

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA
DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA,
INGENIERÍA DE SISTEMAS Y AUTOMÁTICA



TESIS DOCTORAL

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE
SISTEMAS ULTRASÓNICOS Y SU
APLICACIÓN A LA SEGURIDAD ACTIVA
EN VEHÍCULOS INTELIGENTES

LUCIANO ALONSO RENTERÍA
LICENCIADO EN CIENCIAS FÍSICAS
2009

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA,
INGENIERÍA DE SISTEMAS Y AUTOMÁTICA

TESIS DOCTORAL

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE
SISTEMAS ULTRASÓNICOS Y SU
APLICACIÓN A LA SEGURIDAD ACTIVA
EN VEHÍCULOS INTELIGENTES

Memoria presentada para optar al grado de

DOCTOR POR LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

por Luciano Alonso Rentería

Licenciado en Ciencias Físicas

Santander, 2009

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIONES

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA,
INGENIERÍA DE SISTEMAS Y AUTOMÁTICA

CONTRIBUCIÓN AL ESTUDIO DE
SISTEMAS ULTRASÓNICOS Y SU
APLICACIÓN A LA SEGURIDAD ACTIVA
EN VEHÍCULOS INTELIGENTES

MEMORIA

presentada para optar al grado de

DOCTOR POR LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

por el Licenciado en Ciencias Físicas

Luciano Alonso Rentería

EL DIRECTOR:

Dr. Juan M. Pérez Oria

Catedrático de Ingeniería de Sistemas y Automática

Universidad de Cantabria

Agradecimientos:

Quiero expresar mi agradecimiento a todas las personas que se han visto involucradas o afectadas de cualquier manera en la realización de ésta tesis:

- Al Dr. Juan M. Pérez Oria por su inestimable dirección y sus horas de dedicación. Me ha mostrado el camino recto cuando yo veía curvas. Me ha apoyado en los buenos y malos momentos. Gracias por las charlas en el despacho a última hora de la tarde, en las que surgían las buenas ideas. Sin tu ayuda ésta tesis no hubiera visto la luz.
- Al Grupo de Ingeniería de Control, que ha colaborado en la realización de los experimentos relacionados con esta tesis, de los que han surgido algunos artículos interesantes. Además me han permitido participar en sus propios experimentos.
- A Sara y Bea por su inestimable ayuda con la burocracia y por los cafés, y por empujarme constantemente para que terminara de una vez, sin ellas me hubiera perdido en unas cuantas ocasiones en papeleos.
- A Ramón por ser tan manitas en su trabajo, siempre encuentra la mejor solución para los problemas técnicos.
- A mis amigos por aguantar mis penas y mis alegrías. Seguro que en muchos momentos me puse pesado. Gracias por las cervezas.
- A mi familia por soportarme durante estos años, a pesar de no haberles atendido como hubiese querido. Ellos me han hecho ser quien soy.
- Especialmente a Myrna por su comprensión cuando la abandoné por el ordenador; a Jonny, al que también debería haber hecho más caso; y a ti Emilia, porque para mi eres lo primero, a pesar de llegar la última.

Os doy las gracias a todos y pido disculpas a los que haya olvidado.

Luciano

Índice de figuras

2.1. Sensores incorporados en los automóviles modernos, agrupados por funciones.	8
3.1. Representación del pistón plano en una pantalla infinita.	21
3.2. Amplitud de la presión acústica en el eje de radiación de un pistón plano circular de radio $a = 4\lambda$	22
3.3. Factor direccional del diagrama de radiación de un pistón plano.	23
3.4. Diagrama polar de la función $ H(\theta) $ para los casos $ka = 10$ (línea continua), y $ka = 5$ (línea discontinua).	24
3.5. Patrón de radiación del pistón plano con todos los puntos de su superficie vibrando con la misma velocidad (izquierda), y con una velocidad de vibración cuya amplitud varía con el coseno de la distancia al centro del pistón (derecha).	26
3.6. Efecto de las bocinas sobre el lóbulo de radiación. Izquierda: lóbulo de un pistón plano de 1 cm . de radio y 25 KHz . Centro: lóbulo con una bocina cónica de perfil plano. Derecha: lóbulo con una bocina cónica de perfil curvado.	27
3.7. Dependencia de la velocidad de propagación del sonido en aire con la temperatura para las expresiones exacta y linealizada.	28
3.8. Dependencia de la velocidad del sonido con la humedad relativa (izquierda) y con la presión atmosférica (derecha), para varias temperaturas.	30

