega)} \|G_0(j\omega)\|_2 \quad (2-39)$$

tal que el nivel de desempeño con el controlador de FF basado en inversión es peor que el nivel de desempeño sin este controlador:

$$\hat{E}_{(ff,\hat{\Delta})}(j\omega) > \hat{E}_{(fb,\hat{\Delta})}(j\omega) \quad (2-40)$$

donde $\hat{E}_{(ff,\hat{\Delta})}(j\omega)$ y $\hat{E}_{(fb,\hat{\Delta})}(j\omega)$ se definen en 2-33.

Demostración 2.3.3 *ver [21].*

Se resumen los resultados de los Lemas 2.3.1, 2.3.2 y 2.3.3 en la Tabla 2-1.

Uso de Controladores de Feedforward en Sistemas SISO

Dado que el número de condición de sistemas SISO es en cualquier caso igual a uno, se enuncia en el siguiente Teorema una condición necesaria y suficiente para el mejoramiento de los niveles de desempeño en este tipo de sistemas.

Teorema 2.3.1 (Controlador de FF basado en inversión para sistemas SISO)

Sea un sistema SISO con modelo nominal G_0 el que satisface la condición de invertibilidad 2.3.1 en ω . Entonces el error de rechazo $E_{(ff,D,\Delta)}(j\omega)$ con control de FF es menor o igual al error de rechazo $E_{(fb,D,\Delta)}(j\omega)$

$$E_{(ff,D,\Delta)}(j\omega) \leq E_{(fb,D,\Delta)}(j\omega) \quad (2-41)$$

Para todas las incertidumbres que satisfacen $|\Delta(j\omega)| \leq \delta(j\omega)$ si y solo si la cota de incertidumbre satisface la Condición 2.3.2,

$$|\Delta(j\omega)| \leq \delta(j\omega) \leq |G_0(j\omega)| \quad (2-42)$$

Demostración 2.3.4 ver [21]

2.3.3. Algoritmo de Síntesis de Controladores

Esta sección tiene por objetivo fundamental describir el proceso de diseño que se desprende del trabajo de Giusto y Paganini en [35] utilizado en el desarrollo de aplicación de los Capítulos posteriores. Para eso se da primero garantía de la existencia de un control en \mathcal{H}_∞ para un determinado valor de desempeño γ . La Figura 2-4 define la estructura del problema de síntesis utilizada en el Teorema 2.3.2 en donde:

$$M_{ff}(s) := \left[\begin{array}{c|ccc} A & B_1 & B_2 & B_3 \\ \hline C & D_1 & D_2 & D_3 \end{array} \right] \quad (2-43)$$

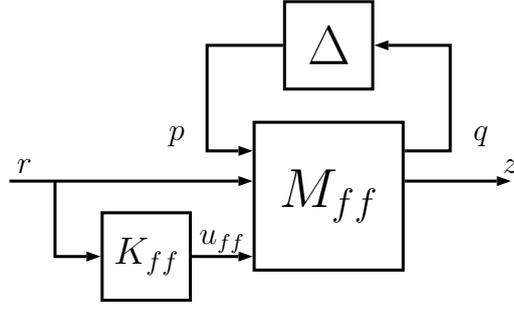


Figura 2-4: Estructura de control LFT utilizada en el Teorema 2.3.2. Se basa en la reestructuración LFT del modelo de la Figura 2-3

$$\mathbf{B}_{\Delta} := \left[\delta_1 I, \dots, \delta_{m_e} I_{k_{m_e}}, \Delta_1, \dots, \Delta_{m_c} \right] \quad (2-44)$$

con $\Delta \in \mathbf{B}_{\Delta}$. $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_1 \in \mathbb{R}^{n_p}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{n_r}$, $B_3 \in \mathbb{R}^{n_u}$, $C \in \mathbb{R}^{(n_q+n_z) \times n}$, $D_1 \in \mathbb{R}^{(n_q+n_z) \times n_p}$, $D_2 \in \mathbb{R}^{(n_q+n_z) \times n_r}$ y $D_3 \in \mathbb{R}^{(n_q+n_z) \times n_u}$. A continuación se dan condiciones sobre la existencia de un controlador de FF.

Teorema 2.3.2 Sea $\tilde{\mathcal{N}}_R$ una base del $\ker \left\{ \begin{bmatrix} B'_3 & D'_3 \end{bmatrix} \right\}$ y

$$\tilde{\mathcal{L}}_R := \begin{bmatrix} \tilde{\mathcal{N}}_R & 0 \\ 0 & I_{n_p+n_r} \end{bmatrix} \quad (2-45)$$

con n_p y n_r ordenes de las señales p y r respectivamente definidas en la Figura 2-4.

Entonces, existe un sistema K_{ff} que satisface un nivel γ de desempeño robusto en \mathcal{H}_{∞} para perturbaciones $\Delta \in \mathbf{B}_{\Delta}$ si y solo si existen matrices definidas positivas R , $Z \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $X \in \mathbf{X}$, tal que se satisface el siguiente sistema de LMIs:

$$\tilde{\mathcal{L}}'_R \begin{bmatrix} AR + RA' & RC' & B_1 X & B_2 \\ CR & - \begin{bmatrix} X & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} & D_1 X & D_2 \\ XB'_1 & XD_2 & -X & 0 \\ B_2 & D_2 & 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} \tilde{\mathcal{L}}_R < 0 \quad (2-46)$$

$$\begin{bmatrix} ZA' + AZ & BX & ZC' \\ XB'_1 & -X & XD'_1 \\ CZ & D_1X & -\begin{bmatrix} X & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \end{bmatrix} < 0 \quad (2-47)$$

$$R - Z \geq 0 \quad (2-48)$$

con

$$\mathbf{X} := \left[X_1, \dots, X_{m_e}, x_1 I_{k_1}, \dots, x_{m_c} I_{k_{m_c}} \right]$$

que define el espacio de matrices definidas positivas con esa estructura que además conmutan con Δ .

Demostración 2.3.5 ver [35]

Con este resultado se resume el proceso de síntesis en el siguiente algoritmo:

Algoritmo de Síntesis de Controladores en FF de Giusto & Paganini

1. Obtener las matrices R , Z y X que resuelven el sistema de LMIs que establece el Teorema 2.3.2.
2. Definir

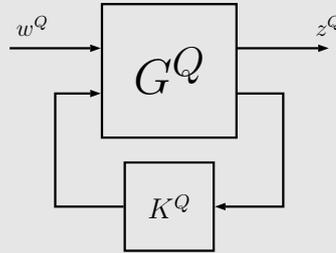
$$G^Q := \left[\begin{array}{c|cc} A & \begin{bmatrix} B_1 & D_2 \end{bmatrix} Q_\gamma & B_3 \\ \hline Q^{-1}C & Q^{-1} \begin{bmatrix} D_1 & D_2 \end{bmatrix} Q_\gamma & Q^{-1}D_3 \\ 0 & \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix} Q_\gamma & 0 \end{array} \right] \quad (2-49)$$

con

$$Q := \begin{bmatrix} X^{1/2} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad Q_\gamma := \begin{bmatrix} X^{1/2} & 0 \\ 0 & \gamma^{-1}I \end{bmatrix}$$

Algoritmo de Síntesis de Controladores en FF de Giusto & Paganini (continuación...)

3. Resolver el siguiente problema de optimización de norma- ∞



definido por la Ecuación 2-1.

4. Luego $K_{ff} = K^Q$.

En el desarrollo del Capítulo 5, se predefinió el valor de $\gamma = 1$ eliminando una variable de decisión en el problema, y además, forzando la característica disipativa del sistema.

2.4. Identificación por Subespacios

Matemáticamente las representaciones de modelos de sistemas reales/físicos (o sus aproximaciones lineales) en tiempo discreto pueden ser generalizadas como:

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + w_k \\ y_k = Cx_k + Du_k + v_k \end{cases} \quad (2-50)$$

con

$$\mathbf{E} \left[\begin{pmatrix} w_p \\ v_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w'_p & v'_p \end{pmatrix} \right] = \begin{pmatrix} Q & S \\ S' & R \end{pmatrix} \delta_{pq} \geq 0 \quad (2-51)$$

En donde:

Vectores $u_k \in \mathbb{R}_u^n$, $y_k \in \mathbb{R}_y^n$ son las mediciones en el instante k de las respectivas n_u entradas y n_y salidas del modelo. El vector $x_k \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estado del modelo en el instante discreto k . Los vectores $v_k \in \mathbb{R}_y^n$ y $w_k \in \mathbb{R}^n$ son señales no medibles que se suponen secuencias de ruido blanco de media nula y estacionarias.

Matrices $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ define la matriz de estado del sistema. $B \in \mathbb{R}^{n \times n_u}$ representa la matriz de entrada. $C \in \mathbb{R}^{n_y \times n}$ la matriz de salida y $D \in \mathbb{R}^{n_y \times n_u}$ el término de transferencia directa entre la entrada y la salida, que aunque generalmente en sistemas (reales) continuos suele ser nula, no es así para sistemas discretos. Las matrices $Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $S \in \mathbb{R}^{n \times n_y}$ y $R \in \mathbb{R}^{n_u \times n_u}$ son las matrices de covarianza de las señales de ruido w_k y v_k . El par $\{A \ C\}$ se supone observable. El par $\{A \ [B \ Q^{1/2}]\}$ se supone controlable.

Luego, se enuncia el problema general sobre el cual se basa la identificación por subespacios.

Definición 2.4.1 *Dados muestras de las señales de entrada u_1, \dots, u_s y la salida y_1, \dots, y_s en el espacio del tiempo o su correspondiente transformado en el espacio de la frecuencia, encontrar el orden n y las matrices del sistema A, B, C, D, Q, R, S .*

Pueden mencionarse algunas características propias de los métodos de identificación por subespacios:

- Los métodos de identificación por subespacios, en lugar de perseguir una identificación entrada/salida buscan una identificación *entrada/estado*.
- A diferencia de los métodos de identificación tradicionales basados generalmente en mínimos cuadrados, la identificación por subespacios prescinde de la parametrización del modelo. Un hecho fundamental, es que utilizando herramientas del álgebra lineal, como por ejemplo la factorización QR, el problema de identificación se convierte en un problema de mínimos cuadrados lineales en las matrices del sistema. Esto implica que una de las posibles interpretaciones de la identificación por subespacios, es que estas técnicas condicionalmente linealizan el problema

que cuando es escrito en la forma clásica, queda expresado como un problema de optimización altamente no lineal.

- Basan todos sus algoritmos en herramientas numéricas del álgebra lineal como por ejemplo factorización QR, descomposición en valores singulares y ángulos entre subespacios.
- Establece un marco de trabajo geométrico, lo que permite que una gran variedad de modelos de diferentes características sean tratados de manera idéntica (por ejemplo el tratamiento para sistemas SISO es idéntico al que reciben los sistemas MIMO).
- Existe una gran variedad de herramientas de software fácilmente manejables a nivel usuario que resuelven aspectos del problema de identificación.

El hecho de prescindir de una parametrización del sistema contribuye a un mejor planteo numérico del problema, evitando situaciones de mal condicionamiento. La parametrización del sistema resulta en planteos que son sensibles a pequeñas perturbaciones. Asimismo, los planteos basados en parametrizaciones llegan a realizaciones mínimas de los sistemas, aunque que algunas parametrizaciones particulares pueden ser detectados modos no controlables pero observables. La identificación por subespacios está exenta de estas particularidades.

Con respecto a la convergencia, puede mencionarse que independientemente de la estrategia utilizada (factorización QR o por valores singulares), los métodos basados en subespacios son de rápida convergencia. Cuando los datos son en el dominio temporal, pueden encontrarse en la literatura un gran número de algoritmos de identificación. Estos algoritmos, pueden ser clasificados en iterativos y no iterativos. Entre los algoritmos del tipo iterativos pueden citarse los algoritmos de predicción de error ([50]) y entre aquellos no iterativos se encuentra principalmente los algoritmos basados en subespacios. Al no ser métodos iterativos como aquellos clásicos no existen problema de convergencia.

Otro aspecto importante es que los métodos por subespacios permiten obtener modelos reducidos en primera instancia.

Han sido estudiados resultados más recientes en el área de identificación de sistemas para los desarrollos experimentales de esta tesis. Pueden citarse allí [75, 83]. En [83] se propone y resuelve el problema de identificación por subespacio para el tiempo y la frecuencia basado en la minimización de norma nuclear. Por su parte, [75] resuelve en detalle el problema de optimización propuesto en [83]. Sin embargo, este enfoque no ha llegado a resultados atractivos desde el punto de vista práctico.

Aunque existen planteos basados en el tiempo y en la frecuencia, y aunque ambos casos, poseen fuertes puntos de encuentro, se desarrollan a continuación resultados en la frecuencia que es como se han utilizado estos algoritmos en los ejemplos de aplicación.

2.4.1. Algoritmos de Subespacios en la Frecuencia

Los sistemas lineales suelen ser caracterizados en el dominio de la frecuencia. Las propiedades de los sistemas a lazo cerrado pueden ser para sistemas del tipo SISO muy precisas e intuitivas cuando son estudiadas mediante la respuesta en frecuencia. Desde esta perspectiva es natural que también sean considerados métodos de identificación en el dominio de la frecuencia. La literatura referida a identificación clásica, estos métodos no han recibido demasiada atención ([50]).

En la práctica, la información del sistema suele ser definida mediante la respuesta en frecuencia de este mediante algunos valores de frecuencias discretas. Si la excitación posee un buen diseño, es decir entradas periódicas o senos escalonados, cada función de transferencia (compilada desde una gran cantidad de experimentos temporales) puede ser de muy buena calidad. Cuando los datos se generan desde diversos experimentos, estos pueden ser combinados fácilmente en el plano de la frecuencia ([74, 81]).

El problema de ajuste de un modelo real y racional a una dada respuesta en frecuencia ha sido estudiada por algunos autores ([55, 74, 81]). En la forma tradicional, un sistema es modelado como dos polinomios con coeficientes reales y una optimización de mínimos cuadrados no lineal ajusta en el dominio de la frecuencia. La solución a este problema de optimización no lineal se obtiene por iteración numérica. Algunos

métodos más modernos (*SK-iterations*) resuelven cuestiones prácticas de los métodos tradicionales, pero sin embargo estos no garantizan mínimos globales.

Con el objetivo de ilustrar el atractivo, lógica y la característica geométrica entorno a los métodos de identificación por subespacio (en particular en el dominio de la frecuencia), se detalla a continuación un algoritmo de identificación por subespacios en el dominio de la frecuencia para el caso de un vector de datos uniformemente espaciadas. Aunque para el ejemplo de aplicación también se utilizaron algoritmos para vectores de frecuencias no equitativamente espaciados, el algoritmo que se presenta permite extraer la idea general de los métodos de subespacios en el dominio de la frecuencia. El caso no uniformemente espaciado sigue la misma lógica con algunas variantes menores y definiciones adicionales. Los detalles de las demostraciones y el caso no uniformemente espaciado puede seguirse en [61].

Formulación del Problema

Se supone un sistema G estable¹, MIMO de tiempo invariante y discreto cuyas características entrada/salida quedan descritas por su respuesta impulsiva con coeficientes g_k por medio de la expresión

$$y_t = \sum_{k=0}^{\infty} g_k u_{t-k} \quad (2-52)$$

donde $y_t \in \mathbb{R}^{n_y}$, $u_t \in \mathbb{R}^{n_u}$ y $g_k \in \mathbb{R}^{n_y \times n_u}$. Además se supone que el sistema es de orden finito n y puede ser descrito por siguiente sistema en espacio de estados:

$$\begin{cases} x_{t+1} &= Ax_t + Bu_t \\ y_t &= Cx_t + Du_t \end{cases} \quad (2-53)$$

con $x_t \in \mathbb{R}^n$. El modelo en espacio de estados tiene la siguiente respuesta impulsiva:

$$g_k = \begin{cases} D, & k = 0 \\ CA^{k-1}B, & k > 0 \end{cases} \quad (2-54)$$

¹Aunque esta última hipótesis no contradice los ejemplos de aplicación estudiados en el Capítulo 5, el desarrollo para sistemas inestables puede lograrse agregando algunas hipótesis adicionales.

La respuesta impulsiva de 2-52 se calcula como:

$$G(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{\infty} g_k e^{-j\omega k}, \quad 0 \leq \omega \leq \pi \quad (2-55)$$

que usando la representación en espacio de estados en 2-53:

$$G(e^{j\omega}) = C(e^{j\omega}I - A)B + D \quad (2-56)$$

Si la función el espacio de estados posee un orden mínimo de McMillan, es decir la función de transferencia $G(e^{j\omega})$ no puede ser descrita por un modelo de orden inferior, entonces la matriz de observabilidad extendida:

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n_q-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_q n_y \times n} \quad (2-57)$$

y la matriz de controlabilidad extendida queda definida por

$$\mathcal{C} = \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n_r-1}B \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times n_r n_u} \quad (2-58)$$

Ambas tienen rango completo n para $n_r, n_q \geq n$. Luego, se enuncia el problema formalmente.

Definición 2.4.2 Dado M muestras corrompidas con ruido de la función de respuesta en frecuencia:

$$G_k = G(e^{j\omega}) + n_k, \quad k = 1, \dots, M. \quad (2-59)$$

Se busca un algoritmo de identificación que mapee los datos G_k en una función de transferencia $\hat{G}^M(e^{j\omega})$ de dimensión finita tal que:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \|\hat{G}^M - G\|_{\infty} = 0 \quad (2-60)$$

con la norma- ∞ definida como $\|X\|_{\infty} = \sup_{0 \leq \omega \leq \pi} \bar{\sigma}(X(e^{j\omega}))$ o también que el algoritmo reproduzca el modelo exacto para el caso en donde el ruido es nulo ($n_k = 0$), para algún

M , talque existe un número $M_0 < \infty$

$$\|\hat{G}^M - G\|_\infty = 0, \quad \forall M > M_0 \quad (2-61)$$

Desarrollo del algoritmo

Se suponen disponibles $M+1$ datos de la respuesta en frecuencia G_k en un conjunto uniformemente espaciado:

$$\omega_k = \frac{\pi k}{M}, \quad k = 0, \dots, M \quad (2-62)$$

También se asumen conocidos los valores de la respuesta impulsiva 2-54.

Dado que G es una función de transferencia con respuesta impulsiva real ($\in \mathbb{R}$), los datos en frecuencia $[0, \pi]$ pueden ser extendidos a $[\pi, 2\pi]$ tomando el complejo conjugado de los datos dados de G_k lo que define el primer paso del siguiente algoritmo:

Algoritmo de Subespacio en el dominio de la frecuencia uniformemente espaciada

1. Extender las muestras de la función de transferencia al círculo unidad completo:

$$G_{M+k} = G_{M-k}^*, \quad k = 1, \dots, M-1$$

en donde $*$ denota el complejo conjugado.

2. Sea \hat{h}_i definida por la transformada discreta inversa de Fourier de los $2M$ -puntos:

$$\hat{h}_i := \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} G_k e^{j2\pi ik/2M}, \quad i = 0, \dots, 2M-1$$

Algoritmo de Subespacio en el dominio de la frecuencia uniformemente espaciada (continuación...)

3. Sea la matriz por bloques de Hankel \hat{H} definida como:

$$\hat{H} := \begin{bmatrix} \hat{h}_1 & \hat{h}_2 & \dots & \hat{h}_{n_r} \\ \hat{h}_2 & \hat{h}_3 & \dots & \hat{h}_{n_r+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{h}_{n_q} & \hat{h}_{n_q+1} & \dots & \hat{h}_{n_q+t-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_q n_y \times n_r n_u} \quad (2-63)$$

con número de bloques filas $n_q > n$ y bloques de columna $n_r \geq n$. La dimensión de \hat{H} está acotada por $n_q + n_r \leq 2M$

4. Calcular la descomposición en valores singulares de la matriz de Hankel:

$$\hat{H} = \hat{U} \hat{\Sigma} \hat{V}' \quad (2-64)$$

5. Determinar el orden del sistema n inspeccionando los valores singulares y partiendo la descomposición tal que $\hat{\Sigma}_s$ contenga los mayores n valores singulares:

$$\hat{H} = \begin{bmatrix} \hat{U}_s & \hat{U}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Sigma}_s & 0 \\ 0 & \hat{\Sigma}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_s \\ \hat{V}_o \end{bmatrix} \quad (2-65)$$

6. Determinar las matrices del sistema \hat{A} y \hat{C} :

$$\hat{A} = \left(J_1 \hat{U}_s \right)^\dagger J_2 \hat{U}_s \quad (2-66)$$

$$\hat{C} = J_3 \hat{U}_s \quad (2-67)$$

donde

$$J_1 = \begin{bmatrix} I_{(n_q-1) \times n_y} & 0_{(n_q-1)n_y \times n_y} \end{bmatrix} \quad (2-68)$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0_{(n_q-1)n_y \times n_y} & I_{(n_q-1) \times n_y} \end{bmatrix} \quad (2-69)$$

$$J_3 = \begin{bmatrix} I_{n_y} & 0_{n_y \times (n_q-1)n_y} \end{bmatrix} \quad (2-70)$$

donde $X^\dagger = (X'X)^{-1} X'$ representa la pseudoinversa de Moore-Penrose de la matriz de rango completo X

Algoritmo de Subespacio en el dominio de la frecuencia uniformemente espaciada (continuación...)

7. Resolver el siguiente problema de mínimos cuadrados y así determinar \hat{B} y \hat{D} :

$$\hat{B}, \hat{D} = \underset{\substack{B \in \mathbb{R}^{n_y \times n_u} \\ D \in \mathbb{R}^{n_y \times n_u}}}{\text{mín}} \sum_{k=0}^M \|G_k - D - \hat{C} (e^{j\omega_k} I - \hat{A})^{-1} B\|_F^2 \quad (2-71)$$

donde $\|X\|_F = \sum_k \sum_s |x_{ks}|^2$ denota la norma de Frobenius.

8. La función de transferencia estimada queda definida:

$$\hat{G}^M(z) = \hat{D} + \hat{C} (zI - \hat{A})^{-1} \hat{B} \quad (2-72)$$

Notar que tanto D como B aparecen linealmente en la función de transferencia para valores fijos de A y C . Así la optimización en 2-71 tiene solución analítica. Pueden establecerse condiciones sobre la unicidad de la solución del paso 7 basadas en la observabilidad del par (A, C) .

Las definiciones 2-57 y 2-58 aunque no aparecen utilizadas explícitamente en el algoritmo, juegan un papel fundamental en la teoría de subespacios en el tiempo y la frecuencia, incluso para el caso de frecuencias no uniformemente espaciadas. Los detalles y demostraciones asociadas al último algoritmo pueden verse en [61].

Cómo ya se ha mencionado, en los ejemplos de aplicación se han implementado algoritmos para frecuencias no uniformemente espaciadas. Aunque este último establece las pautas conceptuales más significativas, existen algunas diferencias.

2.5. Control adaptivo: Fx-LMS

El CAR fue desarrollado con bastante impulso a partir del trabajo de [64] quien establece las bases del algoritmo más difundido en aplicaciones del CAR: Fx-LMS por

sus siglas en inglés **F**iltered-**X**-**L**east **M**ean **S**quare ([46]). Paralelamente Widrow en [92], propone un resultado equivalente en el área de control adaptivo y Burgess en [8] para el área de CAR.

Basado en el método de optimización del gradiente, el Fx-LMS surge como estrategia de control en FF, a partir de resultados de identificación adaptiva bajo la hipótesis de existencia de un sistema o camino secundario (como ocurre en los problemas de CAR).

La Figura 2-5 muestra el esquema de ajuste LMS inicial. Allí se expone que me-

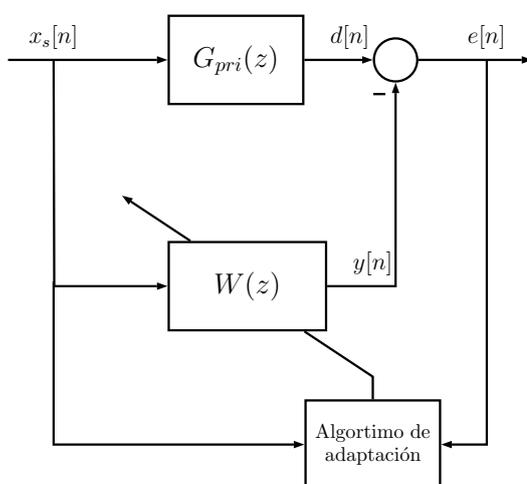


Figura 2-5: Estructura de identificación adaptiva por LMS.

dante la comparación de las salidas del sistema $G_{pri}(z)$ y el filtro FIR (de sus siglas en inglés: **F**inite **I**mpulse **R**esponse) $W(z)$ cuando ambos son excitados con la misma señal de entrada $x_s[n]$ (se asume que la señal de error $e[n]$ se encuentra disponible), se ajusta iterativamente el filtro $W(z)$ tal que

$$W(z) \rightarrow G_{pri}(z)$$

mediante algún algoritmo de identificación (en particular LMS).