3.9. Coeficiente de absorción a 1 atm y 25 KHz : en función de la humedad relativa para tres temperaturas (izquierda); en función de la temperatura para tres humedades relativas (centro); en función de la temperatura y la humedad relativa (derecha). . . .	32
3.10. Dependencia del coeficiente de absorción del sonido con la frecuencia en el aire a 1 atm . para varias humedades relativas (izquierda) y para varias temperaturas (derecha).	33
3.11. Simulación del efecto de las gotas de lluvia sobre la propagación ultrasónica. (a) localización de las gotas de lluvia de 3 mm . (b) Localización del transductor ultrasónico y del objeto reflector, y visión espacial del impulso ultrasónico al cabo de $0,4 \text{ ms}$. (c) Simulación de la señal captada por un osciloscopio conectado a los terminales del transductor al cabo de ese tiempo. (d) Presión en el eje de radiación.	36
3.12. (a) Presión acústica justo antes del impacto del impulso ultrasónico con el objeto reflectante. (b) Presión acústica con el impulso ultrasónico a mitad de camino de vuelta.	37
3.13. (a) Presión acústica tras el impacto del impulso ultrasónico con el receptor. (b) Simulación de la señal recogida por el osciloscopio.	38
3.14. (a) envolvente de cinco ecos ultrasónicos obtenidos para cada tamaño de gota (azul: 1 mm ., rojo: 2 mm , verde: 3 mm). (b) distribución de las amplitudes para diferentes tamaños y densidades de gotas con el mismo código de colores.	39
3.15. Absorción debida a la niebla y la lluvia en función de la frecuencia.	40
3.16. Efecto del viento sobre el patrón de radiación: la señal recibida por el receptor ya no será la que le correspondería en ausencia de viento por estar a una distancia d sobre el eje de radiación, sino la correspondiente al punto P fuera de dicho eje.	41
3.17. Medida continua de una de las componentes cartesianas de la velocidad del viento: se aprecian las variaciones aleatorias en torno a un valor medio.	42

3.18. Modelo matemático del efecto de las turbulencias con $t_c = 10\text{ ms}$ sobre una señal ultrasónica emitida por un transductor de 50 KHz y una amplitud normalizada, y captada por un receptor situado a 14 m , para una atenuación $\alpha = 0,02$. Izquierda: señal captada por el receptor (arriba); variación de la amplitud (centro); variación de la fase (abajo). Derecha: espectro de la señal.	44
3.19. Representación del espectro normalizado junto con su ajuste gaussiano para el caso $t_c = 10\text{ ms}$ (izquierda); comparación de los valores de t_{cd} obtenidos mediante la expresión 3.35 frente a los valores de t_c utilizados para generar los modelos (derecha).	45
3.20. Señal ultrasónica procedente de un receptor ultrasónico de 25 KHz situado a una distancia de 3 m . del emisor, en presencia de un viento racheado favorable a la propagación. Arriba: onda acústica medida en el receptor. Centro: amplitud de la señal ultrasónica. Abajo: magnitud del vector velocidad del viento.	46
3.21. Amplitud de la presión acústica en el eje de radiación (izquierda) y a 1 m . del emisor (derecha), para aire a tres temperaturas y con tres humedades diferentes.	47
3.22. Diagrama de radiación de un pistón plano de 1 cm de radio y 25 KHz , en aire con temperatura media de 20°C y gradientes de $0^\circ\text{C}/\text{m}$ (arriba a la izquierda), $10^\circ\text{C}/\text{m}$ (arriba a la derecha), $20^\circ\text{C}/\text{m}$ (abajo a la izquierda) y $40^\circ\text{C}/\text{m}$ (abajo a la derecha), según la dirección del eje y	49
3.23. Comparación de los ángulos desviados en función de la distancia al emisor, para gradientes térmicos de $10^\circ\text{C}/\text{m}$, $20^\circ\text{C}/\text{m}$ y $40^\circ\text{C}/\text{m}$	50
4.1. Convolución de señales discretas: la señal $y(n)$ (derecha) es la convolución de las señales $h(n)$ (izquierda) y $x(n)$ (centro).	53