Particularmente en las aplicaciones de CAR la existencia de un sistema electroacústico que define el camino secundario es inherente. La Figura 5-12 muestra esquema típico de sistema Fx-LMS en donde $G_{sec}(z)$ representa el sistema o camino secundario conformado por el altavoz, los micrófonos y la electrónica de acondicionamiento aso-

ciada. La señal $x_s[n]$ es capturada por el micrófono de referencia y la señal $e[n]$ por el micrófono de error. Como se muestra en [41, 46] la adición de $G_{sec}(z)$ al planteo original

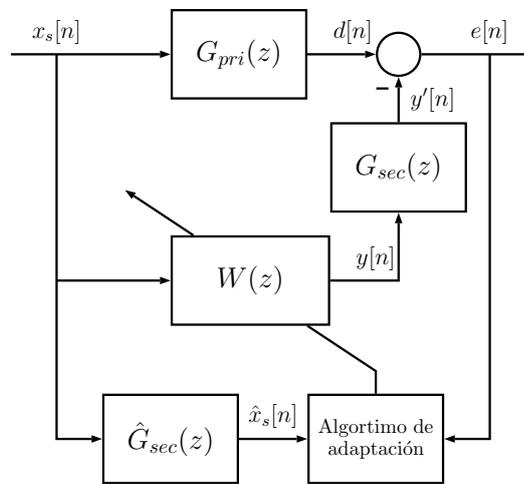


Figura 2-6: Estructura del algoritmo Fx-LMS.

de identificación, puede llevar al algoritmo de control a perder la estabilidad. Motivado en esto último Morgan propone dos estrategias. La primera de ellas sugiere adicionar en cascada al filtro $W(z)$ la inversa de una estimación de $G_{sec}(z)$, es decir, $\hat{G}_{sec}^{-1}(z)$. Sin embargo, podría ocurrir que esta inversa no exista. Por esta última razón, se propone una modificación del lazo de identificación original como se muestra en la Figura 5-12, en particular se obtiene así una estrategia de CAR en FF. Como punto en común de ambas propuestas, el sistema G_{sec} debe ser conocido, caracterizable o bien identificado de manera *off-line*, por ejemplo, utilizando estructuras FIR y optimización LMS. Surgen a partir del trabajo de Morgan una gran variedad de algoritmos de CAR basados en Fx-LMS, incluso algunos proponen la caracterización del sistema secundario $G_{sec}(z)$ de manera *on-line*, también mediante algoritmos de optimización ([41]).

2.5.1. Algoritmo de Optimización para Fx-LMS

La derivación completa de cada uno de los resultados que se presentan en esta subsección pueden seguirse en detalle en [46].

Se definen:

$$\mathbf{w}[n] = [w_0[n] \quad w_1[n] \quad \dots \quad w_{L-1}[n]]' \quad (2-73)$$

$$\mathbf{x}_s[n] = [x[n] \quad x[n-1] \quad \dots \quad x[n-L+1]]' \quad (2-74)$$

$\mathbf{w}[n]$ denota el vector de coeficientes de $W(z)$ en el instante n , $\mathbf{x}_s[n]$ representa el vector de señal para el instante n y de largo L . L representa el orden del filtro $W(z)$. Además, se asume conocida la respuesta impulsiva $g_{sec}[n]$ de $G_{sec}(z)$.

Habiendo alcanzado el estado estacionario, $w[n]$ deberá representar la respuesta impulsiva de la función de transferencia definida por:

$$W^o(z) = \frac{G_{pri}(z)}{G_{sec}(z)} \quad (2-75)$$

Por otro lado, el orden del filtro $W(z)$, L se selecciona buscando alcanzar una resolución suficiente en el tiempo para modelar la respuesta requerida.

El objetivo del filtro adaptivo es minimizar el error cuadrado instantáneo $\hat{\xi}[n] = e^2[n]$. Para alcanzar este objetivo, el método de optimización más utilizado en este tipo de problemas es el del gradiente estocástico o algoritmo LMS que actualiza el vector de coeficientes en el sentido negativo de la dirección del gradiente con paso μ :

$$w[n+1] = w[n] - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}[n] \quad (2-76)$$

donde

$$\nabla \hat{\xi}[n] = \nabla e^2[n] = 2 [\nabla e[n]] e[n] \quad (2-77)$$

$$\nabla e[n] = -g_{sec}[n] * \mathbf{x}_s[n] = -\mathbf{x}_s'[n] \quad (2-78)$$

$$\text{con } \mathbf{x}_s'[n] = [x'_s[n] \quad x'_s[n-1] \quad \dots \quad x'_s[n-L+1]] \text{ y } \mathbf{x}_s'[n] = g_{sec}[n] * \mathbf{x}_s[n]$$

Finalmente la actualización del filtro $W(z)$ queda definida como:

$$w[n+1] = w[n] + \mu \mathbf{x}_s'[n] e[n] \quad (2-79)$$

Observar que en aplicaciones prácticas $G_{sec}(z)$ y su respectiva respuesta impulsiva son desconocidas. Por eso, deberá reemplazarse en el desarrollo por una estimación $\hat{G}_{sec}(z)$. En implementaciones prácticas, Morgan en [64], demuestra que el algoritmo resulta ser tolerante a errores cometidos en la estimación de $G_{sec}(z)$ por el filtro $\hat{G}_{sec}(z)$ logrando la convergencia incluso con errores de 90° en la fase entre ambas transferencias.

En [67] se da un límite sobre el paso máximo que puede utilizarse en este tipo de algoritmos:

$$\mu_{\text{máx}} = \frac{1}{P_{x'_s} (L + \Delta)} \quad (2-80)$$

donde $P_{x'_s} = E[x'_s{}^2[n]]$ y Δ la cantidad de muestras correspondientes al delay asociado al camino secundario.

3 Desarrollo del Setup Experimental

El propósito de este capítulo es dar una completa descripción de la plataforma experimental desarrollada y utilizada en cada una de las instancias de experimentación del trabajo. Se detallarán para cada una de las etapas experimentales, los instrumentos que la componen.

El trabajo puede ser dividido en dos instancias experimentales. En primer lugar, se desarrollan una serie de experimentos que permitirán obtener una descripción de mayor profundidad a la existente, del ruido asociado a entornos de cascos de motocicletas. Esta etapa, es llevada a cabo en situación de ruta conduciendo un vehículo, sobre el que está montado el *setup* experimental, a diferentes velocidades (absolutas y relativas al aire/viento) mientras se adquieren las señales provenientes de los sensores (Figura 3-1). Fundamentalmente, las pruebas fueron realizadas en la **Autopista Buenos Aires - La Plata** fuera de los horarios de mayor congestión. La segunda etapa, estudia el desempeño de algoritmos de identificación y control utilizando la información recabada en la primer instancia experimental. Para esto se desarrollan una serie de experimentos en ambientes controlados: primero referidos a la identificación de los sistemas y luego sobre el desempeño de los diferentes algoritmos de control, cada uno de ellos implementados en una plataforma de procesamiento digital de alta velocidad (Figura 3-2). Esta etapa fue llevada a cabo en la cámara anecoica del Laboratorio de Acústica y Luminotecnia (LAL) ubicada en el predio de la Comisión de Investigaciones Científicas (CIC) en la ciudad de Gonet (La Plata).

Se enuncian a continuación todos los componentes utilizados a lo largo del desarrollo experimental:

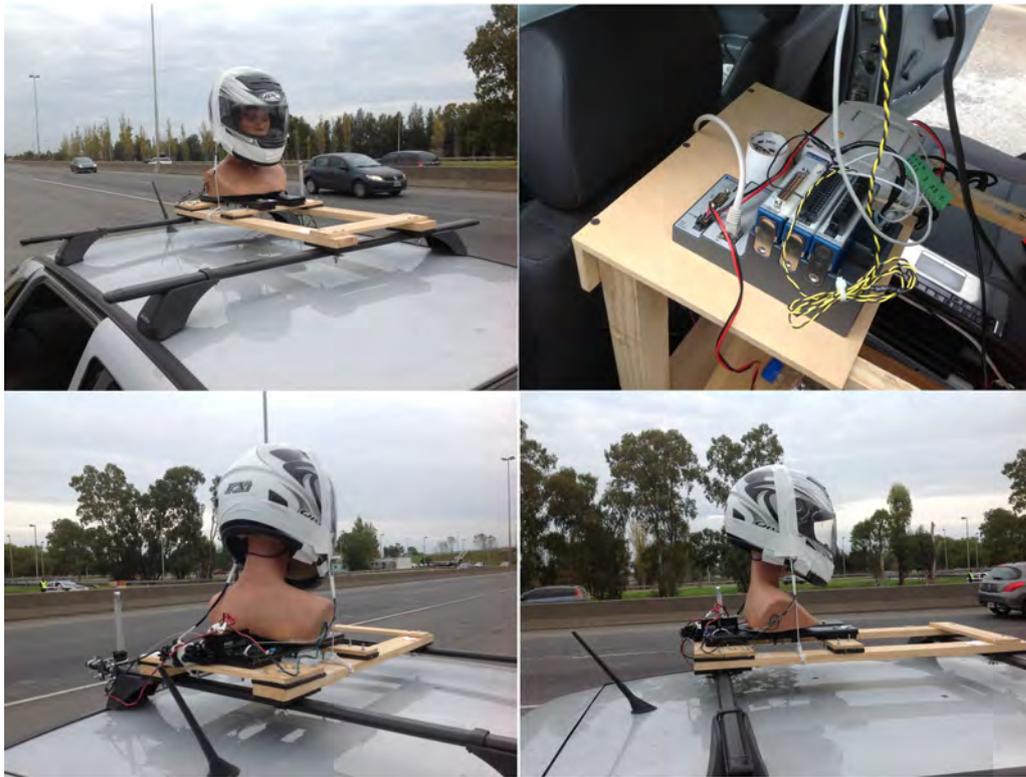


Figura 3-1: Experimentos en ruta.



Figura 3-2: Experimentos de identificación y control. Se observa la posición del Dummy así como también el altavoz y su posición dentro de la cámara anecoica.

Ambas Etapas. Se utilizó:

- Auriculares Sennheiser HD-280 ubicados en el interior de un casco adaptado para estos auriculares.
- Un Maniquí de pruebas (HATS por las siglas en inglés de **Head And Torso Simulator** o *Dummy*) específicamente construido para este trabajo.
- Un par de micrófonos de la firma Knowles.
- La plataforma comercial de National Instrument **Compact-RIO NI-9075** (CRIO) equipada con el modulo de adquisición analógica **NI-9205** para la adquisición de datos en tiempo real. El CRIO NI-9075 se encuentra equipado con una FPGA Xilinx **Spartan-6 LX 25**.

Etapas 1. Descripción del Ruido. Se utilizó:

- Anemómetro de la firma Testo **0628 0036** para las mediciones de la velocidad relativa del aire/viento.
- Plataforma de montaje antivibratoria construida específicamente para este trabajo sobre la cual se monta al Dummy en la parte superior del auto.
- Un micrófono de Brüel & Kjær modelo **4189** conectado a un SLM de la misma firma modelo **2250**.

Etapas 2. Identificación y Control. Se utilizó:

- En la plataforma de adquisición digital (CRIO NI-9075) se utilizó el módulo de salidas analógicas **NI-9263**.
- Un altavoz activo de la firma JBL modelo **EON-315**.

A continuación se dan detalles sobre el desarrollo y características de cada uno de las piezas que componen el setup experimental.

3.1. Casco-Auriculares

En todas las etapas experimentales fue utilizado un casco que tuvo que ser intervenido, adaptándolo para hacer posible la adición interna de un par de auriculares Sennheiser **HD 280**. De este modo, se generó una sola unidad *Casco-Auriculares* como se muestra en la Figura 3-3. En cuanto a la elección del casco, se conservó aquel utili-



Figura 3-3: Se muestra el casco utilizado y la intervención y adaptación de los auriculares en su interior.

zado en [11], siendo este un casco comercial, homologado, de bajo costo, cuyo modelo se encuentra entre los más difundidos y sin características particulares.

Sobre los auriculares, se destaca su condición de circunaurales. Pueden ubicarse en el segmento del mercado de gama media. Por esto último, poseían un costo accesible a la financiación del proyecto. Por otro lado, dentro de los datos técnicos puede ubicarse la especificación sobre la respuesta en frecuencia¹. De esta manera, se dan garantías de un funcionamiento aproximadamente plano en un rango de frecuencia que podía suponerse *a priori* resultaría de interés, que va desde los 100 Hz a los 10000 Hz. La Figura 3-4

¹Cabe destacar, que en al menos en este segmento del mercado, esta información no es habitual

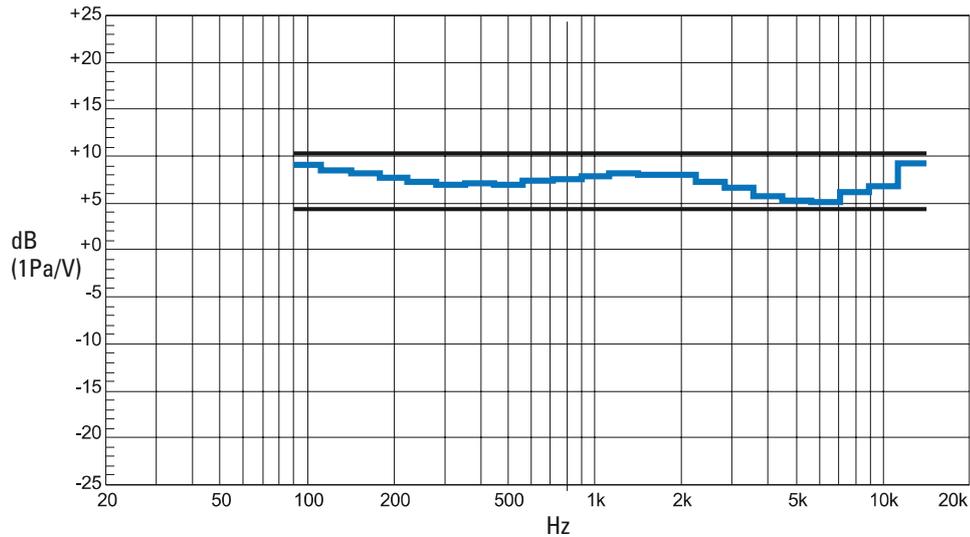


Figura 3-4: Respuesta en frecuencia de los auriculares utilizados en el setup experimental. El dato se extrae del manual de instrucciones del producto.

muestra la respuesta en frecuencia extraída de las especificaciones técnicas del producto (ver [80]).

3.2. Desarrollo del Dummy

Uno de los aportes más importantes de este trabajo en términos experimentales y prácticos está asociado al desarrollo y construcción de un sujeto de pruebas o *Dummy*. En este plano, si bien existen algunos productos comerciales de firmas como *Neumann* o *Brüel & Kjær*, resultaban alternativas inaccesibles para los alcances económicos de esta tesis. Esto último, forzó el desarrollo y construcción de un Dummy cuyo antecedente más próximo puede encontrarse en [89].

Se denominan como HATS a los simuladores de cabeza y torso utilizados para pruebas acústicas. En general, el término HATS refiere a un maniquí compuesto por una cabeza con torso y orejas que simulan un pabellón auditivo real. Suelen estar equipados con micrófonos ubicados en la entrada al canal auditivo. Estos micrófonos, tendrán la misión de captar la presión acústica interferida por la interacción del simulador en si

mismo, tratando de que esta interferencia sea semejante a aquella producida por una persona real en edad adulta de dimensiones promedio.

En este terreno, y con el objetivo de alcanzar construcciones que representen la realidad de manera fidedigna, existe un conjunto de normas y recomendaciones que regulan y especifican estándares de construcción. En ellas, se dan valores antropométricos y acústicos referidos al torso, cabeza y orejas. Entre ellas pueden citarse:

- **NORMA ANSI 3.36-1985.** *American National Standar Institute.* Se especifican valores para mediciones acústicas principalmente orientadas a ganancias acústicas de los audífonos simulados bajo condiciones *in situ*. Aspectos geométricos como también acústicos forman parte de las recomendaciones.
- **NORMA IEC TR 60959-1990.** *International Electrotechnical Comision.* Establece valores para maniqués para mediciones acústicas transmitidas por aire. No es adecuada para mediciones de vibraciones que dependen de la conducción sólida, tales como la conducción ósea.
- **NORMA ITU-T Recommendation P.58.** *International Telecommunication Union.* Esta recomendación especifica características para simuladores de uso telefonométricos. Se especifican tanto las características de emisión como las de captación. También se establecen criterios sobre la difracción acústica en campo libre. Los dispositivos construidos bajo estas normas, estarán destinados a tomar mediciones a través del aire.

Dado a que ninguno de los estándares encaja de forma absoluta con los requisitos de este trabajo, se opta por seguir las líneas establecidas en **ITU-T Recommendation P.58** tomando el fuerte precedente en [89], además de ser la documentación de carácter público (la recomendación se encuentra disponible en [39]). Cabe destacar que la mayoría de los Dummies comerciales se ajustan a esta última recomendación.

Por otro lado, es importante no perder de vista que el objetivo principal de este trabajo no es la construcción de un Dummy, sino más bien esto surge como una necesidad a partir de otro propósito. Es por eso, que en lo que sigue se tomará lo establecido por

la recomendación como una guía tratando de aproximarse a esta lo mejor posible.

Del mismo modo, y basado en los mismos argumentos, se tomará aquello establecido por la recomendación *ITU-T Recommendation P.57* sobre las características constructivas, antropométricas y acústicas para el desarrollo y construcción de las orejas y oídos.

La construcción del Dummy fue partiendo de aquel utilizado en [11]. Allí se utilizó un maniquí para prácticas de peluquería de cartón de alta densidad. Tomando eso como punto de partida, y asistido por profesionales del área, se recubrió la estructura de cartón original de un elastómero de la familia de los silanos de la firma 3M. Dicho material, es utilizado en prótesis médicas simulando propiedades mecánicas (como elasticidad y resistencia) y estéticas de la piel. Una vez acabado el recubrimiento, se adicionó una estructura rígida interna en forma de cruz conformada por dos ejes a 90°. El primero va desde la cima o punto superior de la cabeza del Dummy hasta la parte más baja, y el segundo cruzando de forma transversal de hombro a hombro. Luego, y por último, se rellenó la cavidad interna original de la estructura de cartón con un caucho de silicona RTV 17 de densidad $1,08 \text{ g/cm}^3 \approx 1 \text{ g/cm}^3$ (densidad del agua). De esta manera, se obtuvo una estructura final de aproximadamente 6 Kg con características elásticas (recubrimiento y relleno) y rígidas (estructura de cartón y estructura interna en forma de cruz). Se dio así, espacio a aspectos acústicos como la transmisión ósea, o bien, interaural. La Figura 3-5 muestra la estructura original de cartón y el modelo finalizado. La Figura 3-6 muestra el Dummy con el casco en posición de medición.

Las orejas han recibido una atención particular. Fueron también confeccionadas en material de uso médico (el mismo que se utiliza en la reconstrucción de orejas en pacientes médicos) observando particular atención a las dimensiones, sobre todo del conducto auditivo. Se utilizaron materiales elásticos para las zonas blandas y materias rígidos para las zonas cartilagosas como el conducto o canal auditivo. El canal auditivo posee una longitud de 25 mm dividida en dos segmentos cónicos de 8 mm y 17 mm de longitud separados por una estrangulación que simula la hendidura de Duverney. El diámetro ronda los 5 mm teniendo en cuenta ambas secciones cónicas. Con esto último, de se buscó preservar las características resonantes que proporcionan las dimensiones físicas del oído medio al sistema auditivo. Además, se contempló la posibilidad de ubicar



Figura 3-5: Estructura de cartón original y una vez recubierta.



Figura 3-6: A la izquierda casco con auriculares y Dummy. A la derecha en situación de medición.

micrófonos en la sección timpánica para poder utilizar el Dummy en otras aplicaciones, por ejemplo, el estudio de HRTF. Por eso, se canalizó internamente al Dummy dando la posibilidad de cablear un micrófono en cada oreja.

3.2.1. Referencias Geométricas según ITU-T Rec. P.58

Cota	Nominal	Mínimo	Máximo	Real
Ancho de cabeza	152	147	154	146
Longitud de cabeza	191	190	205	196
EEP - Cima	130	128	136	138
EEP - EEP	132	130	133	128
EEP - Pared occipital	94	92	100	92
EEP - Hombro	170	167	181	179
EEP - Labios	130	128	131	-
Barbilla - Cima	224	216	225	223
Ángulo Plano boca - oído	24°	21,5°	25,5°	24°
Ancho del hombro	420	400	455	334
Profundidad del pecho	235	178	272	-
Profundidad del hombro	110	108	161	-
Ubicación del hombro	10	-4	46	21
Altura del HATS	-	600	-	-

Tabla 3-1: Valores dimensionales nominales, mínimos y máximos expresados en milímetros. propuestos por la recomendación ITU-T P.58. Se muestran además, las dimensiones reales del Dummy construido.

La Figura 3-7 establece algunos puntos, y planos de referencias sobre los cuales se toman las dimensiones establecidas de la recomendación. Principalmente el punto de entrada al canal auditivo EEP por las siglas en inglés **E**ar **E**ntrance **P**oint, resulta fundamental. Gran parte de los parámetros y dimensiones resultan referenciadas a este punto. La Figura 3-8 muestra las referencias sobre las dimensiones antropométricas a tener en cuenta según establece la recomendación. Las dimensiones del Dummy expresadas en mm se despliegan en la Tabla 3-1. Las Figuras 3-7 y 3-8 corresponden a las Figuras 1 y 3 respectivamente en la recomendación. Mientras tanto, la Tabla 3-1 corresponde a la Tabla 1 también en la recomendación ([39]). Observar en que los espacios que no han sido completados en la Tabla 3-1, es porque no fueron tenidos en cuenta por limitaciones constructivas, fundamentalmente debido a que el Dummy construido no cuenta con el torso completo según establece la norma.

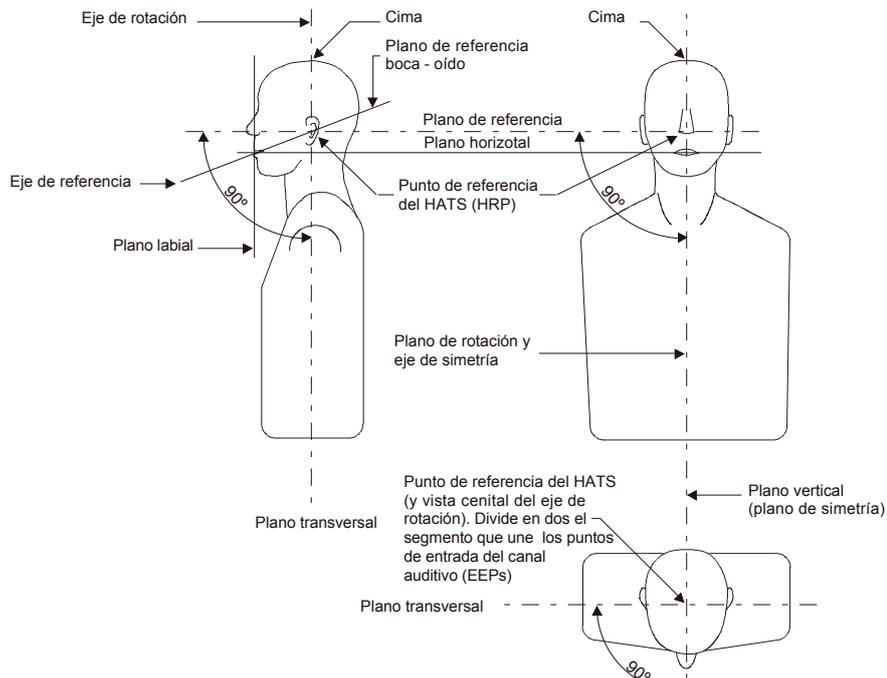


Figura 3-7: Referencias sobre las cuales se toman las dimensiones del Dummy.