ÍNDICE DE FIGURAS

4.2.	Resultado (abajo) de aplicar la correlación de una señal ultrasónica ruidosa (centro), con el impulso de disparo del sensor; la señal obtenida se asemeja bastante a la señal original sin ruido aleatorio (arriba).	55
4.3.	Arriba: señal compuesta de dos senoidales de amplitudes 1 y 0,5 y frecuencias 1 y 10 KHz respectivamente. Centro: señal con ruido aleatorio. Abajo: espectro de frecuencias de la señal ruidosa.	57
4.4.	Espectrograma (abajo) de una señal coseno de frecuencia variando linealmente, con un ruido aleatorio (arriba).	59
4.5.	Señal oscilatoria de amplitud aleatoria $x(t)$, junto con su transformada de Hilbert $\hat{x}(t)$ y la envolvente de ambas $a(t)$	63
4.6.	Respuesta frecuencial del filtro de paso bajo Butterworth de órdenes 1, 2 y 3 para una frecuencia de corte de 100 Hz	66
4.7.	Efecto del filtro paso bajo Butterworth de cuarto orden y frecuencia de corte de 50 KHz sobre una señal senoidal de 25 KHz con ruido aleatorio.	66
5.1.	Dos representaciones de la neurona básica. En la representación de la derecha la suma está implícita.	77
5.2.	Funciones de activación más comunes.	78
5.3.	Perceptrón de una capa con propagación hacia adelante.	79
5.4.	Red de tres capas con propagación hacia adelante.	80
6.1.	Modelo de dos ruedas del automóvil.	87
6.2.	Diagrama de bloques del vehículo.	88
6.3.	Curvas dadas por el modelo de Pacejka para cuatro tipos de asfalto.	91
6.4.	Curva par-velocidad del motor Mercedes-Benz V8.	93
6.5.	Mapa de velocidades de la caja de cambios automática. En línea continua se muestra el punto de cambio de velocidad durante la aceleración, y en línea discontinua lo mismo durante la deceleración.	94

6.6. Simulación de la maniobra de aceleración con el acelerador al 100 % (izquierda) y al 50 % (derecha), y el freno al 0 %. Arriba: velocidad del vehículo. Centro: distancia recorrida. Abajo: velocidad angular de las ruedas delanteras (trazo continuo) y traseras (trazo discontinuo).	98
6.7. Simulación de la maniobra de frenado con el acelerador al 0 % y el freno al 100 % para dos velocidades iniciales distintas: 120 Km/h (izquierda) y 50 Km/h (derecha). Arriba: velocidad del vehículo. Abajo: distancia recorrida.	99
6.8. Distancia de frenado en función de la velocidad inicial obtenidas mediante simulación y mediante la expresión teórica 6.19.	101
7.1. Emisor-Receptor ultrasónico Hexamite HX25TR.	104
7.2. Acondicionador de señales HXSC25P de la marca Hexamite.	105
7.3. Acondicionador de señales HXSC25P de Hexamite, y sus posibilidades de conexión.	106
7.4. Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6211 de National Instruments.	107
7.5. Anemómetro ultrasónico de tres ejes.	108
7.6. Vehículo experimental.	109
7.7. Espectro de la señal captada por el sistema ultrasónico experimental. Izquierda: espectro total; derecha: ampliación del espectro entre 20KHz y 30KHz.	110
7.8. Funciones de ganancia aplicadas a la señal ultrasónica.	111
7.9. Señal captada por el sistema ultrasónico instalado en el vehículo de pruebas circulando detrás de otro vehículo. Arriba: señal normalizada; centro: señal filtrada, amplificada y normalizada; abajo: señal correlada con el impulso de disparo, amplificada y normalizada.	112
7.10. Distancias medidas durante una maniobra de seguimiento mediante las dos técnicas de procesado descritas.	113