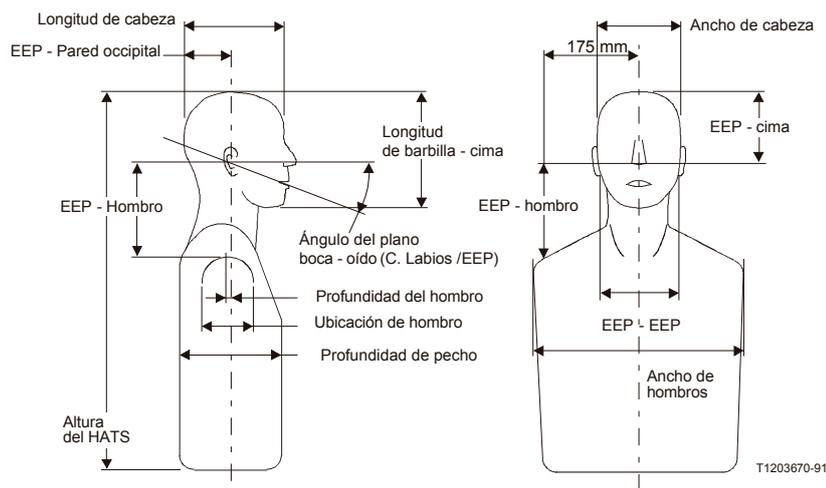


Figura 3-8: Referencias a las cotas sobre el Dummy.

3.2.2. Parámetros Antropométricos

Cabeza del Dummy

Los planos que se detallan en la Figura 3-7 sugieren cortes axionométricos sobre la cabeza del simulador. Junto con las dimensiones mínimas y máximas de la Tabla 3-1, se recomienda un área de aceptación (sombreada en gris), una para cada plano y corte. La Figura 3-9 refiere al corte lateral, sobre el plano de rotación. La Figura 3-10 lo mismo para el plano de referencia y la Figura 3-11 para el plano transversal. Aunque la recomendación sugiere lo mismo para el plano boca-oído, no es posible mostrar este resultado dado que esto último implicaría un corte físico sobre el simulador. Se superponen en las 3 Figuras imágenes de la cabeza del Dummy en la misma escala en la que se encuentran las cotas sobre los cortes. Esto último permite comparar resultados.

Orejas del Dummy

Cota	Nominal	Real
Ancho del oído	37	37
Trago	30	30
Longitud del oído	66	61
Longitud de la Concha	20	27
Ancho de la concha	23	19
Longitud de la concha	28	28
Inclinación vertical	6°	6,9°

Tabla 3-2: Valores nominales expresados en mm propuestos por la recomendación ITU-T P.57. Se muestran además las dimensiones reales de las orejas en el Dummy construido.

De manera equivalente a lo hecho en la sección anterior para las características antropométricas del Dummy (cabeza y torso), se procede ahora siguiendo lo establecido en la recomendación ITU-T Recommendation P.57 (ver [38]) para las orejas del simulador. La Figura 3-12, basada en la Figura 7-a de la recomendación ITU-T P.57, muestra las dimensiones y posición de la oreja del simulador y su comparación con las medidas allí propuestas. Se resumen estos datos en la Tabla 3-2.

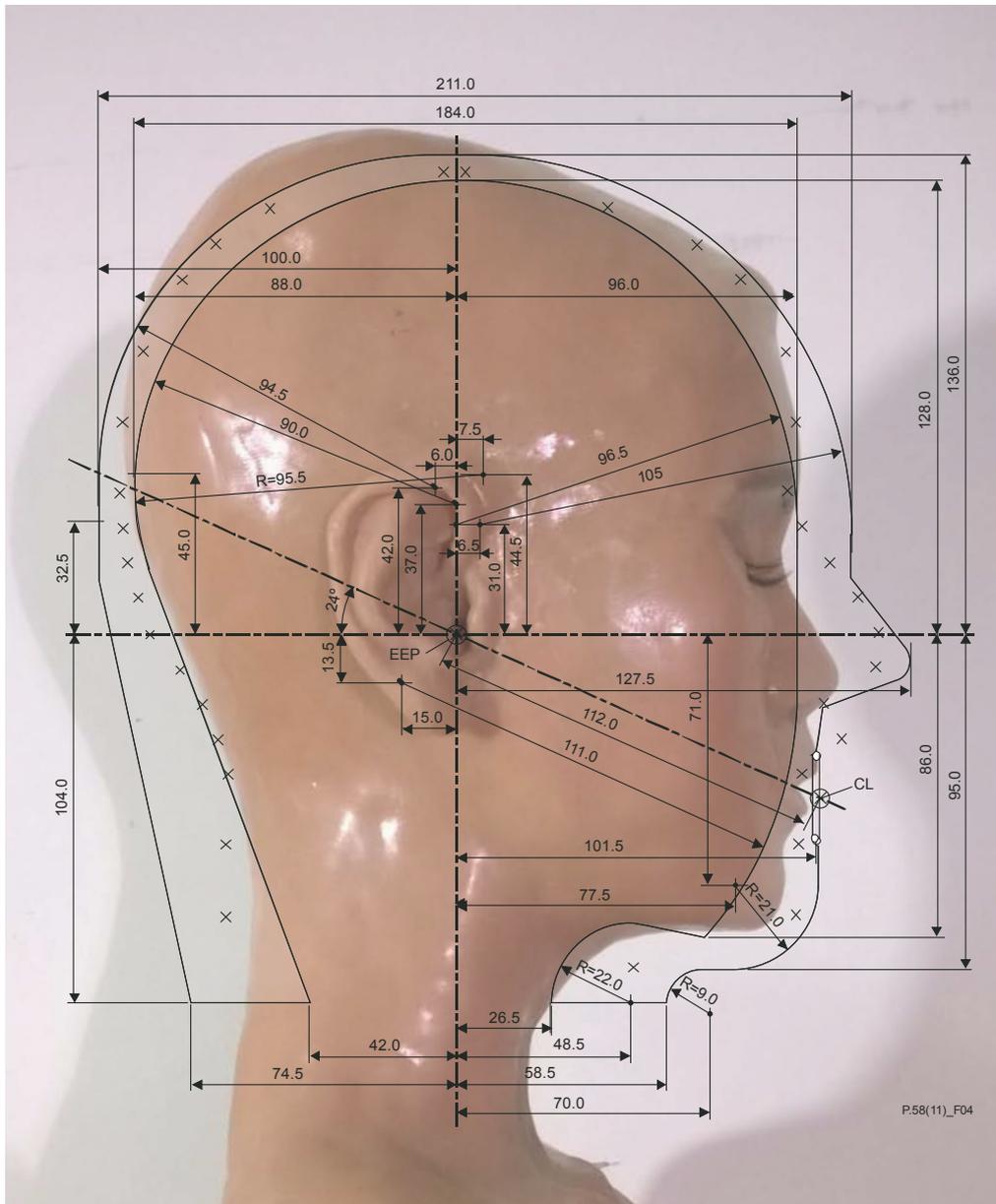


Figura 3-9: Vista del corte lateral (plano de rotación) recomendado y del Dummy. La zona en gris define la región recomendada.

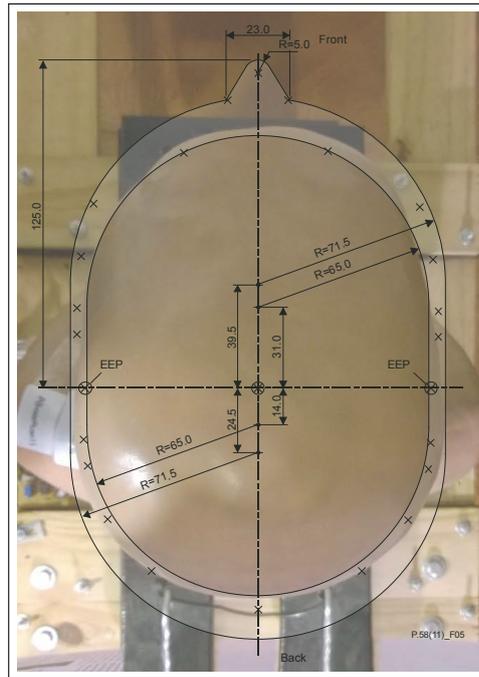


Figura 3-10: Vista superior (plano de referencia) recomendada y del Dummy. La zona en gris define la región recomendada.

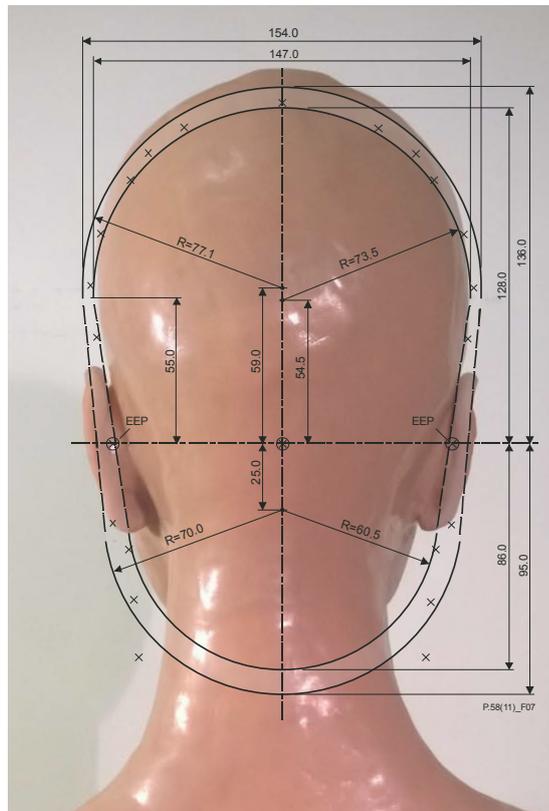


Figura 3-11: Vista trasera (plano transversal) recomendada y del Dummy. La zona en gris define la región recomendada.

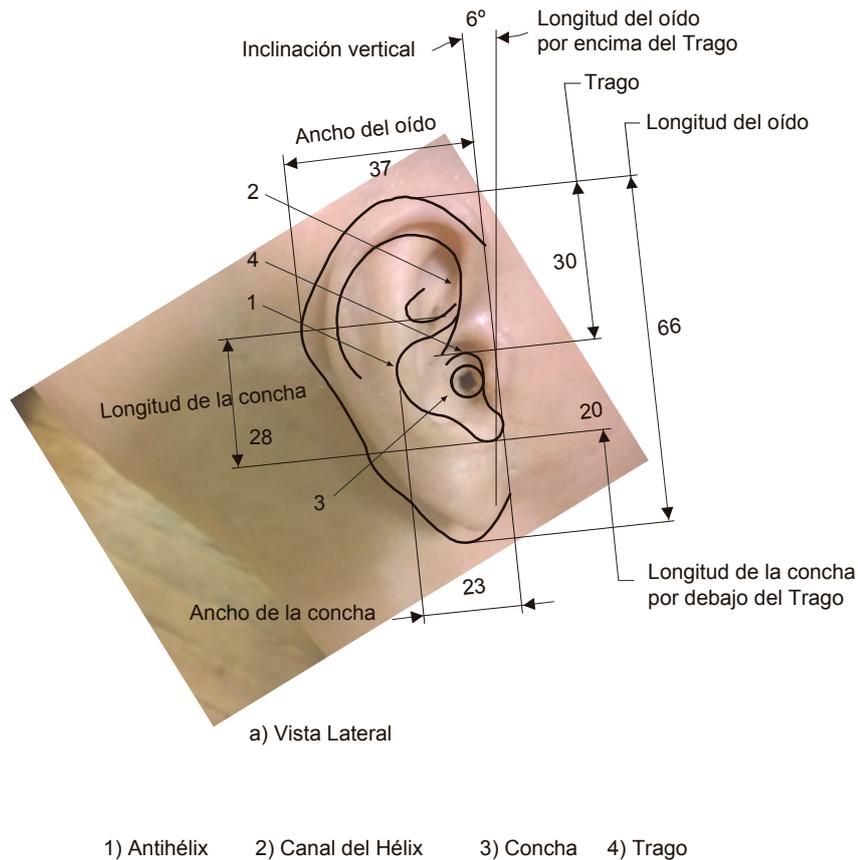


Figura 3-12: Vista de la posición y dimensiones propuestas para la oreja en la recomendación ITU-T P.57. Se superpone la imagen de la oreja real utilizada. Ambas imágenes se encuentran en la misma escala.

3.3. Micrófonos

La elección de los micrófonos fue realizada teniendo en cuenta 3 factores:

Espacio físico. Al menos uno de los micrófonos debería ser ubicado en la cavidad formada entre los auriculares y el pabellón auditivo. Por eso debían contar con un volumen reducido

Respuesta dinámica. De acuerdo a las referencias, deberían garantizar respuesta y cobertura de un rango dinámico por encima de los 100 dB y al menos hasta los 122 dB.



Figura 3-13: Micrófonos Knowles FG-23329-D65 utilizados en las etapas más tempranas de este trabajo.

Respuesta en frecuencia. Es de los tres puntos a tener en cuenta, aquel donde más se evidenciaba la falta de información descrita en el Capítulo 1. La información en el trabajo de Brown y Gordon se usó conjuntamente con la sensibilidad auditiva definida en la curvas de Fletcher y Munson.

Se obtuvieron por donación y recomendación de la firma Knowless 4 ejemplares de 3 modelos del tipo electret:

- Knowles FG-23629-D62
- Knowles FG-23329-D65, utilizados en [11]
- Knowles BT-1759, utilizados en [53].

En las etapas más prematuras de este trabajo, se utilizaron los micrófonos empleados en [11]. Aquellos micrófonos garantizaban una respuesta plana en la banda espectral de interés y un alto valor de repetibilidad. Sin embargo, y aunque mostraron un desempeño satisfactorio en las primeras mediciones y calibraciones dentro de la cámara anecoica (ver [32]), resultaron no aptos en términos del rango dinámico tolerado en las experiencias en ruta, llegando a la saturación una vez superados los 50 Km/h. La Figura 3-13 muestra los micrófonos utilizado en [32], cita que compone parte de los aportes de esta tesis.

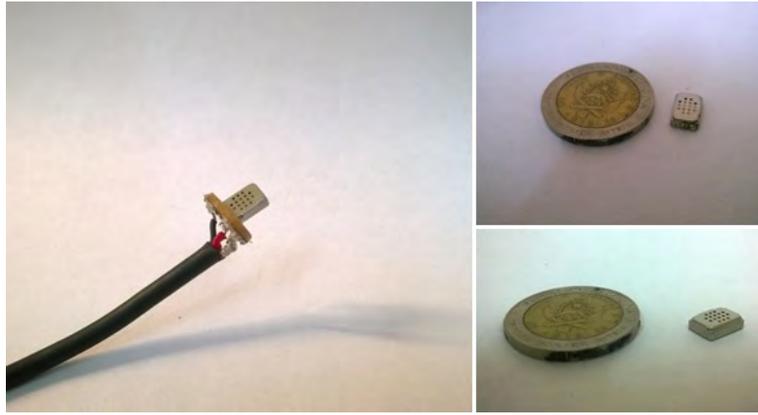


Figura 3-14: Micrófonos Knowles BT-1759 utilizados en la gran parte de las experiencias llevadas a cabo.

En una segunda etapa, se evaluó el desempeño de los micrófonos que habían sido utilizados en [53]. Dos cuestiones resultaban atractivas de estos micrófonos respecto a los FG-2333329-D65. De acuerdo a sus especificaciones técnicas, en primer lugar mostraban un mayor rango dinámico. En segundo lugar, se observa una pérdida de sensibilidad en baja frecuencia. Esta particularidad, de acuerdo a la información que se tenía *a priori* del ruido en situación real, podía resultar determinante. La Figura 3-14 muestra los micrófonos que se utilizaron en el resto del trabajo.

Uno de los objetivos secundarios que surgen del desarrollo, fue la estimación de los niveles de presión sonora mediante los micrófonos. Por esto, se estudió la respuesta en frecuencia de los micrófonos Knowles BT-1763 utilizando un SLM Brüel & Kjær como patrón de referencia para los niveles dinámicos, tomando valores puntuales de frecuencia. La Figura 3-15 muestra los resultados sobre la respuesta en frecuencia de los micrófonos, el SLM y un ajuste de los datos del micrófono. La construcción de la Figura, se hace partiendo de la definición de nivel de presión sonora (SPL por sus siglas en inglés **S**ound **P**ressure **L**evel):

$$SPL_{[dB]} = 20 \log_{10} \left(\frac{p_{rms}}{20 \mu P} \right) \quad (3-1)$$

donde p presenta el valor de presión eficaz. Allí se toma el valor de SPL, medido desde el display del SLM, y utilizando la proporcionalidad entre presión y tensión eléctrica se

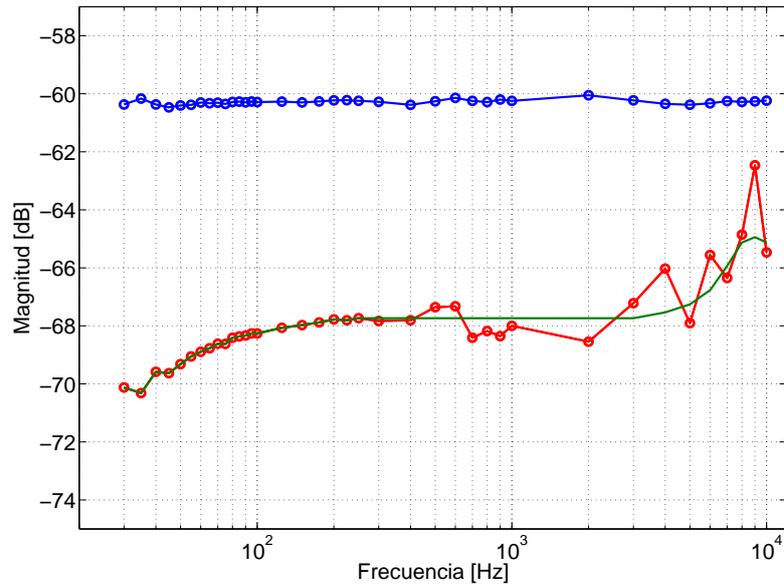


Figura 3-15: Azul: respuesta en frecuencia del SLM Brüel & Kjær. Rojo: respuesta en frecuencia del micrófonos Knowles BT-1763. Verde: respuesta en frecuencia de los micrófonos suavizada.

busca la constante de referencia, definida como:

$$-60,25 \text{ dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{v_{rms}}{v_{ref}} \right) \quad (3-2)$$

donde v_{rms} representa el valor eficaz de la tensión real medida. Luego se despeja el valor v_{ref} . El valor $-60,25 \text{ dB}$ se extrae como valor medio de la respuesta en frecuencia del SLM en la Figura 3-15. Para el caso del micrófono, se procede de manera equivalente, previa compensación obtenida al multiplicar por la inversa entorno a -68 dB , logrando una respuesta plana sobre a este valor.

Con esta información, y un procesamiento *a posteriori*, pueden tomarse las señales temporales, compensar su análisis espectral y utilizando la identidad de Parseval estimar con la información espectral compensada el nivel de presión sonora. Por último, se validan las estimaciones comparando aquellas tomadas desde los valores *rms* del SLM con las que son tomadas desde los micrófonos. A su vez, todo esto se compara las mediciones tomadas desde el display del medidor.



Figura 3-16: Izquierda: ubicación del micrófono de error. Derecha: ubicación del micrófono de referencia.

Por último, se valida todo el proceso de estimación dentro de la cámara anecoica estimando niveles de presión sonora para señales complejas, particularmente ruido rosa y ruido blanco. Se estimaron los niveles utilizando los valores rms de ambos micrófonos (Brüel & Kjør y Knowles) y conjuntamente con el display del SLM.

3.3.1. Sobre la Ubicación de los Micrófonos

En función de cada una de las etapas experimentales, que serán expuestas y detalladas en los Capítulos 4 y 5, los micrófonos fueron posicionados en lugares bien definidos.

Alentado por todas las estrategias de control propuestas y estimaciones de la presión acústica, se ubicó el primero de los micrófonos en la zona de entrada al canal auditivo. De aquí en más se denominará a este micrófono como **micrófono de error**.

El segundo de los micrófonos, utilizado como entrada en los sistemas de control por FF, fue ubicado en la zona de la barbilla. Además, se utilizó a las señales tomadas por este micrófono en la etapa de evaluación de desempeño de los controladores. De aquí en más se denominará a este micrófono como **micrófono de referencia**.

La Figura 3-16 muestra la ubicación de ambos micrófonos. Aunque en esta Figura se ven los micrófonos cubiertos con pantallas de viento, finalmente estas no fueron utilizadas por no existir incidencia directa del viento sobre los micrófonos y por esto no proporcionar mejoras en el nivel de desempeño.

3.4. Amplificadores y Acondicionamiento de Señal

En colaboración con investigadores del LAL, se desarrolló equipamiento electrónico de acondicionamiento para las señales recibidas desde los micrófonos. Fundamentalmente, un sistema de amplificación de señal compuesto por dos etapas y basado en amplificadores operacionales de bajo ruido TLC2202 cuyo objetivo es el de mejorar la relación señal a ruido. La Figura 3-17 muestra una imagen del circuito electrónico que compone el amplificador de señal.

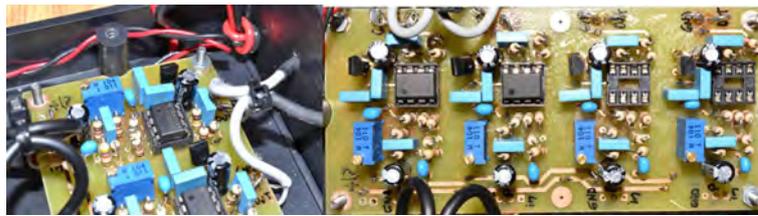


Figura 3-17: Circuito eléctrico de amplificación. Se ve el detalle de los amplificadores operacionales.

El esquema de amplificación tiene una ganancia de aproximada de 16,5 dB (≈ 7 veces) en un rango de frecuencias que va desde los 25 Hz hasta al menos los 10 kHz. La Figura 3-18 muestra la respuesta en frecuencia del sistema de amplificación.

con el objetivo de obtener señales con mayor información y menor cantidad de ruido, fue evaluada la posibilidad de incorporar como primer etapa un filtro pasa altos o pasa banda. Al no haber tenido resultados satisfactorios, además de esto último incorporar dinámica de cierta complejidad al sistema, se optó por dejar solamente el sistema de amplificación.

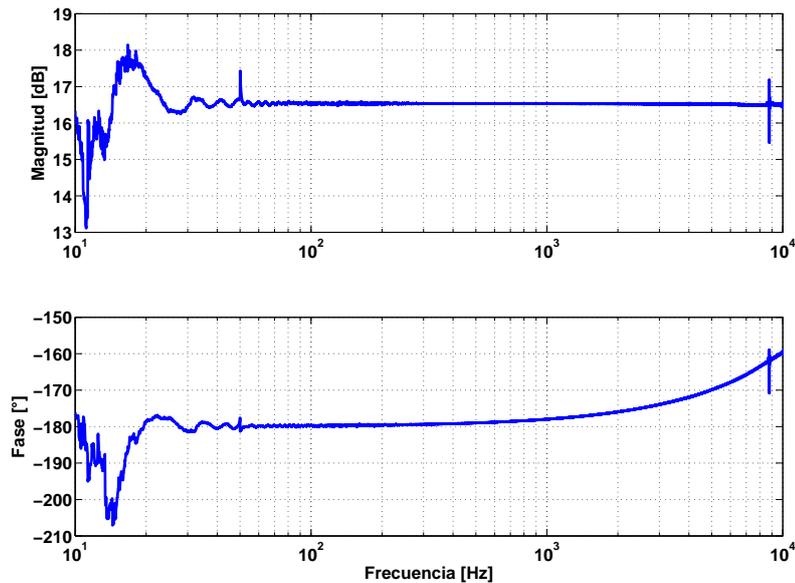


Figura 3-18: Respuesta en frecuencia del sistema de amplificación.

3.5. Adquisición y Procesamiento Digital: Compact-RIO NI-9075

La adquisición y procesamiento de las señales fue realizado con la plataforma de procesamiento Compact-RIO NI-9075 de la firma National Instrument.

Este dispositivo es un controlador embebido del tipo industrial diseñado para soportar esfuerzos mecánicos (como los que podría sufrir durante las pruebas en ruta).

Combina un controlador de tiempo real, módulos de entrada/salida que pueden ser configurables, una FPGA de la firma Xilinx y un chasis de expansión con interfaz Ethernet. Esta arquitectura, permite la programación en diferentes niveles físicos de ejecución, cada una con tareas de diferentes niveles de prioridad. Por ejemplo, la adquisición de señales y filtrado puede definirse como una tarea de alta velocidad y prioridad, y puede ser programada sobre la FPGA. Mientras tanto, el almacenamiento de los datos en una memoria física puede asignarse como una tarea de baja prioridad y puede (y debe) ser programada en el controlador de tiempo real. Para poder concretar esta interacción entre la FPGA y el controlador, el sistema posee buses del tipo PCI. Luego, mediante la



Figura 3-19: Compact-RIO NI-9075. Pueden observarse en la imagen la ubicación de cada uno de los tres módulos, de izquierda a derecha: NI-9401, NI-9205 y NI-9263.

interfaz Ethernet, el CompactRIO puede ser conectado a una red de datos estableciendo un nuevo nivel de programación, por ejemplo una PC de monitoreo.

En cuanto al software y la programación, el controlador de tiempo real ejecuta un sistema operativo de tiempo real **VxWorks**. Puede ser programado en lenguaje gráfico de Labview, C, C++ o incluso Java. Mientras tanto, la FPGA es programada con herramientas gráficas de Labview. Los programas desarrollados en código gráfico, son compilados en código máquina HDL. La Figura **3-19** muestra el equipo configurado con los módulos de adquisición (NI-9205), el de salidas analógicas (NI-9263) y de entradas y salidas digitales (NI-9401), aunque este último módulo no haya sido usado en este trabajo.

En la experiencia práctica el sistema adquirió las señales de ambos micrófonos, el SLM y el anemómetro descriptos ambos a continuación. Se utilizó el módulo de salidas analógicas para excitar los auriculares.

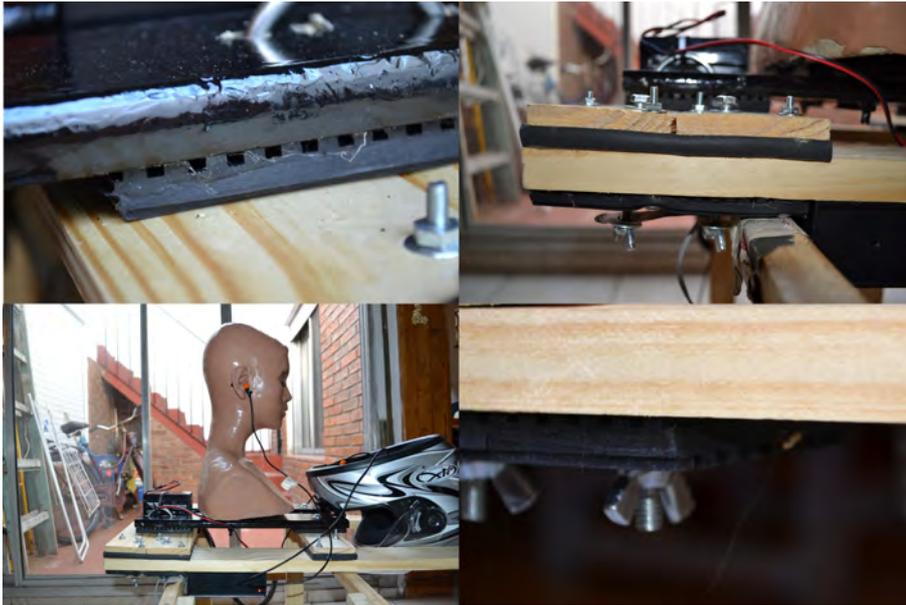


Figura 3-20: Plataforma antivibratoria de montaje. En la Imagen inferior-derecha se observan las superficies perpendiculares de contacto

3.6. Plataforma de Montaje, SLM Brüel & Kjær, Anemómetro y Altavoz

Se compone el setup completo con:

Plataforma de Montaje. Con el objeto de reducir la transmisión mecánica desde el vehículo, generadas por el contacto de las ruedas con el asfalto o bien imperfecciones en el camino, se desarrollo una plataforma sobre la cual montar el Dummy. La construcción se llevó a cabo en madera intercalando entre cada uno de los niveles materiales elásticos de caucho de diferentes densidades (diferentes bandas espectrales de resonancia). Uno de los materiales, aquel con mayor densidad, posee una textura acanalada sobre cada uno de sus lados en sentidos perpendiculares entre si (el dibujo de una de las caras se encuentra a 90° con respecto a la otra). De esta manera se busca disipar esfuerzos cortantes en cualquier dirección del plano horizontal. La Figura 3-20 muestra imágenes de la plataforma.

SLM Brüel & Kjær. Fue incorporado en las mediciones como patrón de referencia. Sirvió en las calibraciones de los micrófonos como así también, en la validación de las



Figura 3-21: Esquema general del setup. Se visualiza la ubicación del anemómetro.

estimaciones de los niveles de presión acústica. El esquema de medición para los niveles sonoros, se compuso por una cápsula electret **4189** junto con el medidor **2250**, ambos, de la firma Brüel & Kjær. EL SLM tiene la característica de contar con una salida analógica. Se obtiene de allí, una señal proporcional a la que es entregada el micrófono. Esta señal es tomada por el sistema de adquisición en la etapa experimental de caracterización del ruido, como también utilizada en la calibración de los micrófonos (Figura **3-15**). El equipo fue cortesía del LAL.

Anemómetro. Se utilizó en las experiencias de caracterización del ruido un anemómetro Testo **0628 0036** conjuntamente con un transmisor cuya función fue la de adaptar los niveles de señal a los admisibles por el sistema de adquisición. Este instrumento, cuyo rango de medición alcanza los 216 km/h, permitió tomar mediciones sobre la velocidad relativa entre el viento y el Dummy, y así, construir una relación entre las mediciones de velocidad y los niveles de presión sonora. La Figura **3-21** muestra la ubicación del anemómetro.

Altavoz JBL Eon-315 Se utilizó en las experiencias de identificación y control. En la identificación se excitó al sistema para poder relacionar las señales adquiridas por cada uno de los micrófonos. En la etapa de control, se inyectaron las señales de perturbación sobre las cuales se midió el desempeño de cada uno de los algoritmos. La Figura **3-2** muestra el altavoz ubicado durante la etapa experimental.

4 Estudio y Caracterización del Ruido

Este Capítulo desarrolla los métodos y resultados referidos a los experimentos de caracterización del ruido en entornos asociados a cascos de motocicletas. Como se mencionó en el Capítulo 3, esta primera etapa experimental profundiza los resultados existentes en la bibliografía, sobre las características del ruido. Asimismo, se muestra y establece una dependencia del nivel de ruido con la velocidad relativa entre el Dummy y el aire circundante.

Para dar lugar a este desarrollo, el setup fue montado sobre un vehículo Volkswagen GOL 1.4 del año 2013, conducido en un escenario real. Simultáneamente, todas las señales generadas por los sensores (SLM, micrófono de error, micrófono de referencia y anemómetro) fueron tomadas por el sistema de adquisición. Los experimentos fueron llevados a cabo en la Autopista Buenos Aires - La Plata fuera de los horarios de mayor congestión por dos factores fundamentales. El primero: para tener libertad en la conducción del vehículo y así disminuir los riesgos en los experimentos mientras que se facilita el seguimiento de determinadas trayectorias (principalmente en velocidad). El segundo: disminuir los efectos ruidosos ajenos a la aplicación. Sin embargo, se mostrará que la fuente de mayor predominancia será la interacción turbulenta del aire circundante con el Dummy. Esto último, permitirá desprestigiar las fuentes provenientes desde el entorno.

Estos resultados que se desarrollan en el resto del Capítulo, han sido documentados en [33].

4.1. Experimentos en Ruta

Se estimó el nivel de presión sonora L_P , a partir de las señales tomadas desde el micrófono de error y el SLM, ubicados uno en cada oreja del Dummy, bajo condiciones equivalentes. En términos metodológicos se procede siguiendo lo expuesto en la Sección 3.3 y utilizando el resultado exhibido en la Figura 3-15. Cabe destacar, que debido a que el SLM posee un diseño específico para mediciones con incidencia normal o directa, de acuerdo a las características del proceso se realiza una corrección para incidencia aleatoria. Se obtiene de esta manera un mecanismo de estimación de presión acústica basado en las señales eléctricas provenientes desde los sensores. A su vez, todo esto se relaciona con los valores obtenidos de velocidad relativa por el anemómetro. Pueden existir diferencias entre la velocidad absoluta, medida por ejemplo con un GPS, con respecto a las mediciones tomadas con el anemómetro. Esto último podría deberse a efectos turbulentos, velocidad del viento, o incluso, a vientos laterales. La Figura 4-1 muestra algunos valores de desplazamiento (diferencia entre velocidad relativa y absoluta), para valores de velocidad específicos (20 km/h, 30 km/h, 40 km/h, etc). Es importante no

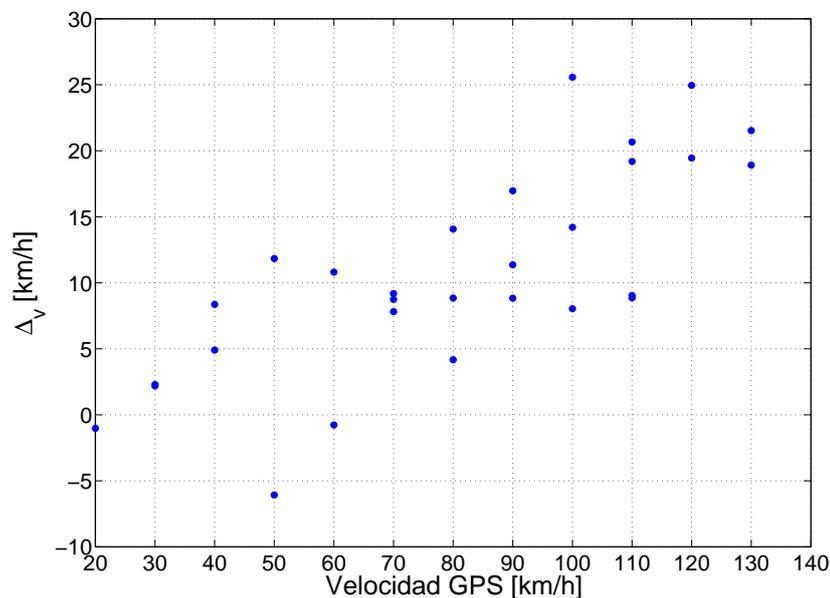


Figura 4-1: Dispersión de la velocidad medida con el anemómetro para valores fijos de velocidad medidos por GPS. Se define $\Delta_v = v_{\text{anemómetro}} - v_{\text{GPS}}$.

perder de vista que el efecto de generación de ruido primario está vinculado procesos turbulentos de interacción entre el casco y el aire circundante. Se ve allí el valor de

las mediciones relativas (anemómetro). Como ejemplo, a velocidad absoluta nula podría observarse obtenerse generación de ruido producto de la interacción de corrientes de aire (viento) con el casco.

Con el objetivo de lograr estimaciones significativas y precisas de los datos, se elije un tiempo de integración $T = 125$ msec. Este valor da cuenta de la longitud temporal de cada una de los segmentos de señal sobre los cuales se llevarán a cabo los análisis y estimaciones (SPL, espectros, etc). Estos segmentos, se obtienen fraccionando las señales que llegan directamente desde los sensores. Tomando como valor de velocidad, al valor medio de cada segmento del anemómetro, este valor de T da garantías de variaciones relativas de velocidad inferiores al 1% (respecto al valor medio en cada segmento). La Figura 4-2 muestra el error absoluto de cada uno de los segmentos, con respecto a su media. Esta Figura, se encuentra asociada al perfil de velocidad de la Figura 4-3.

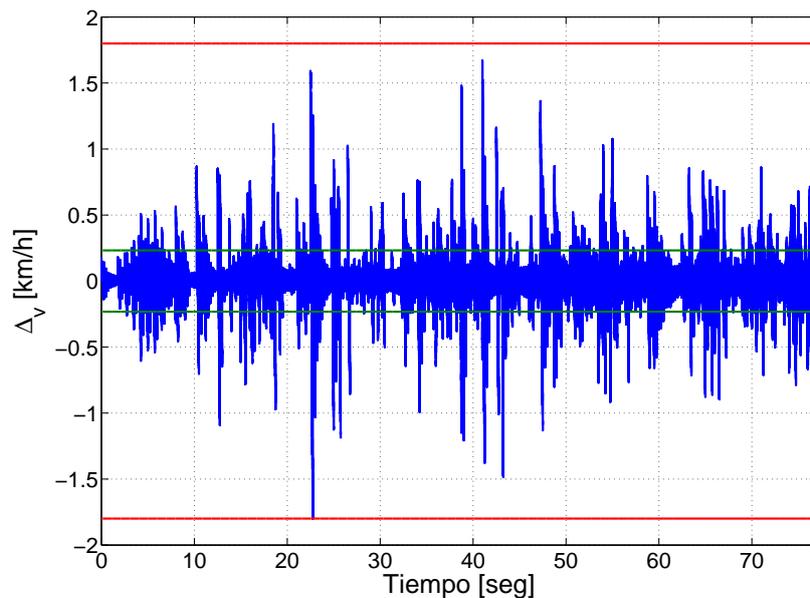


Figura 4-2: En azul el error absoluto entre la velocidad real y el valor medio tomado en intervalos de 125 msec. En rojo los valores máximos del error. En verde la desviación estándar del error. Se define $\Delta_v = \bar{v} - v$ con \bar{v} la velocidad media de cada segmento.

Por otra parte, este valor de T , permite asumir constantes las propiedades espectrales de las señales provenientes de los micrófonos Knowles o Brüel & Kjær (esto último quedó evidenciado en las experiencias prácticas). Además, 125 msec., es el valor de inte-

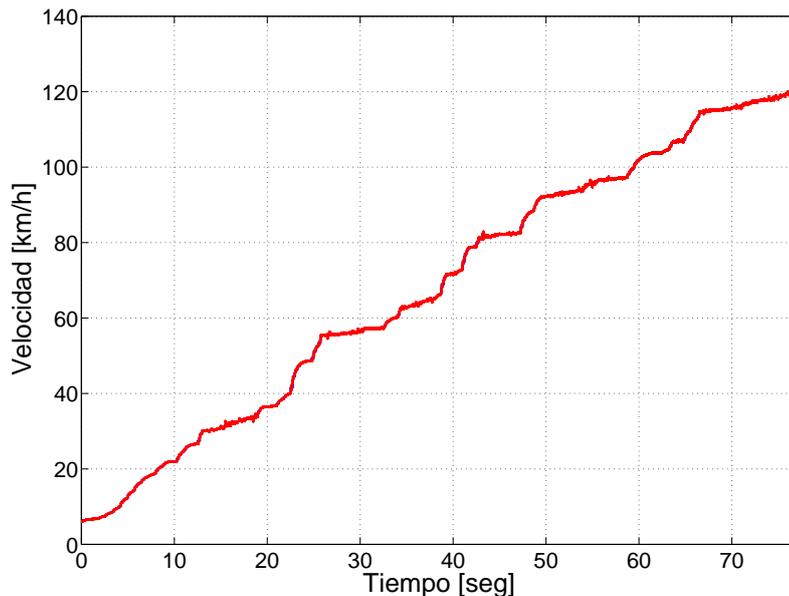


Figura 4-3: Perfil de velocidad al que se refiere la estimación del error absoluto de la Figura 4-2. Por debajo de la curva roja, se encuentra la aproximación por valores medios en color azul.

gración utilizado por los SLM en modo *fast*. Así, se facilita la comparación y validación de las estimaciones con las mediciones en el display del SLM. Se denomina entonces a los niveles de presión sonora estimados L_{pF} para ponderación lineal y realizando una compensación adicional de acuerdo a lo que establecen las normas *ASA S1.4-2014/PART 1/IEC 61672-1:2013*, se obtienen los niveles L_{pFA} para la ponderación A.

Se proponen dos alternativas experimentales. En la primera, se adiciona al esquema experimental constituido por el Dummy y el casco descrito en el Capítulo 3, material absorbente como atenuador pasivo cerrando espacios e intersticios sobre los cuales podría incidir directamente el aire (por ejemplo bajo el cuello y bajo la barbilla). De este modo, mientras se aumenta el hermetismo de los micrófonos, se disminuye el nivel de presión sonora sobre ellos. En la segunda alternativa, se omite la adición de este material dejando la estructura original. Así, además de estudiar la dinámica del ruido y su dependencia con la velocidad, puede analizarse el efecto de la adición de atenuadores pasivos. Se denominan ambas situaciones como CAP por las siglas de **Con Atenuación Pasiva** y SAP por sus siglas **Sin Atenuación Pasiva**.

Los resultados de las estimaciones de los niveles L_{pF} se muestran en la Figura 4-4. La Figura 4-5 muestra los mismos resultados de la Figura 4-4, pero expresados con ponderación A, es decir L_{pAF} (dBA).

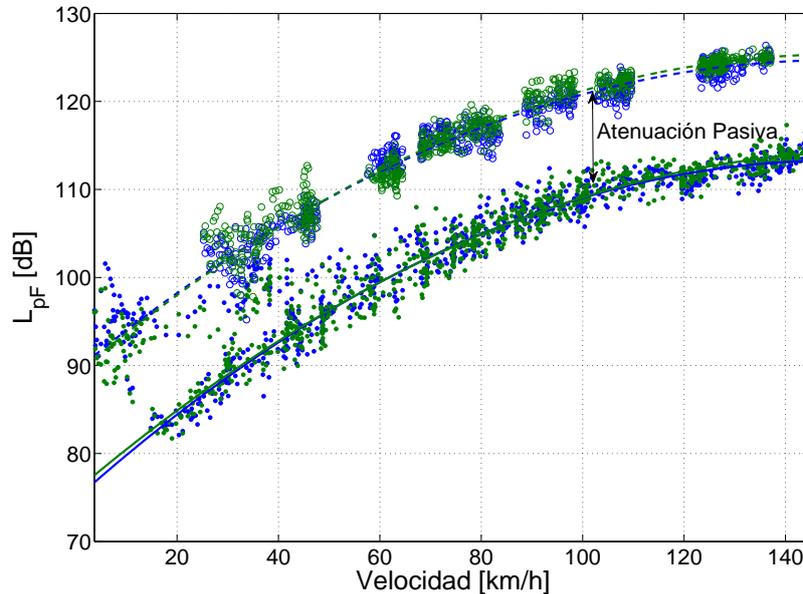


Figura 4-4: Estimaciones sobre el nivel de presión sonora en [dB] vs. velocidad. En azul se refieren los resultados para el SLM y en verde los resultados sobre los micrófonos Knowles. Los círculos vacíos y sólidos están relacionados al caso SAP y CAP respectivamente. La línea discontinua y la continua hacen referencia a los ajustes algebraicos para los casos SAP y CAP respectivamente.

Con estos resultados experimentales, se proponen modelos algebraicos que ajusten a funciones cuadráticas. Estos ajustes, permiten estimar el nivel de presión sonora en función de la velocidad instantánea. La estructura algebraica se define con:

$$L_{p_{est}}(v) = p_1 v^2 + p_2 v + p_3 \quad [dB] \quad (4-1)$$

para el rango de operación entre 20 y 145 km/h. En las Figuras 4-4 y 4-5 se ven las curvas ajustadas para cada caso. Tomando como base las diferencias entre las estimaciones algebraicas (líneas) y aquellas basadas en valores eficaces (puntos), se muestra el error de estimación relativo en la Figura 4-6. Notar en la Figura que la dispersión decrece con la velocidad y ambas estimaciones de L_{pF} (SLM y micrófonos) tienen rangos de dispersión equivalentes. Pueden mencionarse que una vez superados los 60 km/h, el nivel de dispersión es inferior al 5% en todos los casos.

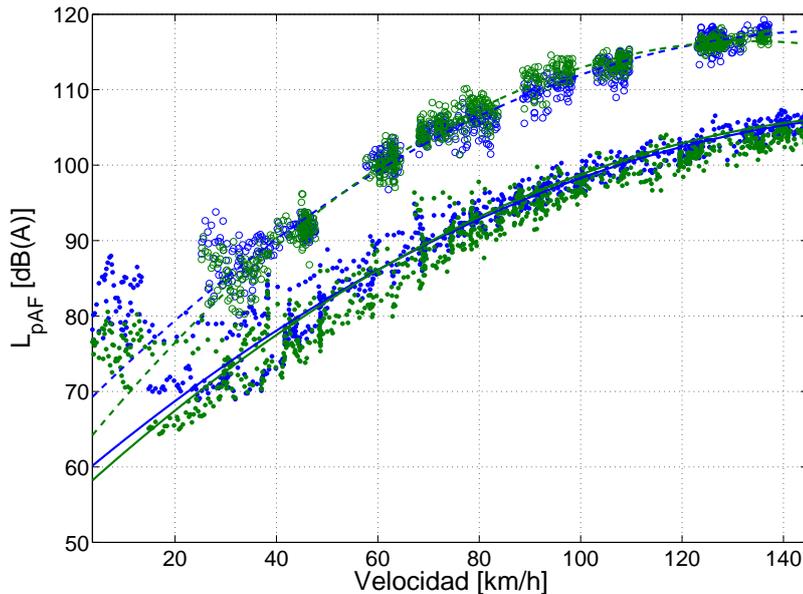


Figura 4-5: Estimaciones sobre el nivel de presión sonora con ponderación A [dBA] vs. velocidad. En azul se refieren los resultados para el SLM y en verde los resultados sobre los micrófonos Knowles. Los círculos vacíos y sólidos están relacionados al caso SAP y CAP respectivamente. La línea discontinua y la continua hacen referencia a los ajustes algebraicos para los casos SAP y CAP respectivamente.

Basados en estos resultados, la diferencia entre los modelos interpolados (para el caso de L_{pF}), puede ser considerada como el efecto de la atenuación pasiva. Estos resultados toman valores que se encuentran entre los 12 y 14 dB. Tomando en consideración que todos los niveles se encuentran por encima de los 105 dB una vez superados los 100 km/h (en CAP o en SAP), con el objetivo de cumplimentar las regulaciones laborales internacionales para jornadas laborales de 8 horas (Capítulo 1), se pone en evidencia la necesidad de alguna solución activa.

Se calculó también la densidad espectral de potencia en función de la velocidad, como se muestra en la Figura 4-7 para el caso CAP. Una vez más, se aplicó para este proceso el mismo lapso de integración usado en las primeras definiciones ($T = 125$ msec.). Puede verse en la Figura, que la concentración más alta de potencia se encuentra por debajo de los 300 Hz independientemente de la velocidad.

Utilizando los resultados de las Figuras 4-4 y 4-5 sobre las estimaciones basadas

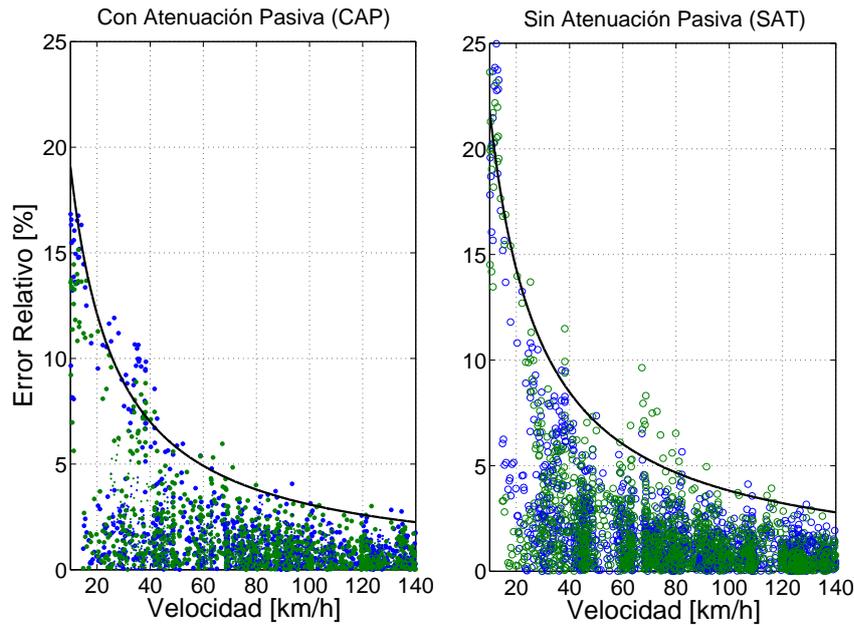


Figura 4-6: Curva de error de ajuste vs. velocidad para el caso CAP y SAP. Se indica con la línea sólida la curva que contiene al 99 % de las estimaciones. En azul se refieren los resultados para el SLM y en verde a los resultados sobre los micrófonos Knowles.

en modelos algebraicos para L_{pF} y L_{pAF} (micrófono Knowles compensado), se construye la Tabla 4-1 donde se exponen algunos valores referenciales de presión sonora para velocidades puntuales. Además, puede visualizarse en la última fila la desviación relativa de la estimación algebraica para el SLM.