7.11. Condiciones meteorológicas del experimento de seguimiento. Arriba izquierda: velocidad del viento. Arriba derecha: azimuth respecto del sentido de marcha. Abajo izquierda: elevación respecto de la horizontal. Abajo derecha: temperatura centígrada.	114
7.12. Distancias obtenidas aplicando el método de ponderación.	115
7.13. Esquema utilizado para la triangulación.	116
7.14. Situación de los vehículos durante la acción del control.	119
8.1. Distancia de seguridad en función de la velocidad.	129
8.2. Diagrama de bloques empleado para la simulación de los sistemas de control que utilizan únicamente la información procedente del sistema ultrasónico.	131
8.3. Simulación del control basado en la dinámica para el caso de aceleración y frenado brusco del vehículo delantero. Arriba: distancia relativa y distancia de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.	136
8.4. Simulación del control basado en la dinámica para el caso de aceleraciones y frenados aleatorios del vehículo delantero. Arriba: distancia relativa y distancia de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.	137
8.5. Funciones de pertenencia de las entradas: error de posición (arriba) y velocidad relativa (abajo).	138
8.6. Simulación del control borroso para el caso de aceleración y frenado brusco del vehículo delantero. Arriba: distancias relativa y de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.	140
8.7. Simulación del control borroso para el caso de aceleraciones y frenados aleatorios del vehículo delantero. Arriba: distancias relativa y de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.	141

Índice de cuadros

5.1. Operaciones de la lógica clásica.	71
6.1. Coeficientes de Pacejka.	90
6.2. Parámetros utilizados en el modelo de vehículo para la simulación.	96
6.3. Distancias de frenado en metros proporcionadas por los fabricantes para tres vehículos diferentes y a tres velocidades diferentes.	100
8.1. Funciones para las acciones sobre el freno y el acelerador.	139
8.2. Reglas del sistema borroso para las salidas de freno (br) y acelerador (ac).	139

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación y alcance	1
1.2. Objetivos y metodología	3
1.3. Organización de la tesis	5
2. ESTADO DEL ARTE	7
2.1. Sensores en automoción	7
2.2. Seguridad activa en el automóvil	9
2.2.1. Sistema Antibloqueo de Frenos (ABS)	10
2.2.2. Asistente a la Frenada (BAS)	10
2.2.3. Repartidor Electrónico de Frenado (EBD)	11
2.2.4. Control de Tracción (ASR)	11
2.2.5. Programa Electrónico de Estabilidad (ESP)	12
2.2.6. Control de Ascenso de Pendientes	13
2.2.7. Control de Crucero Adaptativo (ACC)	13
2.2.8. Sistema Predictivo de Frenada (PSS)	14
3. GENERACIÓN Y PROPAGACIÓN DE ULTRASONIDOS	17
3.1. Introducción	17
3.2. Ecuación de ondas	19
3.3. Radiación de un pistón plano	20
3.3.1. Presión en el eje de radiación	21
3.3.2. Campo lejano	22
3.4. Modificación del diagrama de radiación mediante elementos me- cánicos acoplados	24

3.5. Velocidad de propagación del sonido en aire	26
3.6. Absorción del sonido en el aire	30
3.7. Influencia de la niebla y la lluvia	33
3.8. Influencia del viento y las turbulencias	39
3.9. Efecto de la atmósfera sobre el patrón de radiación	46
3.9.1. Efecto de los cambios de las condiciones atmosféricas	47
3.9.2. Efecto de los gradientes térmicos y de humedad	48
4. PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES	51
4.1. Introducción	51
4.2. Convolución y correlación	52
4.3. Transformaciones tiempo-frecuencia	54
4.3.1. Transformada de Fourier	54
4.3.2. Transformada corta de Fourier	58
4.3.3. Transformada de Laplace y transformada z	60
4.4. Transformada de Hilbert	61
4.5. Filtros digitales	64
5. TÉCNICAS DE INTELIGENCIA ARTIFICIAL	67
5.1. Panorámica de los sistemas de control	67
5.2. Lógica borrosa	69
5.2.1. Conjuntos borrosos y funciones de pertenencia	70
5.2.2. Operaciones lógicas	71
5.2.3. Evaluación de las reglas borrosas	72
5.2.4. Sistema borroso tipo Takagi-Sugeno	73
5.3. Sistemas expertos basados en reglas	74
5.4. Redes neuronales	76
5.5. Algoritmos genéticos	81
6. MODELADO Y SIMULACIÓN DEL VEHÍCULO	85
6.1. Descripción del modelo del vehículo	85
6.2. Cuerpo del vehículo	86
6.3. Neumáticos	89
6.4. Ruedas	90