La Tabla 4-2 muestra los coeficientes de los ajustes algebraicos en la ecuación 4-1 para cada caso. Debido a que el oído humano tiende a presentar una respuesta plana en el rango dinámico alto ($L_{pF} > 110 \text{ dB}$), los resultados se presentan en dB y dBA.

Como una verificación final, se propone tomar una perfil de velocidad particular y aplicar las diferentes metodologías de estimación en cada uno de los casos (rms o ajuste algebraico), para cada uno de los micrófonos (Brüel & Kjær o Knowles). Se usan estimaciones planas y ponderadas (L_{pF} y L_{pFA}). Para facilitar la visualización de los resultados, solamente se exhibe el caso CAP. En todos las situaciones, se obtienen las estimaciones utilizando ventanas temporales de 125 msec. Los resultados pueden verse en la Figura 4-8.

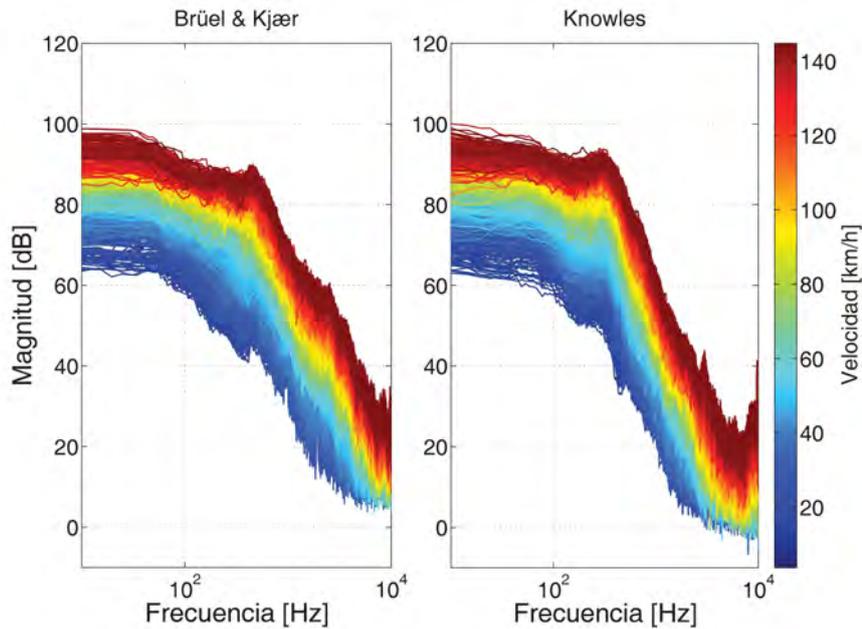


Figura 4-7: Densidad espectral de potencia en [dB] (SPL) medida por el SLM (izquierda) y por el micrófono Knowles compensado (derecha). Ambas curvas se parametrizan con la velocidad.

Velocidad [km/h]	CAP		SAP	
	L_{pF} [dB]	L_{pAF} [dBA]	L_{pF} [dB]	L_{pAF} [dBA]
40	92,8	75,8	105,7	89,3
50	96,3	80,3	109,1	94,8
60	99,4	84,4	112,1	99,6
70	102,3	88,1	114,9	103,9
80	104,9	91,4	117,3	107,5
90	107,1	94,4	119,4	110,5
100	109,1	97,1	121,2	112,9
110	110,7	99,3	122,7	114,7
120	112,1	101,2	123,8	115,8
130	113,1	102,7	124,7	116,4
140	113,8	103,9	125,2	116,3
Error	<0,65 %	<1,7 %	<0,5 %	<1,1 %

Tabla 4-1: Niveles de presión sonora en [dB] medidos con el micrófono Knowles compensado para diferentes velocidades. La última fila muestra el error relativo con respecto a la estimación sobre el SLM Brüel & Kjær.

Parámetro de ajuste	CAP		SAP	
	L_{pF} [dB]	L_{pAF} [dBA]	L_{pF} [dB]	L_{pAF} [dBA]
$p_1 (\times 10^{-3})$	-1,54	-1,84	-1,59	-3,08
p_2	0,4874	0,6116	0,4816	0,8256
p_3	75,737	55,573	88,995	61,182

Tabla 4-2: Tabla de coeficientes para los ajustes algebraicos en cada caso basados en el micrófono Knowles.

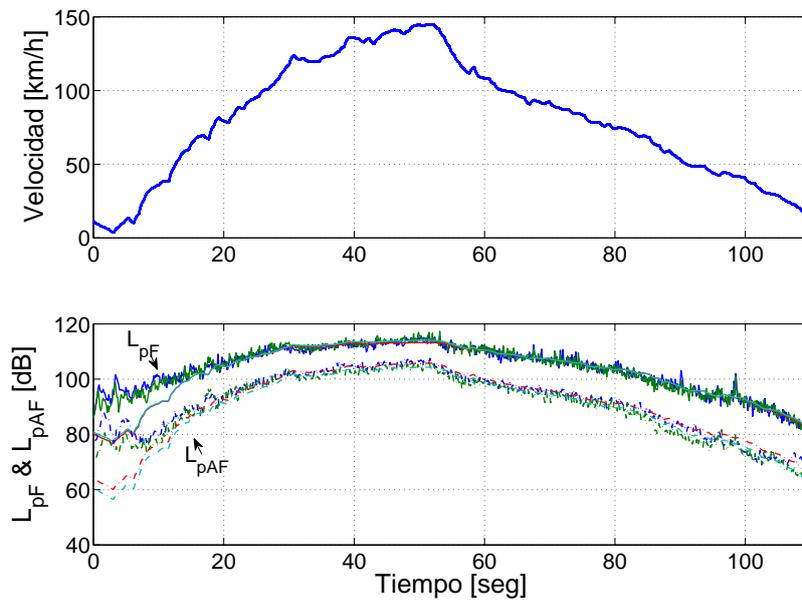


Figura 4-8: Arriba: perfil de velocidad. Abajo: En azul y verde se muestran las estimaciones rms para el SLM y el micrófono Knowles respectivamente. En rojo y turquesa se muestran las estimaciones algebraicas para el SLM y el micrófono Knowles respectivamente.

Notar en la Figura 4-8, que para velocidades inferiores a los 60 km/h, no se logran ajustes algebraicos aceptables, sobre todo durante la fase de aceleración (aquí se agrega como fuente al motor). Como ha sido documentado en [51, 52, 53], esto último hace referencia a que por debajo de esa velocidad los efectos turbulentos no son fuentes primarias de ruido. Esto último sugiere que si puede considerarse predominante el ruido introducido por el motor por debajo de esa velocidad (cuando este, se encuentre presente).

5 Identificación y Control

Cómo ha sido descrito en la Introducción de esta tesis (Capítulo 1), dentro de la bibliografía existente, el CAR en cascos de motocicletas es un área de gran vacancia.

Este capítulo aborda la problemática de CAR en cascos de motocicletas desarrollando algunas metodologías de control. Dentro de las propuestas, pueden identificarse dos enfoques diferentes. En primer lugar, se proponen una serie de desarrollos lineales basados en modelos. Aquí pueden mencionarse propuestas de FB, FF, híbridas con tratamientos LTI y LPV, en todos los casos con verificaciones experimentales. En segundo lugar, se trata una propuesta adaptiva de FF por Fx-LMS modificada por la adición de un controlador clásico de FB basado en \mathcal{H}_∞ . Esta última alternativa, será verificada en simulación.

En esta segunda etapa experimental, el setup es ubicado, puertas adentro en la cámara anecoica del LAL. Allí los sistemas dinámicos intervinientes deberán ser identificados: tanto los tratamientos LTI como los LPV están basados en modelos y el enfoque adaptivo deberá contar, al menos, con la caracterización del camino secundario. Cabe destacar que las estructuras basadas en modelos, recibirán un tratamiento asumiendo cierto desconocimiento de la dinámica del sistema. De este modo, es posible llevar adelante el modelado contemplando una variedad de modificaciones o variaciones que podría sufrir el sistema real.

De acuerdo a las estrategias que se proponen en este Capítulo, el primer contacto que se tendrá sobre el problema de control será a través de la identificación. Por esto, será necesario mencionar el esquema dinámico que compone al sistema en su totalidad. Se desarrollarán los métodos y procedimientos utilizados en la identificación para luego

tomar el problema de diseño de control. Una vez diseñados los controladores, se harán comentarios referidos a la implementación de estos sobre la FPGA. Una vez finalizado el desarrollo de controladores basados en modelos, se dará lugar al problema de control adaptivo. Se presentan, luego, los resultados obtenidos para cada una de las propuestas de control. Finalmente, se harán comentarios sobre aspectos a tener en cuenta observados en las etapas experimentales, para el desarrollo del prototipo real. En cada una de estas instancias se hará uso de los resultados teóricos desarrollados en el Capítulo 2.

A continuación, se detallan las propuestas de control estudiadas:

LPV FB vs. LTI FB: Aquí una estructura de control de tiempo variante es comparada con una estructura LTI en \mathcal{H}_∞ . El control de tiempo variante, se diseña de manera tal de obtener un nivel creciente de atenuación con la velocidad (medida con el anemómetro). El propósito principal de esto, será tomar ventaja del conocimiento previo del ruido. Así, se obtendrán mayores atenuaciones cuanto mayor sea la velocidad. En su lugar, el controlador LTI basado en \mathcal{H}_∞ , proveerá un nivel de atenuación constante que coincidirá con aquella atenuación máxima obtenida con el control de tiempo variante.

LTI FF + LTI FB: Aquí se diseña una propuesta híbrida basada en la combinación de un control de FB por \mathcal{H}_∞ con otro de las mismas características de FF, alcanzando un nivel de atenuación constante independiente de la velocidad.

Fx-LMS Modificado: Aquí se estudia la combinación de un controlador de FB por \mathcal{H}_∞ con otro de FF adaptivo. Se lleva a cabo una prueba de desempeño en simulación utilizando los datos experimentales tomados en la primer fase experimental de esta tesis (Capítulo 4).

Los resultados que se desarrollan en el resto del Capítulo, han sido documentados en [31, 33].

5.1. Identificación

La Figura 5-1 muestra los sistemas dinámicos que intervienen en el resto del desarrollo. Allí, G^{fb} hace referencia al sistema o camino secundario y relaciona la tensión

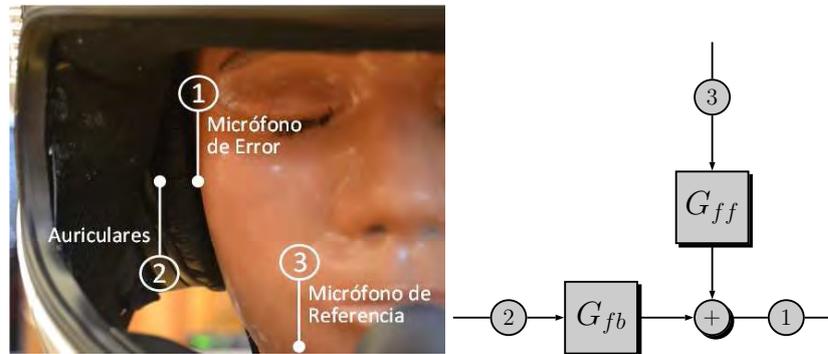


Figura 5-1: Sistemas intervinientes en el diseño de control.

eléctrica sobre los auriculares con la presión acústica en el micrófono de error. G^{ff} denota al sistema o camino primario, vinculando la presión acústica en micrófono de referencia con la presión acústica en el canal auditivo sobre el micrófono de error.

Todas las experiencias de identificación fueron llevadas a cabo dentro de la cámara anecoica como se ve en la Figura 5-2.

En la identificación de G^{ff} , el altavoz externo fue utilizado para excitar ambos micrófonos simultáneamente. En ese caso, el micrófono de referencia funciona como entrada al sistema y el micrófono de error como salida del sistema. En cambio, en la identificación de G^{fb} , la entrada está asociada a la acción eléctrica sobre los auriculares mientras que la salida viene dada por la presión acústica en el micrófono de error.

Ambas dinámicas están representadas por el conjunto o familia de modelos \mathcal{G} en lugar de un modelo simple G , dado que esta definición provee una representación más cercana a la realidad. Este conjunto, es descripto utilizando una estructura de incerteza multiplicativa:

$$\mathcal{G} \triangleq \{G = G_0(s) (I + W_\Delta(s)\Delta), \Delta \in \mathbb{C}, \|\Delta\| < 1\} \quad (5-1)$$



Figura 5-2: Esquema experimental de identificación y control.

Donde $G(s)$ debe ser leído como G^{ff} o bien G^{fb} dependiendo de cada caso. Los modelos nominales corresponden a $G_0^{ff}(s)$ o bien a $G_0^{fb}(s)$. Las funciones de transferencia de peso $W_{\Delta}^{ff}(s)$ o $W_{\Delta}^{fb}(s)$ representan la distribución de incertidumbre como función de la frecuencia $s = j\omega$. Δ formaliza el concepto de conjunto de incertidumbre. Observar que \mathcal{G} da cuenta de una cantidad infinita de modelos. Basándose en esta descripción, se aplican métodos de identificación como fueron descritos en la Sección 2.4.

Los experimentos de identificación, fueron llevados a cabo utilizando cuatro barridos sinusoidales diferentes para excitar los sistemas. Estos sistemas, deberían estar incluidos en el conjunto \mathcal{G} . Cada barrido poseía un rango desde los 20 Hz a los 10 kHz. La adquisición de los datos fue hecha a 40 kHz. Se obtiene así un conjunto de datos de entrada y salida $(u_i \ y_i)$ donde el subíndice i hace referencia el i -ésimo barrido. Con cada uno de estos pares ordenados, se definen las siguientes estimaciones de funciones de transferencias empíricas (ETEF por sus siglas en inglés **E**mpirical **T**ransfer **F**unction **E**stimated):

$$\hat{G}_i(j\omega_k) = \frac{Y_i(j\omega_k)}{U_i(j\omega_k)} + V_i(j\omega_k) \quad (5-2)$$

Donde $k = 1, \dots, N$ y $V_i(j\omega_k)$ denota un proceso estocástico que refleja algunas de las diferencias entre los experimentos. En este contexto, para cada valor de frecuencia ω_k la función estimada $\hat{G}_i(j\omega_k)$ es una variable aleatoria distribuida en torno a algún valor medio. Con el objetivo de disminuir la varianza sobre cada ETFE, una ventana frecuencial de Hamming es aplicada para suavizar los datos, siguiendo los resultados de [50]. Con cada ETFE suavizada, un nuevo conjunto de datos se define para cada valor de frecuencia ω_k , como el centro del círculo de menor radio r_k que contiene todos los datos suavizados ($i = 1, \dots, 4$). Esto último, se muestra en la Figura 5-3. Allí se representa

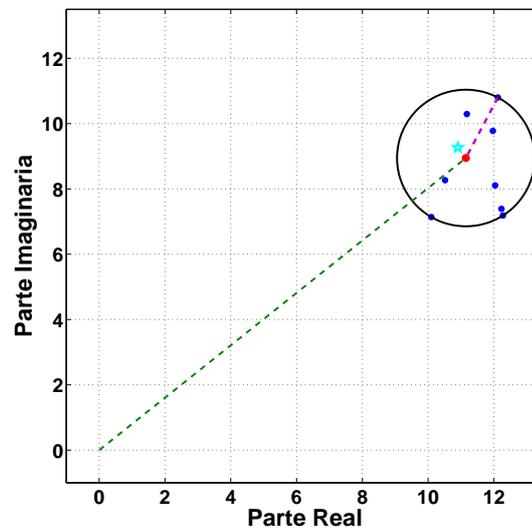


Figura 5-3: Ejemplo de los valores de las ETFE suavizadas (puntos azules), centro del círculo de menor radio r_k (magenta) que contiene a todos los puntos azules. La estrella en cian ubica un posible valor para el modelo nominal. Todos las representaciones referidas un valor de frecuencia ω_k .

cada dato suavizado con los puntos en azul, el centro del círculo de radio r_k en rojo (magenta), y el valor del modelo nominal con la estrella color cian. Con este nuevo conjunto de datos (centro de los círculos de radios mínimos), y usando la información *a priori* sobre la estabilidad de ambos sistemas (G^{ff} y G^{fb}), se obtienen modelos nominales G_0 utilizando los resultados de identificación por subespacios. Se probaron algoritmos para datos en frecuencia uniformemente espaciados y no uniformemente espaciados. Finalmente, en la etapa de diseño se utilizaron los resultados obtenidos con datos no uniformemente espaciados. Los modelos nominales pueden verse en la Figura 5-4. Allí, los datos suavizados (centros de los círculos de mínimo radio) se representan en rojo y en negro las respuestas de los modelos nominales (FF y FB). Ambos modelos poseen

orden $n = 8$.

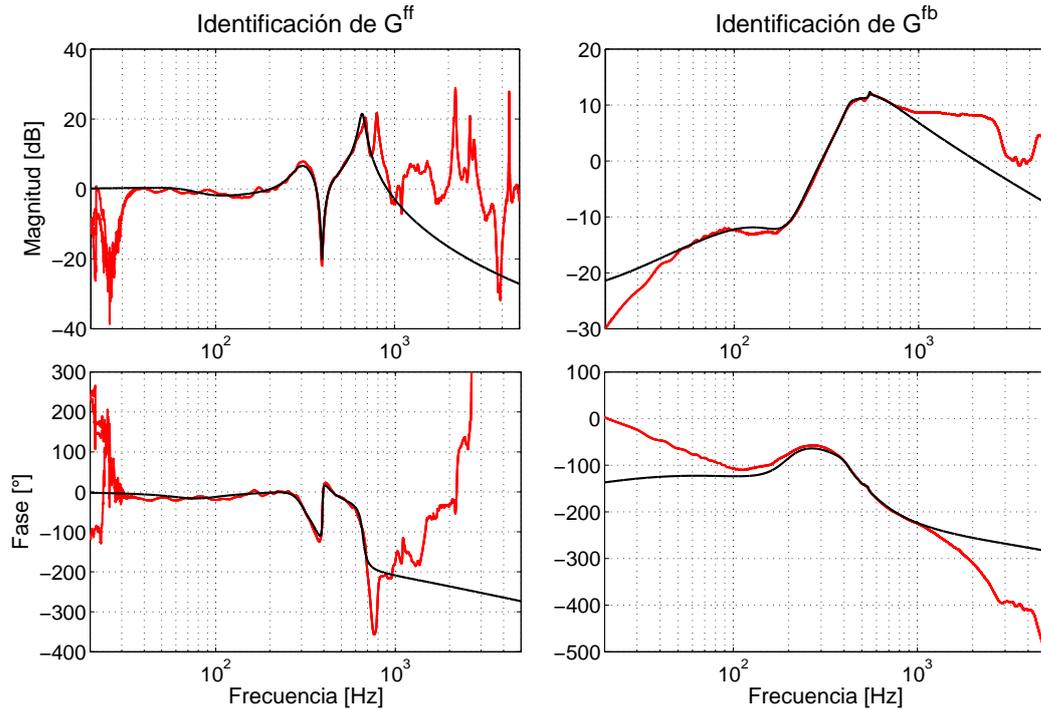


Figura 5-4: Identificación de los sistemas G_0^{ff} y G_0^{fb} . En negro se muestran los modelos nominales. En rojo se muestran los datos suavizados.

Aunque con los resultados de algoritmos para datos uniformemente espaciados se obtuvieron proyecciones de menor error de aproximación, estos modelos no resultaron aptos para el diseño de control. La Figura 5-5 muestra un resultado particular obtenido aplicando el algoritmo de identificación descrito en la Sección 2.4. El modelo de la Figura 5-5, posee 8 ceros de no mínima fase, en donde los 4 primeros, en sentido creciente del eje real, se encuentran ubicados en $z_{1,2} = 2,78 \pm 1065,02j$ y $z_{3,4} = 13,75 \pm 7,86j$ con orden $n = 97$. Estas últimas características, fundamentalmente su condición de no mínima fase, lo que lo convierte en un sistema poco atractivo desde el punto de vista del diseño de control.

La descripción en 5-1 deberá verificar que:

$$|W_{\Delta}(j\omega_k)\Delta| \geq r_k \quad (5-3)$$

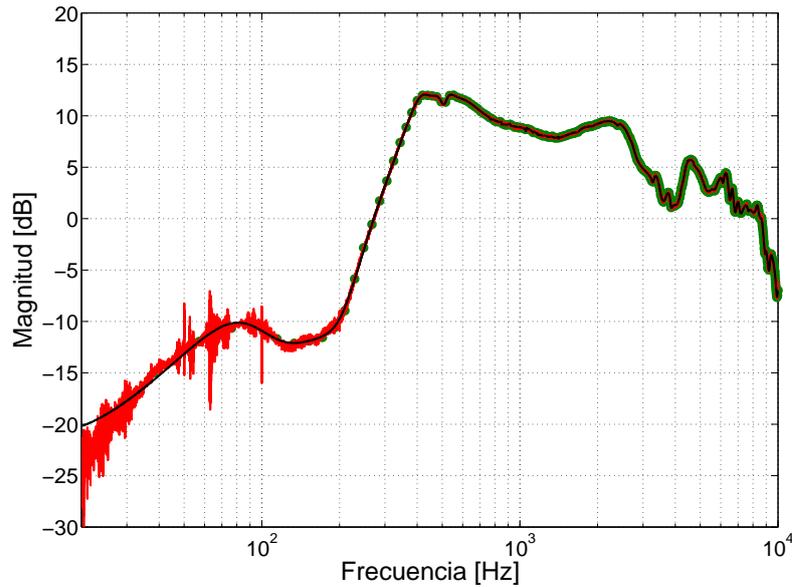


Figura 5-5: Resultado de la identificación obtenido con el algoritmo del Capítulo 2. En rojo se muestran los datos a identificar. Los círculos verdes los valores uniformemente espaciados utilizados y en negro la respuesta en frecuencia del modelo identificado.

para todo ω_k con $k = 1, \dots, N$

El nivel de incertidumbre es calculado usando las diferencias entre los puntos $\hat{G}(j\omega_k)$ y el modelo nominal $G_0(j\omega_k)$ como se muestra a continuación:

$$|W_{\Delta}(j\omega_k)| \geq \max_{1 \leq i \leq 4} \left| \frac{\hat{G}_i(j\omega_k) - G_0(j\omega_k)}{G_0(j\omega_k)} \right|, \quad \forall \omega_k \quad (5-4)$$

con $k = 1, \dots, N$. Así, se diseña cada uno de los pesos de incertidumbre $W_{\Delta}^{ff}(s)$ y $W_{\Delta}^{fb}(s)$:

$$W_{\Delta}^{ff}(s) = \frac{3 \left(\frac{s}{300\pi} + 1 \right)^2}{20 \left(\frac{s}{3000\pi} + 1 \right)^2} \quad (5-5)$$

$$W_{\Delta}^{fb}(s) = \frac{27 \left(\frac{s}{800\pi} + 1 \right)^2}{200 \left(\frac{s}{5000\pi} + 1 \right)^2} \quad (5-6)$$

Los resultados en magnitud se muestran en la Figura 5-6. La magnitud de estos pesos cubren en términos relativos la incertidumbre del modelo, es decir, las diferencias entre el modelo y los datos en todos los valores de frecuencias discretas ($\omega_k = 1, \dots, N$), para

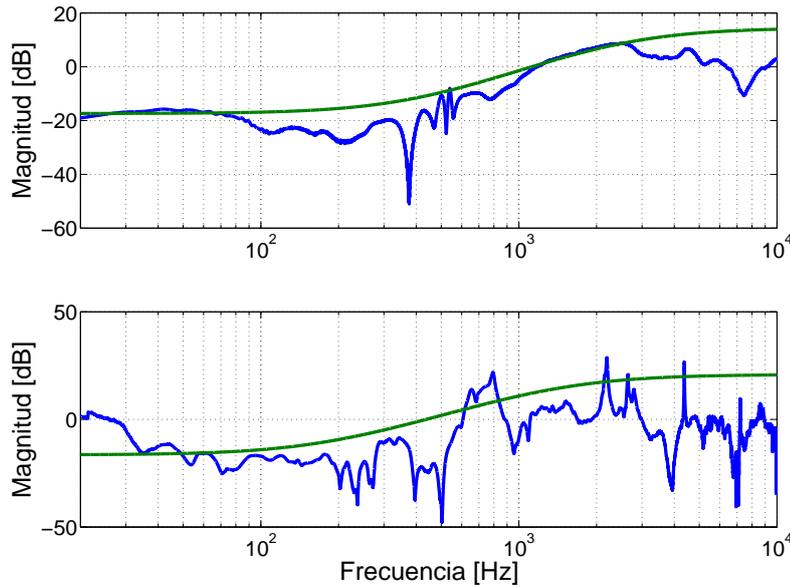


Figura 5-6: Arriba: $|W_{\Delta}^{fb}(j\omega)|$ y la estimación de $|\Delta_{fb}(j\omega)|$. Abajo: $|W_{\Delta}^{ff}(j\omega)|$ y la estimación de $|\Delta_{ff}(j\omega)|$. En azul Δ y en verde W_{Δ} .

cada uno de los cuatro experimentos. Esto último garantizará que en el caso de FB se conserve la estabilidad robusta, es decir el sistema será estable a lazo cerrado para cualquier modelo en \mathcal{G} y se garantiza el nivel de desempeño γ del Teorema 2.3.2 a lazo abierto del control en FF, también, para cualquier modelo en \mathcal{G} .

Es importante no perder de vista que en el diseño de $W_{\Delta}^{ff}(s)$ no hay una estricta verificación de la Ecuación (5-4) para todo ω . A diferencia del enfoque típico de FB, en el caso de FF el efecto de la incertidumbre no puede forzar la inestabilidad. Esto último es debido a que en el control de FF, K_{ff} se define con un filtro estable a lazo abierto. Distinto es lo que ocurre con el nivel de desempeño γ (Teorema 2.3.2.), en donde si no se garantiza (5-4), no puede garantizarse *a priori* dicho nivel de desempeño. Sin embargo, el efecto de la incertidumbre es diferente al que podría tener el ruido a la salida aunque en la estimación de $W_{\Delta}^{ff}(s)$ no es posible distinguir individualmente estos efectos (para lograr esto habría que aplicar técnicas de *(in)-validación* de modelos). Un ejemplo típico de esto último se ve en el FB, en donde el no cumplimiento de la desigualdad por efecto de la incerteza, podría hacer perder la estabilidad robusta y no así en el caso de no cumplirla por efecto del ruido. Por esto último, se ve en la Figura 5-6 que existen zonas, como por ejemplo en baja frecuencia en donde el sistema de excitación pierde sensibilidad, que verifican la desigualdad. Por esto, el peso tuvo un ajuste iterativo con

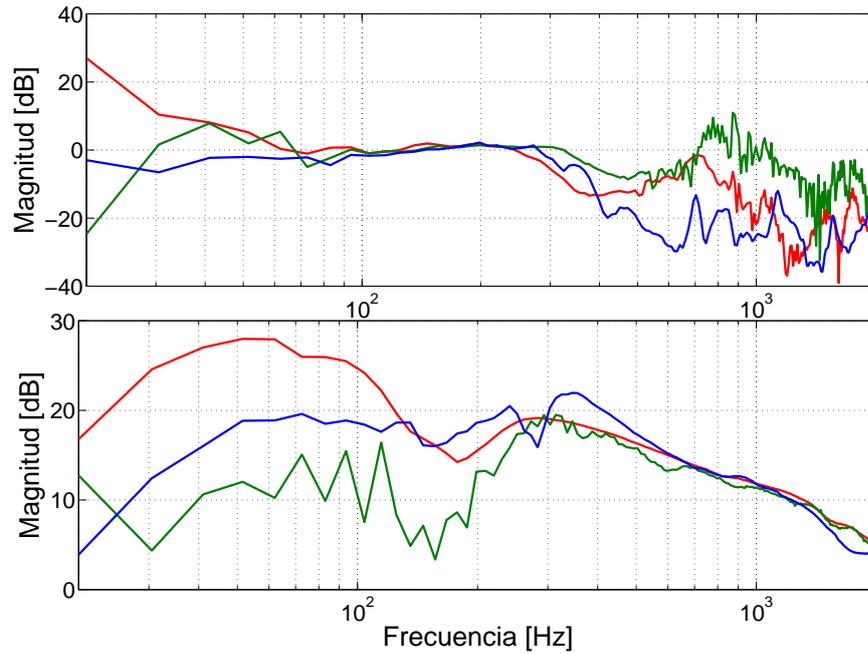


Figura 5-7: Módulos de las respuestas dinámicas de cada sujeto. Arriba para el sistema G^{ff} , abajo para el sistema G^{fb} .

validación experimental del diseño.

5.1.1. Enfoque Basado en Múltiples Sujetos

En las primeras etapas de esta tesis, se propuso un enfoque basado en múltiples sujetos: 2 sujetos reales además del Dummy. Los resultados mostraron una gran variabilidad en los modelos dinámicos ETFE de cada sujeto. Se propuso entonces, una estimación Δ_{global} que permita cubrir a toda la familia empírica de modelos. La Figura 5-7 muestra los módulos de las ETFE para cada sujeto: arriba G^{ff} y abajo G^{fb} . La Figura 5-8 muestra el módulo de la estimación Δ_{global} basada en los datos experimentales, arriba asociada a la dinámica de G^{ff} y abajo asociada a la dinámica de G^{fb} . Se ve que en términos prácticos no existe una banda de frecuencia en donde ambas estimaciones se encuentran por debajo de cero dB, lo que indica además de una gran variabilidad entre los modelos, la inexistencia de un controlador global que cubra un amplia familia de sujetos.

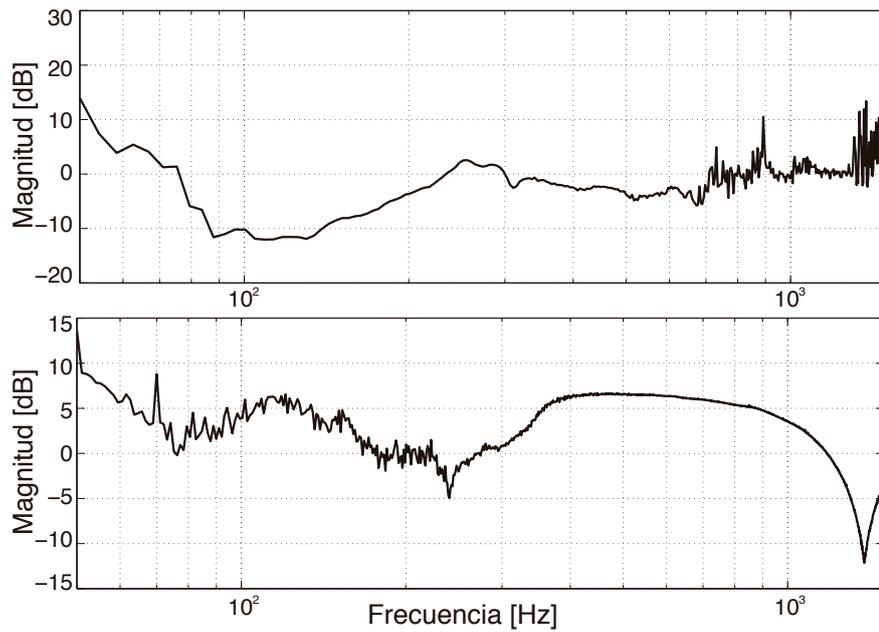


Figura 5-8: Δ_{global} estimada sobre las respuestas experimentales de cada uno de los 3 sujetos. Arriba para el sistema G^{ff} , abajo para el sistema G^{fb} . No existe banda en donde ambas estimaciones se encuentren por abajo de cero.

5.2. Diseño de Control

Se desarrollan en esta Sección los procedimientos de diseño asociadas a las tres propuestas de control descritas en la sección introductoria de este Capítulo. La Figura 5-9 muestra el esquema general utilizado en los tres planteos. Allí, el recuadro FF encierra los sistemas intervinientes el diseño de feedforward y equivalentemente el recuadro FB encierra los sistemas intervinientes en el planteo de feedback.

5.2.1. LTI FB vs. LPV FB

LTI FB: \mathcal{H}_∞

Partiendo de la estructura enmarcada con FB de la Figura 5-9 se propone el diseño de un controlador en \mathcal{H}_∞ que asegure un máximo nivel de atenuación, mientras

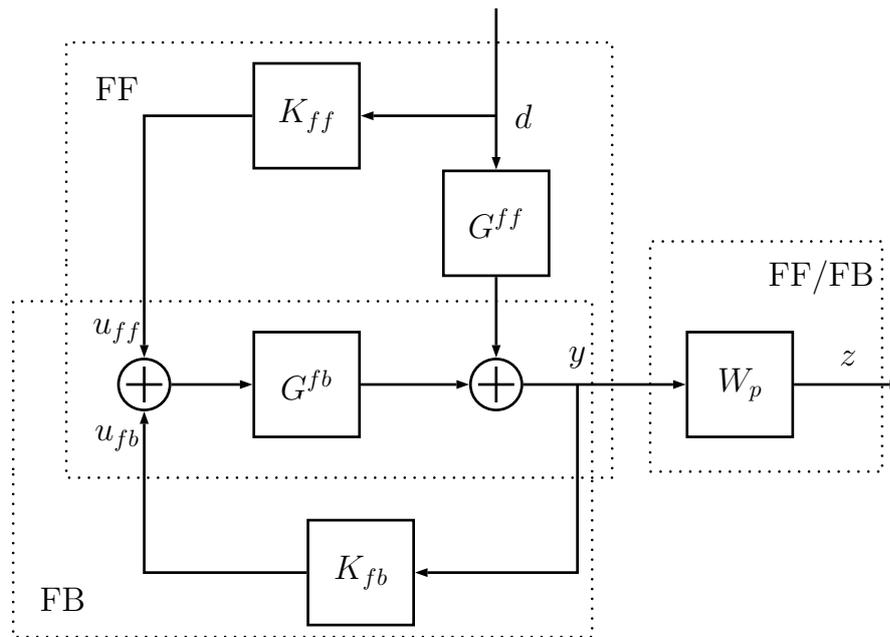


Figura 5-9: Esquema del sistema de control utilizado en los tres planteos de control propuestos. El recuadro FF encierra los sistemas intervinientes el diseño de feedforward y equivalentemente el recuadro FB encierra los sistemas intervinientes en el planteo de feedback.

que se garantiza estabilidad robusta independientemente del valor de la velocidad entre el casco y el aire. El diseño se estructura como un problema clásico de sensibilidades mixtas ([85, 96]). Se busca un controlador K_{fb} que como fue comentado en la Sección 2.1, resuelva el siguiente problema de optimización:

$$\min_{K_{fb} \in \mathcal{K}} \left\| \begin{bmatrix} (1 - S_{fb}) W_{\Delta}^{fb} \\ S_{fb} W_p^{fb} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (5-7)$$

con:

$$S_{fb} = \left(1 + G_0^{fb} K_{fb}\right)^{-1} \quad (5-8)$$

función de sensibilidad nominal del lazo cerrado. Allí, queda planteado el problema de estabilidad robusta y desempeño nominal.

Por último, el peso de desempeño $W_p^{fb}(s)$ se diseña con el objetivo de lograr la máxima atenuación en la banda por debajo de los 300 Hz, garantizando estabilidad robusta en 5-7:

$$W_p^{fb}(s) = \frac{7540}{s + 600\pi} \quad (5-9)$$

Cómo último detalle, tenido en cuenta durante el diseño de este controlador, debe mencionarse que por razones prácticas, en las LMIs de síntesis, se ha contemplado la adición de una región LMI como se describe en [13]. De esta manera se evitan modos rápidos en el controlador. La región impide polos a lazo cerrado que superen los 25 kHz (tener en cuenta que los controladores implementados tendrán una frecuencia de muestreo de 50 kHz).

LPV FB

El controlador LPV fue diseñado con el objetivo de que la atenuación resultante pueda ser modulada por la velocidad, por ejemplo, cuando el sonido del entorno es bajo, el controlador puede ser virtualmente desactivado, teniendo la posibilidad desde el diseño de ajustar la dinámica de atenuación. Independiente de la atenuación obtenida con este diseño, la alternativa de tener un controlador que ajuste su perfil de atenuación en función de la velocidad es atractiva en si misma porque permite minimizar la pérdida de información sobre el campo acústico circundante. Para alcanzar este objetivo, se propone un peso de desempeño variante con la velocidad $W_p^{fb}(s, v)$:

$$W_p(s, v) = \left[\begin{array}{c|c} -A_w(v) & 1 \\ \hline B_w(v) & 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} -f_1 + \frac{f_2-f_1}{v_2-v_1}v_1 & 1 \\ \hline k_1 - \frac{k_2-k_1}{v_2-v_1}v_1 & 0 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c|c} -\frac{f_2-f_1}{v_2-v_1} & 0 \\ \hline \frac{k_2-k_1}{v_2-v_1} & 0 \end{array} \right] v. \quad (5-10)$$

Allí, se pone en evidencia la estructura afín del peso de desempeño con la velocidad. Como estructura politópica $v \in [v_1, v_2] = [0, 140]$ km/h. Por último, los valores de diseño

$$\begin{aligned} k_1 &= 12566,37 & k_2 &= 7539,82 \\ f_1 &= 10000 & f_2 &= 300 \end{aligned} \quad (5-11)$$

La Figura 5-10 muestra el módulo de la respuesta en frecuencia del peso de desempeño obtenido fijando algunos valores de v . La Figura 5-11 muestra el módulo de la respuesta

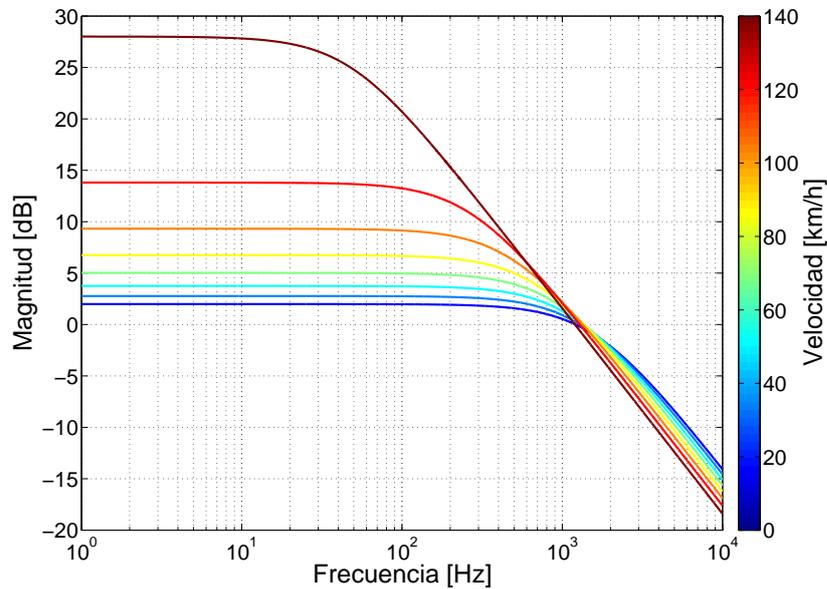


Figura 5-10: Módulo de la respuesta en frecuencia del peso de desempeño $W_p^{fb}(s, v)$ obtenido al fijar algunos valores de v .

en frecuencia de la función de sensibilidad equivalente a (5-8), obtenido fijando algunos valores de v .

5.2.2. LTI FB + LTI FF

El controlador diseñado en esta subsección, posee una estructura híbrida basada en la minimización de la norma- ∞ . Independientemente, ambos controladores (FF y FB) pueden ser diseñados por separado y su combinación aumentará el nivel de desempeño si se verifican las condiciones desarrolladas en la Sección 2.3. El cuadro indicado con FF en la Figura 5-9 muestra los sistemas involucrados en el diseño del controlador de FF. Por su parte, el control de FB, sigue el desarrollo de en la subsección anterior para el caso LTI. Ambos diseños, utilizarán como información *a priori*, los resultados obtenidos del Capítulo 4, combinando esto con la sensibilidad que presenta el sistema auditivo del ser humano. Por este motivo, se pone principal atención a la banda que va desde los 100 a los 300 Hz.

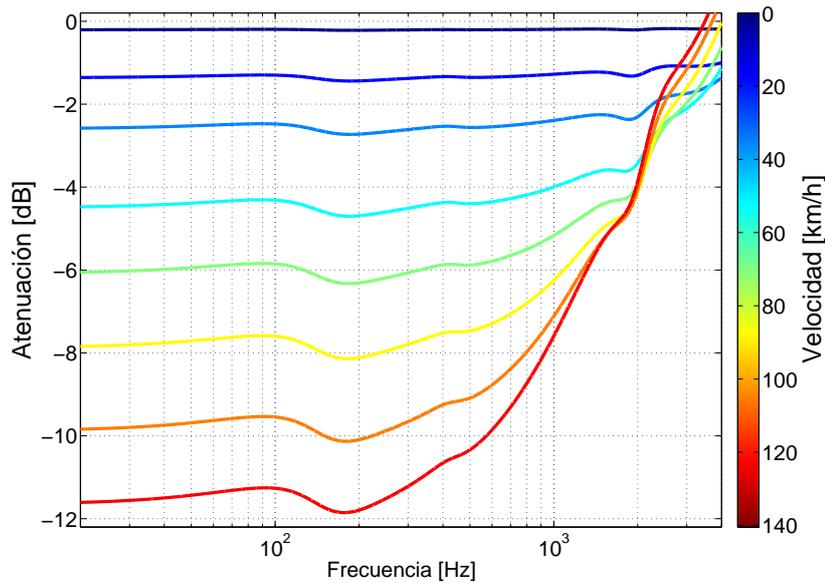


Figura 5-11: Módulo de la respuesta en frecuencia de la función de sensibilidad $S_{fb}(s)$ obtenido al fijar en algunos valores de v .

LTI FB

El diseño del controlador de FB sigue los mismos lineamientos establecidos en la Sección 5.4.1. El único detalle que debe ser mencionado, es una modificación en el peso de desempeño:

$$W_p^{fb}(s) = \frac{3s}{200 \left(\frac{s}{200\pi} + 1 \right)^2} \quad (5-12)$$

Esta modificación, es a causa de que fue así que se obtuvo el mejor desempeño en la combinación de ambos controladores (sistema híbrido).

LTI FF

El control de FF, también se diseña por minimización de la norma- ∞ según describe el algoritmo desarrollado en la subsección 2.3.3. De acuerdo al cuadro indicado con FF en la Figura 5-9, aquí el objetivo es encontrar un controlador K_{ff} que resuelva el siguiente

problema de optimización:

$$\min_{K_{ff} \in \mathcal{K}} \left\| \begin{bmatrix} 0 & 0 & W_{\Delta}^{ff} G_0^{ff} \\ 0 & 0 & K_{ff} W_{\Delta}^{ff} G_0^{fb} \\ W_p^{ff} & W_p^{ff} & W_p^{ff} (G_0^{ff} + G_0^{fb} K_{ff}) \end{bmatrix} \right\|_{\infty}$$

en donde el peso de desempeño viene dado por:

$$W_p^{ff}(s) = \frac{96,13}{600\pi \left(\frac{s}{600\pi} + 1 \right)}$$

5.2.3. Fx-LMS Modificado

Se propone aquí una alternativa adaptativa clásica de FF combinada con un controlador de FB, desarrollado en la primer subsección de 5.4.1. Luego, se continua con el desarrollo de un sistema Fx-LMS con $L = 256$ y finalmente es implementado acorde indica la Figura 5-12 con un tiempo de muestreo de 50 kHz, utilizando en el bloque $\mathcal{H}_{\infty}[z]$ el control LTI mencionado discretizado. Este controlador, ha sido probado en simulación. Por esto, y aprovechando los resultados obtenidos de identificación con algoritmos uniformemente espaciados, se utilizó en la simulación del camino secundario que describe la Figura 5-5, tratando de lograr una aproximación más precisa al sistema real.

5.3. Implementación de Controladores

Los controladores fueron implementados en la FPGA Xilinx contenida dentro del CRIO NI-9075. Debido a que todos los algoritmos descriptos, fueron tratados con enfoques continuos, los controladores fueron discretizados usando una aproximación o transformación bilineal (*Tustin*) con un tiempo de muestreo de 50 kHz. En términos prácticos, dos aspectos fueron tenidos en cuenta: 1) Los controladores fueron implementados en espacio de estados con realizaciones balanceadas 2) debieron tenerse en cuenta consideraciones referidas a las representaciones en punto fijo.

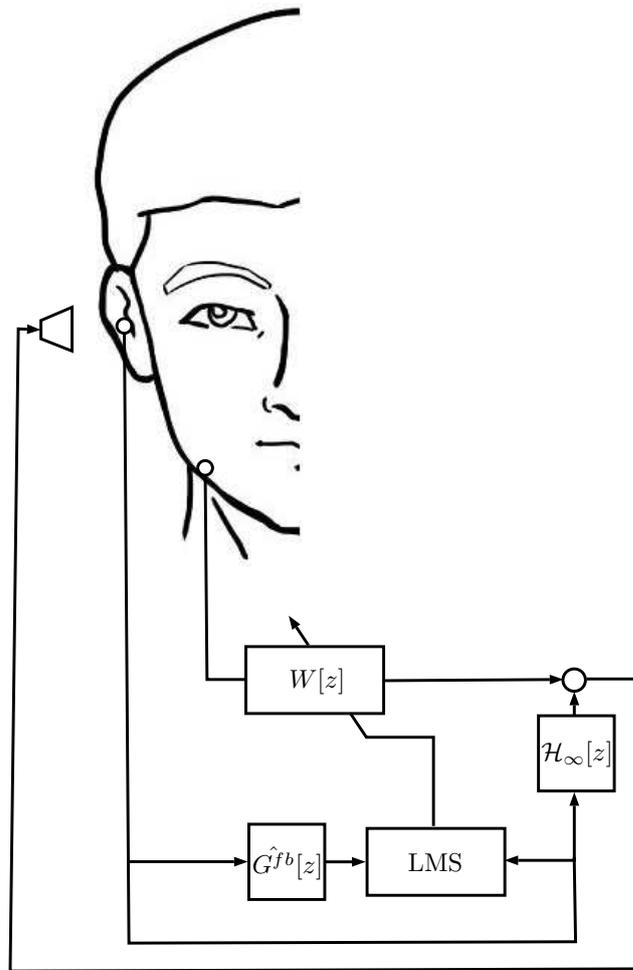


Figura 5-12: Esquema de control utilizado en la estrategia adaptativa Fx-LMS.

Con respecto a la representación en espacio de estados, aunque se estudiaron alternativas basadas en función de transferencia o incluso SOS (por sus siglas **S**econd **O**rders **S**ections), esta representación fue la que mostró resultados más satisfactorios en términos numéricos.

El orden de los controladores obtenidos resultó ser:

- FB LTI \mathcal{H}_∞ : $n_k = 11$
- FB LPV: $n_k = 11$ (un controlador para cada vértice).
- FB LTI (caso híbrido) \mathcal{H}_∞ : $n_{k_{fb}} = 12$

- FF LTI (caso híbrido) $\mathcal{H}_\infty: n_{k_{ff}} = 14$

Es destacable el desempeño, en términos de velocidad (50 kHz) y orden (en el caso híbrido se tienen 12+14 estados), que se ha alcanzado en la plataforma de control.

En el caso del control LPV se ha incorporado a la plataforma experimental una PC equipada con una placa adquisidora de la firma National Instrument NI PCIe-6323, desde donde se reprodujo el perfil de velocidad sincronizado con el ruido, con el objetivo de evaluar el desempeño de los controladores (estas señales fueron adquiridas en la primera etapa experimental descriptas en el Capítulo 4).