6.5. Tren de potencia	91
6.5.1. Característica Par-Velocidad del motor	92
6.5.2. Dinámica del motor	92
6.5.3. Caja de cambios automática	93
6.6. Sistema de frenos	95
6.7. Simulación del modelo dinámico	95
6.7.1. Maniobra de aceleración	96
6.7.2. Maniobra de frenado	97
6.7.3. Curva velocidad-distancia de frenado	99
7. SISTEMA ULTRASÓNICO	103
7.1. Descripción	103
7.2. Procesado de la señal ultrasónica	107
7.3. Extracción de la distancia entre vehículos	111
7.4. Localización por triangulación	115
7.5. Análisis de errores	117
7.5.1. Error debido a la imprecisión en el tiempo de vuelo . . .	121
7.5.2. Error debido a la imprecisión en la velocidad del sonido .	122
7.5.3. Error producido por el viento y las turbulencias	123
7.5.4. Error debido a la incertidumbre en la velocidad del vehícu- lo delantero	124
7.5.5. Error debido a la incertidumbre en la velocidad del vehícu- lo controlado	124
7.5.6. Conclusiones	125
8. CONTROL DE CRUCERO ADAPTATIVO BASADO EN SEN- SORES ULTRASÓNICOS	127
8.1. Introducción	127
8.2. Sistema de control basado en la dinámica del vehículo	132
8.3. Sistema de control borroso	138
9. CONCLUSIONES, APORTACIÓN Y TRABAJO FUTURO	143
9.1. Conclusiones	143
9.2. Aportación de la tesis	145

ÍNDICE GENERAL

9.3. Trabajo futuro	147
Bibliografía	149

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación y alcance

Se entiende por vehículo inteligente aquel que incorpora algún sistema basado en las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (TIC). En la actualidad las TIC se utilizan en los vehículos con diferentes objetivos: mejorar la eficiencia energética, aumentar la seguridad tanto de los pasajeros como de los peatones, mejorar el confort, etc.

La Iniciativa i2010 de la Comisión de las Comunidades Europeas relativa al vehículo inteligente tiene por objetivo la aplicación de las nuevas Tecnologías de la Información y las Comunicaciones en la fabricación de automóviles más seguros, limpios y eficientes. Con esto se pretende mitigar en lo posible los problemas causados por el transporte por carretera, principalmente los accidentes, que generan más de 40.000 víctimas mortales al año con un coste de 200.000 millones de euros, y la congestión del tráfico, cuyo coste anual se estima en 50.000 millones de euros.

El vehículo inteligente incorpora una gran variedad de sistemas basados en las TIC. Algunos de estos sistemas están ya ampliamente implantados, como el Sistema Antibloqueo de Frenos (ABS), el Sistema Electrónico de Asistencia a la Frenada (EBS) o el Control Electrónico de Estabilidad (ESC). Otros están aún en desarrollo y se van introduciendo poco a poco en el mercado, como el Asistente de Cambio de Carril o el Sistema de Control y Alerta Antisueño.

Los sistemas de detección de obstáculos ayudan al conductor a evitar accidentes o mitigar sus efectos en caso de producirse, al detectar obstáculos en la carretera y avisar de una posible colisión inminente, e incluso actuar sobre el sistema de frenos. Las versiones actuales, de funcionamiento limitado, son un complemento del Control de Crucero Adaptativo, que utilizan la información obtenida de sensores basados en radar para generar avisos acústicos y visuales. En el futuro se utilizarán sensores radar de largo y corto alcance, sistemas LIDAR y procesamiento de imágenes de vídeo o una combinación de todos estos dispositivos. Además de avisar al conductor, el sistema puede actuar sobre el circuito de frenos o preparar los airbags y tensar los cinturones de seguridad en caso de una colisión inevitable.

El elevado coste económico de estos sistemas de detección de obstáculos, principalmente debido a los sensores utilizados, hace que su implantación en el mercado sea lenta. Sería deseable un sistema de este tipo basado en sensores de más bajo coste como los ultrasónicos, los cuales se utilizan ya en los sistemas de ayuda al estacionamiento (Parktronic) en muchos modelos. La principal limitación de los sensores ultrasónicos es su corto alcance en comparación con los sistemas basados en radar o lidar. Además, al estar basados en la propagación de una onda de sonido (aunque de frecuencia superior a la audible por el oído humano), los factores ambientales como el viento o la lluvia pueden afectar a su funcionamiento. Estos inconvenientes hacen que los sistemas ultrasónicos sean apropiados tan sólo en distancias cortas y a bajas velocidades, condiciones típicas del tráfico urbano. Además, los Controles de Crucero Adaptativo actuales no funcionan en estos rangos, desactivándose a velocidades inferiores a unos 30 Km/h, ya que actúan únicamente sobre el acelerador y no sobre el sistema de frenos. Sin embargo, esta situación está empezando a cambiar, apareciendo los primeros sistemas capaces de frenar el vehículo (aunque de forma limitada hasta un 25 % de la capacidad total de frenado aproximadamente), y funcionar en todo el rango de distancias.

En el presente trabajo de Tesis Doctoral se pretende analizar la posibilidad de utilizar un sistema ultrasónico como elemento sensor para el control inteligente del vehículo en tráfico urbano, es decir, a bajas velocidades y distancias cortas entre vehículos. Está comprobado que la mayoría de los accidentes de

circulación tienen lugar en estas condiciones. Los sensores ultrasónicos requieren de una electrónica más sencilla y son más baratos que otros tipos como los basados en radar o láser. Para ello es necesario estudiar la influencia de los factores meteorológicos en la propagación de ultrasonidos en el aire. También se deben analizar diferentes técnicas que permitan mejorar el rendimiento de los sensores ultrasónicos conformando su diagrama de radiación, como la incorporación de bocinas o la utilización de arrays de sensores con excitación selectiva.

Los sistemas de seguridad activa mencionados utilizan además de la información de distancia proporcionada por el sensor, otras variables como la velocidad del vehículo, la cual se determina a partir de la información proporcionada por los sensores de velocidad de rotación de las ruedas. Por contra, en esta tesis se analiza la posibilidad de realizar el control en base a la información proporcionada únicamente por el elemento sensor: la distancia al vehículo precedente y la velocidad relativa entre ambos vehículos (en lugar de la absoluta del vehículo controlado), estimada a partir de la diferencia de distancias en dos medidas consecutivas. Si esto fuera posible se evitaría la utilización de sensores adicionales, facilitando por tanto su implementación y abaratando su coste.

1.2. Objetivos y metodología

El objetivo principal de la tesis es analizar la utilidad de los sensores ultrasónicos como elementos de seguridad activa de los vehículos en tráfico urbano. Para ello se proponen diversos sistemas de control del vehículo independientemente del elemento sensor, y posteriormente se analiza el rendimiento de los sensores ultrasónicos en condiciones reales para verificar su validez en este tipo de aplicaciones.

Para ello se pretende estudiar el comportamiento de las ondas ultrasónicas en aire bajo condiciones de propagación no homogéneas provocadas por distintos fenómenos meteorológicos. Parece lógico pensar que el factor que más puede influir en el correcto funcionamiento de estos sensores es el viento y

las turbulencias provocadas por el mismo, así como por la propia marcha del vehículo. Otros factores que pueden influir en menor medida son la lluvia, la niebla y los cambios de temperatura y presión atmosférica. El estudio de la influencia de estos fenómenos permitirá establecer bajo qué condiciones el sistema es operativo.

Para mejorar el rendimiento de los sistemas ultrasónicos se pueden utilizar diversas técnicas de conformación del lóbulo de radiación, como la utilización de bocinas o la excitación selectiva de arrays de sensores. Esta última técnica encarecería bastante el precio final del sistema, por lo que en la presente tesis sólo se analizará la posibilidad de acoplar bocinas a los sensores ultrasónicos para mejorar su alcance y directividad.

Un objetivo adicional consiste en evaluar algunas técnicas de control de la acción sobre los sistemas de acelerador y freno, basándose en la información proporcionada únicamente por el sistema ultrasónico, es decir, evitando la interacción con la electrónica del vehículo, lo cual simplifica bastante la implementación. Para ello se utilizará un modelo matemático de la dinámica longitudinal del vehículo, ya que en condiciones de tráfico urbano (bajas velocidades) los esfuerzos transversales y verticales sobre el mismo son de poca importancia. Con este modelo será posible estudiar por simulación el funcionamiento de dichas técnicas. Los resultados de dichas simulaciones permitirán predecir cuales de estos sistemas ofrecen el mejor desempeño.

Finalmente se implementará el sistema sobre un vehículo experimental y se realizarán pruebas de campo. En dichas pruebas se establecerá la validez de los análisis de la influencia de los factores atmosféricos y se acotarán las condiciones en las que el sistema es operativo. Además, se instalarán las bocinas de conformación del lóbulo para mejorar la directividad y el alcance de los sensores ultrasónicos. Finalmente se implementarán las diferentes estrategias de control de la acción sobre el sistema de freno seleccionadas en las simulaciones, y se comparará su funcionamiento real.