Por otro lado, se propuso una metodología de diseño de punto fijo, con el objetivo de definir la longitud de la parte entera (l_i), fraccional (l_f) y largo de palabra (l_{fp}). Dado que los niveles dinámicos de salida de los amplificadores (entrada de cada uno de los controladores) se encontraba entre -4 y 4 Volts y suponiendo que K_{fp} es el controlador a implementar, entonces:

Estructura de Punto Fijo: Definiciones

1. Se define un largo de palabra, por ejemplo, $l_{fp} = 32$ bits.
2. Se estudia $\|K_{fp}\|_\infty = M_{fp}$ (se supone el controlador de norma- ∞ acotada). Se toma M_k y la frecuencia ω_{fp} en donde ocurre el máximo.
3. Se estudia el rango dinámico de los estados de controlador en la realización balanceada, al ser excitado con $u(t) = \sin(2\pi\omega_{fp}t)$.
4. En base al rango dinámico del item anterior, se define el largo para la parte entera. Por ejemplo, si los estados tuvieran un rango entre ± 8 , luego la parte entera debería poseer al menos 3 bits ($l_i = 3$).
5. Con el largo de la parte entera y largo de palabra, se define $l_f = l_{fp} - l_i$. Se simula el desempeño del sistema en punto fijo con estos valores.

Estructura de Punto Fijo: Definiciones (continuación...)

6. En caso de no obtener una simulación satisfactoria, por ejemplo perdiendo la condición de estabilidad o deteriorando significativamente el nivel de desempeño, se vuelve al punto (1) redefiniendo l_{fp} . Incluso, en el caso de que la definición en (1) sea excesiva, puede disminuirse el valor de l_{fp} optimizando recursos de hardware.

5.4. Resultados

Se describen los resultados obtenidos en la evaluación de desempeño de cada uno de los controladores. Para esto, fueron utilizadas las señales adquiridas en la primer etapa experimental (Capítulo 4), por los micrófonos de referencia y error.

Para las dos primeras alternativas de control, se evaluó el desempeño de los controladores excitando al sistema dentro de la cámara anecoica por medio del altavoz mientras este reproducía la señal que había sido tomada en la primer etapa experimental por el micrófono de referencia. Particularmente para el caso del control LPV, se utilizó un sistema adicional (PC equipada con placa adquisidora NI PCIe-6323) con el objetivo de sincronizar la señal de ruido con la de velocidad, cuyo valor sirve en la adaptación del controlador.

En la tercer propuesta de control, la verificación de desempeño se da en simulación debido a que los requerimientos del sistema de control propuesto, sobrepasaban los recursos de hardware.

Se detallan los resultados obtenidos con cada una de las alternativas de control.

5.4.1. LTI FB vs. LPV FB

La Figura 5-13 muestra los resultados con cada uno de los controladores estudiados bajo esta propuesta. Allí, se comparan los resultados obtenidos a lazo cerrado con la situación a lazo abierto (sin control). Los niveles de atenuación medidos en términos rms (valor rms de la señal sin control versus valor rms de la señal con control) calculados sobre lapsos de 655 mseg. se muestran en la Tabla 5-1.

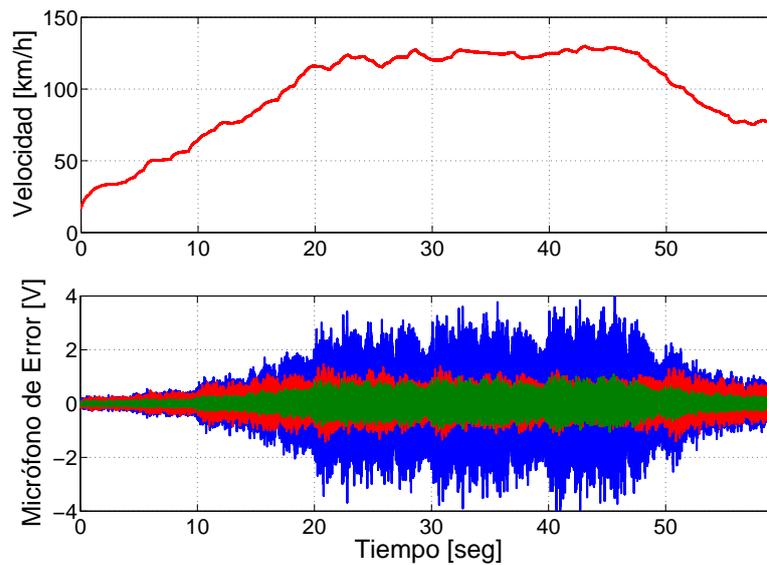


Figura 5-13: Azul: señal a lazo abierto (sin control). Rojo: salida del sistema controlado con estrategias LPV. Verde: salida del sistema controlado con estrategias LTI. Arriba: perfil de velocidad utilizado. Abajo: niveles de las señales de ruido.

Observar que el controlador en \mathcal{H}_∞ alcanza siempre un nivel de atenuación constante independientemente de la velocidad. En contraste, el controlador LPV incrementa su nivel de atenuación en concordancia con el diseño. También, se observa coherencia entre el nivel máximo de atenuación LPV a velocidad máxima, con el nivel de atenuación obtenido con el sistema LTI.

Más allá de las respuestas experimentales obtenidas, es importante resaltar que el peso de desempeño $W_p^{fb}(s, v)$, puede ser ajustado para obtener distintos perfiles de atenuación con la velocidad.

Velocidad (km/h)	\mathcal{H}_∞ [dB]	LPV [dB]
59.5	10.85	2.2
64	11.73	2.63
73.6	11.39	2.39
82.1	11.13	3.25
96.2	11.66	4.52
101.2	11.72	4.77
113.2	11.59	6.83
121.6	11.72	9.11
127.8	12.03	12.32

Tabla 5-1: Atenuación de los controladores de la primer propuesta de control para diferentes velocidades.

5.4.2. LTI FB + LTI FF

La Figura 5-14 muestra los resultados de atenuación obtenidos como función de la frecuencia. Puede resaltarse el pico de atenuación ubicado en 30 dB en aproximadamente

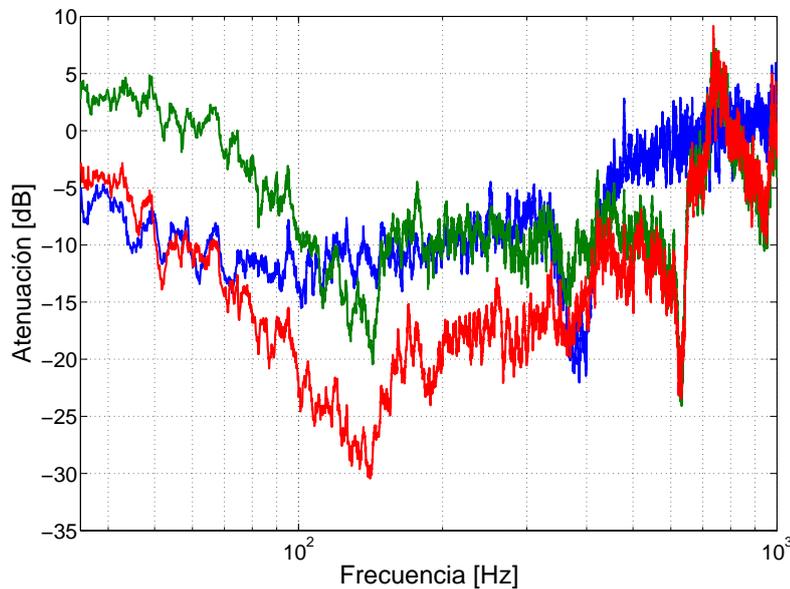


Figura 5-14: Nivel de atenuación para cada estrategia de control: en azul el sistema de FB, en verde el sistema de FF y en rojo el sistema híbrido.

200 Hz para el sistema híbrido. También, la acción conjunta de ambos controladores sumando sus atenuaciones individuales. Se destaca que en la banda desde los 100 a 300 Hz obtiene un nivel de atenuación que se encuentra siempre por debajo de los 20 dB. La

Figura 5-15 muestra las respuestas temporales obtenidas en las experimentaciones para un perfil de velocidad creciente. Allí, también se observa el efecto de suma entre ambos controladores.

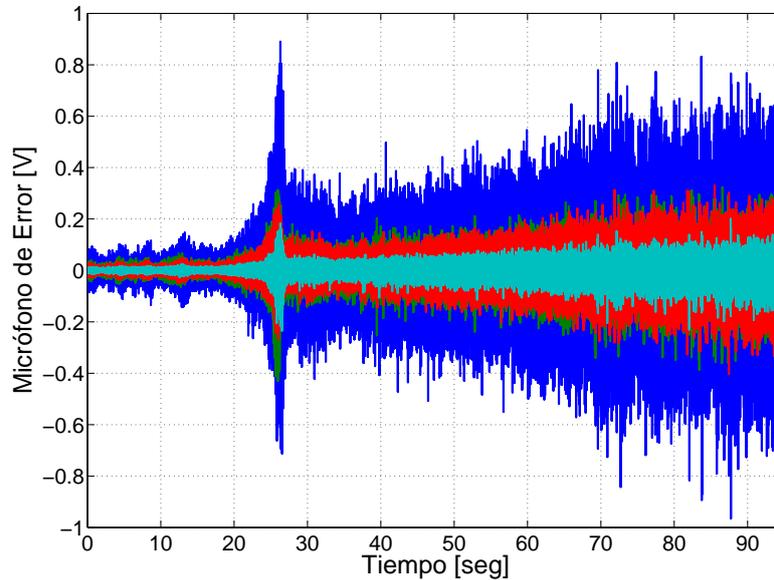


Figura 5-15: Respuesta temporal en los experimentos utilizando las señales de ruta para un perfil de velocidad creciente. En azul el ruido a lazo abierto, en verde la salida con control de FB, en rojo la salida con control de FF y en cian la salida con el control híbrido.

5.4.3. Fx-LMS Modificado

Los resultados obtenidos para esta propuesta fueron generados en simulación utilizando los datos obtenidos en la segunda etapa experimental por el micrófono de referencia y error.

Los resultados, con y sin control se ven en las Figuras 5-16 y 5-17. En La Figura 5-16 se muestra la respuesta temporal, mientras que la Figura 5-17 muestra el nivel de atenuación rms para segmentos de 125 msec. en función de la velocidad. También puede apreciarse una contribución entre ambas estrategias logrando un nivel de atenuación próximo a los 20 dB.

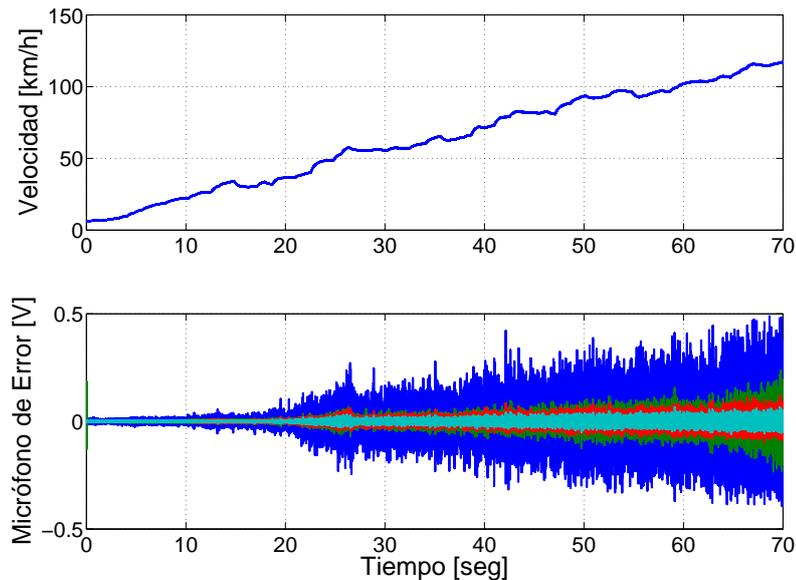


Figura 5-16: En azul los resultados a lazo abierto. En verde los resultados con control de FB. En rojo los resultados del control Fx-LMS. En cian los resultados del sistema híbrido. Arriba: perfil de velocidad estudiado. Abajo: respuesta dinámica de las señales.

5.5. Observaciones

Se comentan algunos resultados observados en esta etapa experimental.

5.5.1. Dependencia con el Entorno

Fue verificada en la transferencia G^{ff} una dependencia con el entorno. Esto significa, que variaciones en la sala independientes del setup, como la redistribución de algún objeto dentro de la cámara anecoica, podía modificar la relación entre los micrófonos de referencia y error (sistema G^{ff}). Se propuso una verificación experimental cuyos resultados exhibe la Figura 5-18. La experiencia consistió en excitar el sistema (y la sala) con tonos puros, en particular, la Figura 5-18 muestra los resultados para dos señales sinusoidales de 150 Hz (abajo) y 300 Hz (arriba). Mientras tanto, se modificaba la posición horizontal de placas absorbentes dispuestas a no menos de 80 cm a la ubicación del setup (Figura 5-2). Se observó, que la relación en amplitud y fase entre los micrófonos

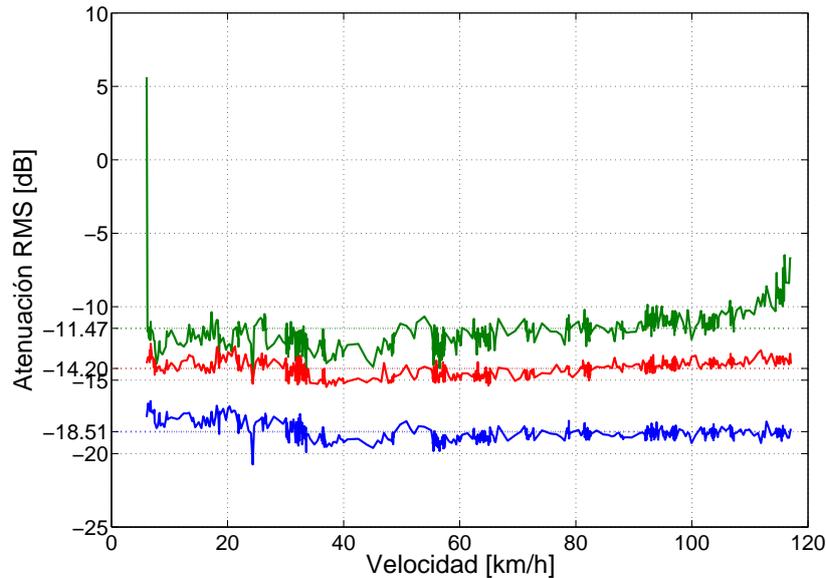


Figura 5-17: Atenuación rms sobre segmentos de 125 msec. para la tercer propuesta de control (FF F_x -LMS+FB). En verde la atenuación obtenida con el control en FF adaptivo. En rojo la atenuación obtenida con el control en \mathcal{H}_∞ LTI. En azul atenuación obtenida con el control híbrido.

variaba. La Figura 5-18 muestra en azul y en verde las señales del micrófono de referencia y error respectivamente. Este efecto, se hace más notorio con el incremento de la frecuencia. Esto último, se encuentra íntimamente ligado a la longitud de onda de las señales y las superficies necesarias en las perturbaciones.

5.5.2. Validación Experimental de G^{ff}

Sobre la validación con datos experimentales de G^{ff} , se detecta un alto de nivel de variabilidad en los modelos, cuando se definen a través de ETFE basadas en segmentos de 125 msec. sobre los datos adquiridos en las experiencias del Capítulo 4, parametrizando estas estimaciones en función de la velocidad (anemómetro). La Figura 5-19 muestra algunas ETFE calculadas para diferentes valores de v (33,69 km/h, 47,87 km/h, 56,84 km/h, 95,88 km/h, 96,53 km/h, 117,80 km/h). Utilizando la señal del micrófono de referencia como entrada y la señal del micrófono de error como salida, se calcula cada una de la ETFE que muestra la Figura. Se remarca el hecho de que para dos valores de velocidad próximas, cada una de las ETFE obtenidas varían con un alto grado de

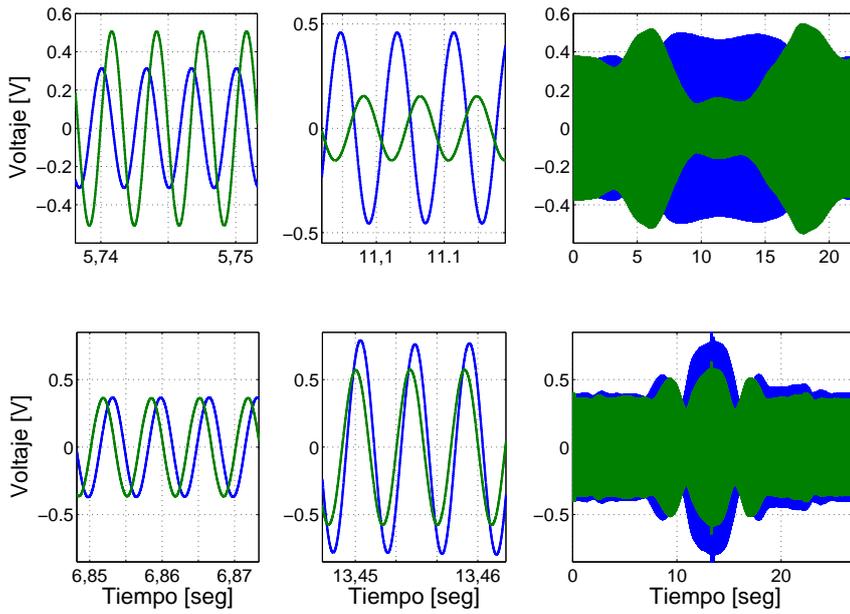


Figura 5-18: Dependencia de G^{ff} con el entorno. En la fila superior se observan datos para una señal sinusoidal de 300 Hz. La fila inferior lo mismo para una señal de 150 Hz. La última columna muestra la envolvente dinámica de la experiencia completa. Las dos primeras columnas muestran distintos instantes de la tercer columna. En azul y verde las señales de los micrófonos de referencia y error respectivamente.

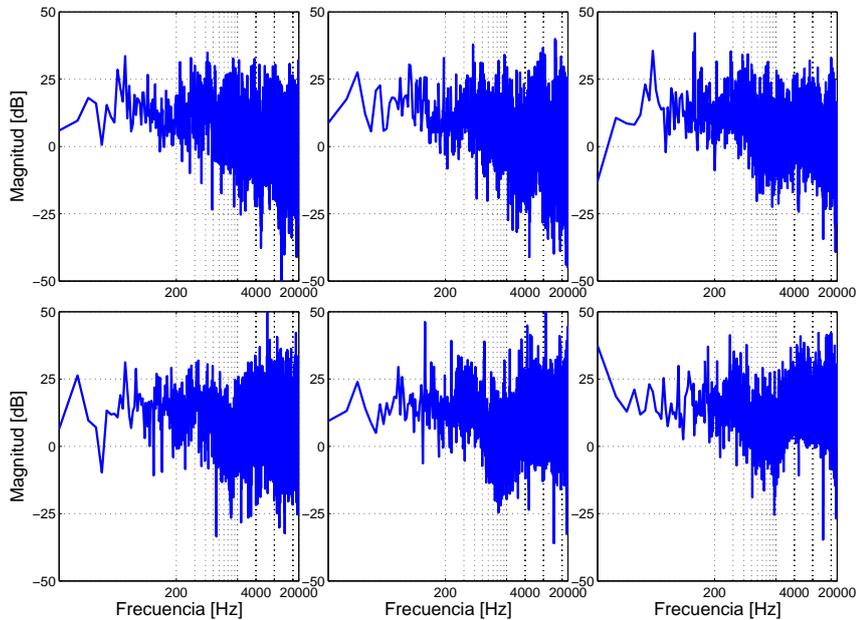


Figura 5-19: ETFE para diferentes velocidades: (1,1) 33,69 km/h; (1,2) 47,87 km/h; (1,3) 56,84 km/h; (2,1) 95,88 km/h; (2,2) 96,53; (2,3) 117,80 km/h.

significancia.

5.5.3. Correlación entre Micrófono de Error y de Referencia

Además de la alternativa adaptiva que desarrolla este Capítulo, se estudió la aplicación de algoritmos adaptivos de reciente desarrollo ([1]) basados en la suposición de bajo nivel de correlación entre las señales de referencia y error, hipótesis que resulta fundamental en las formulaciones clásicas de Fx-LMS. Sin embargo, utilizando el enfoque propuesto en [1] no se han logrado resultados satisfactorios en términos de convergencia. Esto último, se encuentra asociado al bajo nivel de correlación y la alta densidad espectral de los procesos de ruido medidos con los micrófonos de error y referencia. Puede sugerirse, que la deficiencia que presentan los auriculares comerciales en la aplicación, está asociada a esta última característica.

6 Conclusiones y Trabajos Futuros

6.1. Sobre al Ruido: Medición y Estimación

Se propuso un sistema de medición basado en un micrófono de bajo costo que además, pudo ser instrumentado como sensor en una aplicación de CAR en cascos de motocicletas. Fue calibrado utilizando un instrumento de alta precisión (Brüel & Kjær) y validado con datos reales de la aplicación. Los niveles L_{pF} (Figura 4-4) y L_{pAF} (Figura 4-5) fueron presentados para dos condiciones diferentes: con y sin atenuación pasiva. Los resultados, permiten estimar niveles de atenuación obtenidos en una amplia variedad de situaciones a la que motociclistas están expuestos. Se desprende de esto, que solamente con el uso de atenuadores pasivos se alcanza una reducción próxima a los 13 dB (Figura 4-4). Por otro lado, se presenta un detallado desarrollo espectral del ruido parametrizado con la velocidad. De allí, se extrae que el contenido espectral de mayor densidad, se encuentra ubicado en la banda por debajo de los 300 Hz (Figura 4-7).

Otra cuestión que debe ser remarcada, se encuentra referida a la fuente de ruido. El efecto turbulento, se establece como fuente primaria una vez sobrepasados los 60 km/h lo que puede ser inferido a partir del bajo nivel de dispersión conseguido una vez sobrepasada esa velocidad (Figuras 4-6 y 4-8).

Por último, se proporciona una base datos para velocidades puntales con sus correspondientes niveles de presión sonora (Tabla 4-1), además de un modelo algebraico que solo depende de la velocidad para situaciones con o sin atenuación pasiva (Tabla 4-2).

Toda esta información, es fundamental para lograr diseños de control adecuada-

mente sintonizados para las exigencias de la aplicación.

6.2. Sobre los Controladores

Control LPV y LTI en FB Se mostró el potencial que existe en un controlador que pueda ajustar su nivel de atenuación en función del nivel de ruido, en este caso dependiendo de la velocidad. En la comparación con un controlador de FB LTI, se observa que ambos pueden lograr el mismo nivel de atenuación, aunque la propuesta LTI no cuenta con la posibilidad de ajustar su nivel de atenuación, lo que implica para bajas velocidades, pérdida de información del campo acústico circundante (Tabla 5-1 y Figura 5-13). Es importante no perder de vista este último aspecto, dado que en ocasiones dicha información puede resultar vital y desde el punto de vista práctico, cuanto mayor sea el nivel del ruido mayor es la información del entorno que este enmascarará. No obstante, desde el procesamiento de señales, el CAR permite la obtención de información en base a la estacionariedad de las señales. Esto último, indica que aunque el ruido es un proceso que indefectiblemente enmascara información útil, esta última puede ser extraída con técnicas de procesamiento de señales y al combinarlas con estrategias de CAR poner a disposición del usuario el contenido útil.

Control Híbrido Se obtiene con esta estrategia de control, un procedimiento de atenuación que alcanza valores que cumplen con los máximos niveles admisibles por las regulaciones laborales internacionales. Se destaca una banda de atenuación de al menos 20 dB lo suficientemente ancha en el rango de frecuencias de máximo interés (Figuras 5-14 y 5-15). Además, se observa un pico de atenuación máxima de 30 dB en esa misma banda. De este modo, se obtiene una prueba de concepto para control activo de ruido en cascos de motocicletas, que en el futuro podría convertirse en un prototipo.

Control Adaptivo Modificado. Se propuso una metodología *ad hoc*, que combina una estrategia de FB LTI con una adaptiva en FF por Fx-LMS. Se obtuvo así, una propuesta que resulta ser atractiva desde el punto de vista de los resultados en

referencia a la atenuación independientemente de la velocidad (Figuras 5-17 y 5-16). Sin embargo, la prueba práctica de esta estrategia no pudo ser alcanzada por precisar filtros de longitud $L = 256$ y tiempo de muestreo de 50 kHz. Estas últimas definiciones, excedieron las prestaciones del hardware disponible.

6.3. Plataforma de Control

Es necesario destacar el desempeño que ha mostrado la plataforma de control en la ejecución de los algoritmos programados. El caso LPV, en la primera estrategia de control estudiada, probó la correcta ejecución de controladores de orden 11 para un sistema politópico de dos vértices. En la segunda propuesta de control (híbrida), se obtuvo un desempeño satisfactorio con un controlador de $n_k = 26$ ($n_{k_{fb}} + n_{k_{ff}}$). En todos los casos, con una frecuencia de muestreo de 50 kHz. Debido a que la atención puesta sobre este tipo de plataformas se ha acentuado en los últimos años, no existe aún una amplia variedad de aplicaciones documentadas, lo que generaba un interrogante acerca de los alcances que llegaría a tener la plataforma de control. El hardware superó las expectativas de desempeño preestablecidas.

6.4. Aspectos Técnicos y Dificultades

Se desprenden de la Sección 5.5, una serie de observaciones que deben ser mencionadas en favor de lograr un prototipo final:

Desempeño de Auriculares Comerciales. Se verificó el bajo nivel de desempeño de auriculares comerciales adaptados a la aplicación.

Nivel de Correlación. Se observa un muy bajo nivel de correlación entre las señales de los micrófonos de referencia y de error en los ensayos en ruta.

Técnicas Pasivas. El ruido tiene su origen en la acción de los vórtices generados por la

deflexión de la columna de aire que actúa sobre el casco. Estos vórtices, generan variaciones dinámicas en la presión del fluido circundante que serán transmitidas como ondas mecánicas a través del medio gaseoso o sólido. De esta manera, cerrar intersticios no dará garantías de la desaparición del ruido ni tampoco una reducción de este (en el Capítulo 4 se encontraron aproximadamente 13 dB por atenuación pasiva). Asimismo, no sería posible un cierre hermético y aerodinámico del casco por causas que fueron desarrolladas en la Sección 1.4.2.

Control de Feedforward. Se estudiaron estrategias de control de FF con diferentes enfoques. El bajo nivel de correlación en los experimentos en la ruta, imposibilita la identificación de un modelo dinámico. Esto último, impide por definición estructuras de control basadas en FF.

Antecedentes sobre Turbulencias. Expertos en el área de simulaciones numéricas y con antecedentes y experiencia en el diseño de cascos, alertaron sobre las problemáticas en torno a los efectos turbulentos y en particular a la simulación de estos basados en modelos ([73]). Cabe mencionar que el fenómeno de generación es estocástico, altamente complejo y tiene una descripción inicial y aproximada basada en las ecuaciones clásicas de Navier-Stokes ([9]).

Variabilidad. Se observa que las mediciones dentro del casco cambian de acuerdo al sujeto de prueba (ver Sección 5.1.1).

6.5. Resumen

Todo lo expuesto previamente permite resumir el problema de la siguiente manera.

- El control pasivo no es suficiente para atenuar el ruido a diferentes velocidades y cumplir con las normas. Por otra parte, no es posible por lo expuesto en la Sección 1.4.2, cerrar el casco y así minimizar el fenómeno de turbulencia.

- El control FB, tanto LTI como LPV es muy eficiente y flexible pero no permite por si mismo, llegar a los niveles requeridos por la normativa.
- Se comprueba de los ensayos en ruta, que la correlación entre ambos micrófonos (referencia y error) es muy baja. Esto impide generar un modelo adecuado que pudiera servir para diseñar un control FF que junto con el control FB pueda alcanzar los valores requeridos. Este impedimento es independiente de la estrategia de control utilizada.
- La solución activa deberá estar implementada con una estrategia híbrida (FB+FF) y de tiempo variante, en lo posible adaptada a las variaciones de velocidad del vehículo. Además debe poder ser implementada independientemente del sujeto de prueba.

6.6. Propuesta Futura

De todo lo anterior, se desprenden las siguientes propuestas a futuras.

Rediseño del Casco Analizar la posibilidad de un nuevo diseño constructivo del casco, basándose en: 1) una nueva propuesta aerodinámica que permita minimizar al máximo los focos de generación de turbulencia y como consecuencia inmediata de esto, disminuir el nivel de ruido; 2) la posibilidad de que bajo una nueva propuesta de diseño pensada desde su concepción en el CAR, se pudiera lograr el aumento de la correlación de las señales de los micrófonos mientras que también se logran despreciar los efectos del entorno. Para esto último, se podría pensar en una canalización acústica que vincule ambos sensores. De esta forma, generar un escenario favorable en donde sea posible implementar estructuras del tipo FF, que sumadas a un control de FB, den la atenuación que cumplan las normativas.

Reubicación de los Sensores Tomando cómo línea de investigación los resultados obtenidos en [10], profundizar el análisis sobre una correcta ubicación de los micrófonos, teniendo en cuenta un posible rediseño estructural del casco. Es importante men-

cionar, que aunque este trabajo ha adaptado los resultados en [11] como ubicación del micrófono de referencia, utilizando como argumento la hipótesis de punto de generación primario, el área de ubicación de sensores y actuadores es un área de investigación en si misma, por ejemplo [18, 84]. Se puede proponer, para el micrófono de referencia, un posición más próxima al auricular por fuera de la cavidad que componen el auricular y el pabellón auditivo. De esta manera, evitar posibles lazos de feedback indeseados que deterioren el desempeño del control por FF, mientras que se obtiene una transferencia entre ambos micrófonos (G^{ff}) más próxima a la unitaria reduciendo así, el nivel de incertidumbre dinámica asociada. No debe perderse de vista, que con el objetivo de lograr un prototipo de uso general, la correcta ubicación de los sensores debe hacerse teniendo en cuenta el buen desempeño del sistema independientemente del usuario y sus características antropométricas ([32]). En consecuencia, la métrica para evaluar la eficiencia en la ubicación del micrófono de referencia pensando en el uso del CAR, deberá estar basada en la performance robusta del sistema de control.

Como dato final, a la fecha no hay patentes, propuestas académicas o ningún otro tipo de registro referido al diseño de prototipos o aproximaciones a estos. Los únicos resultados existentes con pruebas experimentales orientadas al desarrollo de un prototipo, son aquellos que han sido informados en esta tesis o bien, con menor nivel de detalle, los expuestos en [49].

Bibliografía

- [1] AKHTAR, M. T. ; MITSUHASHI, W.: Improving Performance of Hybrid Active Noise Control Systems for Uncorrelated Narrowband Disturbances. En: *Transactions on Audio, Speech, and Language Processing* 19 (2011), Nr. 7, p. 2058–2066
- [2] APKARIAN, P.; ADAMS, R. J.: Advanced Gain-Scheduled Techniques for Uncertain Systems. En: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 6 (1998), Nr. 1, p. 21–32
- [3] BECKER, G. S.: *Quadratic Stability and Performance of Linear Parameter Dependent Systems*, University of California at Berkeley, Tesis de Doctorado, 1993
- [4] BECKER, G. S. ; PACKARD, A.: Robust Performance of LPV Systems using Parametrically-dependent Linear Feedback. En: *Systems and Control Letters* 23 (1994), p. 205–215
- [5] BENAREK, L. L. ; VER, I. L.: *Noise and Vibration Control Engineering: Principles and Applications*. Wiley, 1992
- [6] BOGERD, C. P. ; CARLEY, M. ; CRUNDALL, D. ; OTTE, D. ; SHAHAR, A. ; WEBB, D. ; BRÜHWILER, P. A.: Accident Prevention Options with Motorcycle Helmets. En: *European Cooperation in Science and Technology* (2010), Nr. 357
- [7] BROWN, C. H. ; GORDON, M. S.: Motorcycle Helmet Noise and Active Noise Reduction. En: *The Open Acoustic Journal* (2011), Nr. 4, p. 14–24

- [8] BURGESS, C.: Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation. En: *Journal of the Acoustical Society of America* 70 (1981), Nr. 3, p. 715–478
- [9] CARLEY, M.: Turbulence and noise. Course Notes. En: *Department of Mechanical Engineering, University of Bath, England* . – <http://people.bath.ac.uk/ensmjc/Notes/tnoise.pdf>
- [10] CASTAÑÉ SELGA, R. ; BIANCHI, F. ; SÁNCHEZ PEÑA, R. S.: Active noise control in motorcycle helmets: Feedback, Feedforward, LTI and LPV approaches. En: *XIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control* (2009)
- [11] CASTAÑÉ SELGA, R. ; SÁNCHEZ PEÑA, R. S.: Active Noise Hybrid Time-Varying Control for Motorcycle Helmets. En: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 18 (2010), Nr. 3, p. 602–612
- [12] CHAPLIN, G. B. B. ; SMITH, R. A. ; BRAMER, T. P. C.: *Method and apparatus for reducing repetitive noise entering the ear.* 3 1987. – US Patent US4654871 A
- [13] CHILALI, Mahmoud ; GAHINET, Pascal: \mathcal{H}_∞ control Design with Pole Placement Constraints: An LMI Approach. En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 41 (1996), March, Nr. 3, p. 358–367
- [14] COANDA, H.: *Procédé de protection contre les bruits.* 10 1931. – French Patent FR 722.274
- [15] COANDA, H.: *Procédé et dispositif de protection contre les bruits.* 1 1934. – French Patent FR 762.121
- [16] COLMEGNA, P. H. ; GARCÍA VIOLINI, D. ; GHERSIN, A. S.: Control de Suspensión Magnética LPV Conmutado. En: *XIV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control* (2011)
- [17] CROFT, D. ; SHEDD, G. ; DEVASIA, S.: Creep, hysteresis, and vibration com-

- pensation for piezoactuators: Atomic force microscopy application. En: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 123 (2001), Nr. 35, p. 35–43
- [18] CUGUERÓ I ESCOFET, M. A.: *Control structures and optimal sensor/actuator allocation: application in active noise control*, Universitat Politècnica de Catalunya, Tesis de Doctorado, 2010
- [19] D'ARTIBALE, E. ; TESSITORE, A. ; CAPRANICA, L.: Heart rate and blood lactate concentration of male road-race motorcyclists. En: *Journal of Sports Sciences* 26 (2008), Nr. 7
- [20] DENENBERG, J. N.: Anti-Noise, Quietening the Environment with Active Noise Cancellation Technology. En: *IEEE Potentials* 11 (1993), p. 36–40
- [21] DEVASIA, S.: Should Model-based Inverse Inputs be used as Feedforward under Plant Uncertainty? En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 47 (2002), Nr. 11, p. 1865–71
- [22] DEVASIA, S. ; CHEN, D. ; PADEN, B.: Nonlinear inversion-based output tracking. En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 41 (1996), p. 930–943
- [23] DOYLE, J. C. ; GLOVER, K. ; KHARGONEKAR, P. P. ; FRANCIS, B. A.: State-space solutions to standards \mathcal{H}_2 and \mathcal{H}_∞ control problems. En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 34 (1989), p. 831–847
- [24] DULLERUD, G. E. ; PAGANINI, F.: *A Course in Robust Control Theory: A Convex Approach*. Springer, 2005
- [25] ELLIOT, S. J. ; STOTHERS, I. M. ; NELSON, P. A. ; McDONALD, A. M. ; QUINN, D. C. ; SAUNDERS, T.: The active noise control of engine noise inside cars. En: *Proceedings Inter-noise* (1988), p. 987–990
- [26] ELLIOT, S. J. ; NELSON, P. A.: Active noise control. En: *IEEE Signal Processing*

Magazine 10 (1993), p. 12–35

- [27] FRANCIS, B.: *A Course in H_∞ Control Theory*. Springer, 1987
- [28] GAHINET, P. ; APKARIAN, P.: A linear matrix inequality approach to \mathcal{H}_∞ control. En: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 4 (1994), p. 421–448
- [29] GAHINET, P. ; APKARIAN, P.: An LMI Approach to \mathcal{H}_∞ Control. En: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 4 (1994), Nr. 8, p. 421–448
- [30] GAHINET, P. ; NEMIROVSKI, A. ; LAUB, A. J. ; CHILALI, M.: *LMI Control Toolbox*. The Mathworks, Inc., 1995
- [31] GARCÍA VIOLINI, D. ; SÁNCHEZ PEÑA, R. S. ; VELIS, A.: Time-varying noise control in motorcycle helmets. En: *Acoustical Science and Technology* 36 (2015), Nr. 4
- [32] GARCÍA VIOLINI, D. ; SÁNCHEZ PEÑA, R. S. ; VELIS, A. ; POSSE, C.: Control Activo de Ruido Acústico en Cascos: Identificación y Control. En: *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control* (2013)
- [33] GARCÍA VIOLINI, D. ; SÁNCHEZ PEÑA, R. S. ; VELIS, A. ; POSSE, C.: Active wind noise hybrid control in motorcycle helmets. En: *Acoustical Science and Technology* (2015). – Aprobado en Mayo de 2015 (en prensa)
- [34] GHERSIN, A. S.: *Implementation of Advanced Linear Parameter Control Techniques*, Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires, Tesis de Doctorado, 2009
- [35] GIUSTO, A. ; PAGANINI, F.: Robust Synthesis of Feedforward Compensators. En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 44 (1999), Nr. 8, p. 1578–1582
- [36] HARRIS, C. M.: *Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control*. McGraw-

HiII, 1991

- [37] HUNT, L. R. ; RAMAKRISHNA, V. ; HUNT, L. R. ; MEYER, G.: Stable inversion and parameter variations. En: *Systems & Control Letters* 34 (1998), p. 203–207
- [38] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION: *P.57 : Artificial Ears*. International Telecommunication Union, 2012. – <https://www.itu.int/rec/T-REC-P.57-201112-I/es>
- [39] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION: *P.58 : Head and torso simulator for telephonometry*. International Telecommunication Union, 2013. – <https://www.itu.int/rec/T-REC-P.58-201305-I/en>
- [40] JORDAN, Chris: Noise Induced Hearing Loss in Occupational Motorcyclists. En: *Journal of Enviromental Health Research* 3 (2004), p. 373–382
- [41] KAJIKAWA, Yoshinobu ; GAN, Woon-Seng ; KUO, Sen M.: Recent advances on active noise control: open issues and innovative applications. En: *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing* 1 (2012). – DOI: 10.1017/ATSIP.2012.4
- [42] KENNEDY, J. ; ADETIFA, O. ; CARLEY, M. ; HOLT, N. ; WALKER, I.: Aeroacoustic sources of motorcycle helmet noise. En: *Journal of the Acoustical Society of America* 130 (2011), Nr. 3, p. 1164–1172
- [43] KIRCHNER, B. ; E., E. ; DOBIE, R. ; R., P. ; CRAWFORD, J. ; KOPKE, R. ; HUDSON, W.: Occupational Noise-Induced Hearing Loss. En: *ACOEM Guidance Statement* 54 (2012), Nr. 1
- [44] KUJAWA, S. G. ; LIBERMAN, M. C.: Adding Insult to Injury: Cochlear Nerve Degeneration After "Temporary" Noise-Induced Hearing Loss. En: *Journal of Neuroscience* 29 (2009), Nr. 45, p. 14077–14085
- [45] KUO, S. M. ; MORGAN, D. R.: Active noise control: a tutorial review. En: *Procee-*

- dings of the IEEE* 87 (1999), p. 943 – 973
- [46] KUO, Sen ; MORGAN, Dennis R.: *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations*. Wiley-Interscience, 1996
- [47] KWON, D. ; BOOK, W. J.: An inverse dynamic method yielding flexible manipulator state trajectories. En: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 116 (1990), Nr. 2, p. 193–200
- [48] LAZZERONI, J. J. ; CAREVICH, M. K.: Noise cancelling microphone for full coverage style helmets. En: *United States Patent 5684880* (1997)
- [49] LIU, L. ; KUO, S. M. ; RAGHUATHAN, K. P.: Active Noise Control for Motorcycle Helmets. En: *International Journal of Information and Communication Engineering* 6 (2010), Nr. 2, p. 102–107
- [50] LJUNG, L.: *System Identification - Theory For the User*. Prentice-Hall, 1999
- [51] LOWER, M. C. ; HURST, D. W. ; CLAUGHTON, A. R. ; THOMAS, A.: Sources and levels of noise under motorcyclists' helmets. En: *Proceedings of Internoise '96* Vol. 2, 1996
- [52] LOWER, M. C. ; HURST, D. W. ; CLAUGHTON, A. R. ; THOMAS, A.: *Sources and levels of noise under motorcyclists' helmets*. 1996
- [53] LOWER, M. C. ; HURST, D. W. ; THOMAS, A.: Noise levels and noise reduction under motorcycle helmets. En: *Proceedings of the Institute of Acoustics*, 1994
- [54] LUEG, P.: *Process of silencing sound oscillations*. 6 1936. – US 2043416 A
- [55] MACIEJOWSKI, J. M.: Guaranteed stability with subspace methods. En: *System and Control Letters* 26 (1995), Nr. 2, p. 153–156

- [56] MARTIN, P. ; DEVASIA, S. ; PADEN, B.: A finite-element approach to control the end-point motion of a single-link flexible robot. En: *Journal of Robotic Systems* 4 (1987), Nr. 1, p. 63–75
- [57] MARTIN, P. ; DEVASIA, S. ; PADEN, B.: A different look at output tracking: Control of a vtol aircraft. En: *Automatica* 32 (1996), Nr. 1, p. 101–107
- [58] MCCOMBE, A. W.: Hearing Loss in motorcyclists: occupational and medicolegal aspects. En: *Journal of the Royal Society of Medicine* 96 (2003), p. 7–9
- [59] MCCOMBE, Andrew W. ; BINNINGTON, J. ; NASH, D.: Two Solutions to the Problem of Noise Exposure for Motorcyclists. En: *Occupational Medicine* 44 (1994), p. 239–242
- [60] MCDONALD, A. M. ; ELLIOTT, S. J. ; STOKES, M. A.: Active noise and vibration control within automobile. En: *Proceedings of International Symposium Active Noise and Vibration Control* (1991), p. 147–156
- [61] MCKELVEY, T. ; AKCAY, H. ; LJUNG, L.: Subspace-based multivariable system identification from frequency response data. En: *IEEE Transaction on Automatic Control* 41 (1996), Nr. 7, p. 960–979
- [62] MCKINLEY, R. L.: Development of Active Noise Reduction Earcups for Military Applications. En: *ASME Winter Annual Meeting* (1986). – Session NCA-8B
- [63] MOORHEM, W. K. V. ; SHEPERD, K. P. ; MAGLEBY, T. D. ; TORIAN, G. E.: The effects of motorcycle helmets on hearing and the detection of warning signals. En: *Journal of Sound and Vibration* 8 (1981), p. 39–49
- [64] MORGAN, D. R.: An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. En: *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing* 28 (1980), p. 454–467

- [65] MORGAN, D. R. ; THI, J.: A delayless subband adaptive filter. En: *IEEE Transactions on Signal Processing* 8 (1995), p. 1819–1830. – DOI: [10.1109/78.403341](https://doi.org/10.1109/78.403341)
- [66] MŁYŃSKI, R. ; KOZŁOWSKI, E.: Attenuation of Noise by Motorcycle Safety Helmets. En: *International Journal of Occupational Safety and Ergonomics* 15 (2009), Nr. 3, p. 287–293
- [67] NELSON, P. A. ; ELLIOT, S. J.: *Active Control of Sound*. Academic Press, 1992
- [68] NIQUETTE, P. A.: *Noise Exposure: Explanation of OSHA and NIOSH Safe Exposure Limits and the Importance of Noise Dosimetry*. 2011. – White paper, Ethymotic Research, Inc.
- [69] NOWICKI, C. P. ; MENDAT, D. P. ; SMITH, D. G.: Active attenuation of motor/blower noise. En: *Proceedings of Noise-con* (1994), p. 415–420
- [70] OLSON, H. F.: Electronic Control of Noise, Vibration, and Reverberation. En: *Acoustical Society of America* 28 (1956), p. 966–972
- [71] OLSON, H. F.: *Electronic Sound Absorber*. 4 1961. – Patent US 2,983,790
- [72] PEÑA, R. S. S. ; CUGUERÓ, M. A. ; MASIP, A. ; QUEVEDO, J. ; PUIG, V.: Robust Identification and Feedback Design: an Active Noise Control Case Study. En: *Control Engineering Practice* 16 (2008), p. 1265–1274
- [73] PERAIRE, J.: 2015. – Comunicación personal con el Prof. J. Peraire, H.N. Slater Prof. y Director del Depto. de Aer. y Astronáutica, MIT.
- [74] PINTELON, R. ; GUILLAUME, P. ; ROLAIN, Y. ; SCHOUKEMS, J. ; VAN HAMME, H.: Parametric identification of transfer functions in the frequency domain. En: *IEEE Transaction on Automatic Control* 3 (1994), p. 143–152
- [75] PLESSEN, M.: *Subspace Identification using Nuclear Norm Minimization*. *Frequency*

- and Time Domain Data*, Automatic Control Laboratory, ETH Zürich, Tesis de Maestría, 2014
- [76] RAMAKRISHNA, V. ; HUNT, L. R. ; G.MEYER: Parametervariations, relative degree, and stable inversion. En: *Automatica* 37 (2001), p. 871–880
- [77] Capítulo XIV en: RAYLEIGH, Lord: *The Theory of Sound*. 2nd. London, 1878, p. 104–106
- [78] Capítulo 8 en: SÁNCHEZ PEÑA, R. S. (Ed.) ; QUEVEDO, J. (Ed.) ; PUIG, V. (Ed.): *Identification and Control: The gap between Theory and Practice*. London : Springer-Verlag, 2007, p. 203–244
- [79] SCORLETTI, G. ; FROMION, V.: Further results on the design of robust \mathcal{H}_∞ feed-forward controllers and filters. En: *2006 Conference on Decision and Control*, 2006
- [80] SENNHEISER ELECTRONIC CORPORATION USA: Sennheiser HD 280 Instruction Manual. . – en-us.sennheiser.com/global-downloads/file/709/HD_280_US.pdf
- [81] SINHA, N. K. ; RAO, G. P.: *Identification of continuous-time systems*. Kluwer, 1994
- [82] SKOGESTAD, S. ; POSTLETHWAITE, I.: *Multivariable Feedback Control*. John Wiley and Sons Chischester, 1996
- [83] SMITH, R. S.: Frequency Domain Subspace Identification using Nuclear Norm Minimization and Hankel Matrix Realizations. En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 59 (2013), Nr. 11, p. 2886–2896
- [84] SÁNCHEZ PEÑA, R. S. ; CUGUERÓ, F. M.: Control-oriented Sensor/Actuator location measures for active noise control. En: *Proceedings IFAC World Congress* (2008), p. 8719–8724
- [85] SÁNCHEZ PEÑA, R. S. ; SZNAIER, M.: *Robust Systems Theory and Applications*.

John Wiley & Sons, Inc., 1998

- [86] THE EUROPEAN PARLIAMENT AND THE COUNCIL OF THE EUROPEAN UNION. *On The Minimum Health And Safety Requirement Regarding The Exposure Of Workers To The Risks Arising From Physical Agents (Noise)*. 2003
- [87] TOMLIN, C. ; LYGEROS, J. ; SASTRI, S.: Output tracking for a nonminimum phase dynamic ctol aircraft model. En: *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control* (1995), p. 1867–1872
- [88] VEIT, I.: Gehörschutz-Kopfhörer. Elektronik kontra Lärm. En: *Funkschau* 60 (1988), Nr. 23, p. 50 – 52
- [89] VISTOSI, A.: *Desarrollo de un sistema de medición para la obtención de la HRTF de un HATS*, Facultad de Ingeniería, U.B.A., Tesis de Grado, 2009
- [90] WEB BIKE WORLD: Comply Noise Reduction Earphones. (2007). – www.webbikeworld.com/r4/noise-reduction-earphones
- [91] WIDROW, B.: Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications. En: *Proceedings of the IEEE* 63 (1975), p. 1692–1716
- [92] WIDROW, B. ; SHUR, D. ; SHAFFER, S.: On adaptive inverse control. En: *Proceedings of the 15th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers* (1981), p. 185–189
- [93] WU, F.: A generalized LPV system analysis and control synthesis framework. En: *International Journal of Control* 74 (2001), Nr. 7, p. 745–75
- [94] WU, F. ; YANG, X. H. ; PACKARD, A. ; BECKER, G. S.: Induced \mathcal{L}_2 -Norm Control for LPV Systems with Bounded Parameter Variation Rates. En: *International Journal of Nonlinear and Robust Control* 6 (1996), Nr. 9-10, p. 983–998

-
- [95] ZAMES, G.: Feedback and optimal sensitivity: model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses. En: *IEEE Transactions on Automatic Control* 26 (1981), p. 301–320
- [96] ZHOU, K. ; DOYLE, J. C. ; GLOVER, K.: *Robust and Optimal Control*. Prentice–Hall, 1996