1.3. Organización de la tesis

En el Capítulo 1 se explican los motivos que conducen a la realización de la tesis, estableciendo el marco en el cual se engloba, y se detallan los objetivos que se pretenden alcanzar. Además se describe la metodología seguida para alcanzar dichos objetivos, y se detalla la forma en que esta tesis está estructurada.

El Capítulo 2 da un repaso al estado del arte en lo que se refiere a la seguridad activa en el vehículo inteligente. Se introducen los distintos sensores que incorpora un automóvil moderno y también se da un repaso a los actuales sistemas de seguridad activa en los vehículos, describiendo de forma breve algunos de ellos.

En el Capítulo 3 se describe de forma más completa la generación y propagación de ultrasonidos. En primer lugar se hace una breve introducción de los diferentes tipos de sensores ultrasónicos. A continuación se describe matemáticamente el diagrama de radiación del pistón plano, que constituye una simplificación de los sensores ultrasónicos actuales. También se da una visión sobre las técnicas de modificación del diagrama de radiación, y en particular sobre el efecto de la incorporación de bocinas. Seguidamente se describen los efectos de los factores atmosféricos sobre las ondas acústicas, es decir, sobre la velocidad de propagación y la atenuación y dispersión de la energía acústica.

El Capítulo 4 describe las técnicas más comunes de acondicionamiento y procesamiento digital de señales. En el acondicionamiento podemos incluir su amplificación y filtrado como técnicas más importantes. En cuanto al procesamiento digital de las señales se abordará la extracción de características temporales como son la amplitud y el tiempo de vuelo del impulso ultrasónico.

El Capítulo 5 comienza con una breve introducción a los diversos campos englobados dentro de la teoría de control automático. Así mismo se dedica a realizar una introducción de las técnicas de control inteligente más empleadas en la actualidad: sistemas basados en lógica borrosa, redes neuronales, sistemas expertos basados en reglas y algoritmos genéticos.

En el Capítulo 6 se describe el modelo de la dinámica longitudinal del vehículo empleado en la tesis, y se dan algunos ejemplos por simulación del

comportamiento del modelo en maniobras típicas durante la conducción, que permiten verificar su correcto funcionamiento.

El Capítulo 7 describe el sistema ultrasónico empleado para la realización del sistema sensorial. En particular se describe el hardware empleado y las técnicas software de procesado de las señales ultrasónicas con él obtenidas. Se proponen algunas mejoras sobre el sistema empleado, en particular la triangulación a partir de las señales obtenidas por dos receptores, para una localización más precisa de los objetos que producen la reflexión del impulso ultrasónico. Además se proporciona un detallado análisis de los posible errores cometidos en la medida de distancias, debidos a distintas causas.

En el Capítulo 8 se dan dos alternativas para el algoritmo de control de las acciones sobre los sistemas de aceleración y frenado del vehículo. La primera de estas alternativas está basada en la dinámica del vehículo, y bajo ciertas precauciones, podría ser considerada como un controlador Proporcional-Derivativo clásico. La siguiente alternativa propuesta consiste en un controlador borroso, es decir, emplea una de las técnicas de Inteligencia Artificial descritas en el Capítulo 5. Se puede afirmar a la vista de los resultados de las simulaciones que ambas técnicas proporcionan resultados muy similares y prometedores para la viabilidad de un Control de Crucero Adaptativo basado en ultrasonidos, para bajas distancias y velocidades, típicas del tráfico urbano, para las que los sistemas actuales simplemente no son aptos. También se hace incapié en que el sistema propuesto utiliza únicamente la información extraída del sensor ultrasónico, no necesitando por tanto de la interacción con otros sistemas de seguridad instalados en el vehículo, característica que les diferencia de los sistemas comerciales y que simplifica la implementación del mismo.

Finalmente, en el Capítulo 9 se enumeran las conclusiones alcanzadas durante la elaboración de la tesis, así como las aportaciones de la misma a los sistemas de seguridad activa. También se da una visión de los trabajos futuros, los cuales son consecuencia natural de las múltiples dudas y preguntas que surgen durante la realización de cualquier trabajo de investigación.

Capítulo 2

ESTADO DEL ARTE

2.1. Sensores en automoción

En la actualidad los automóviles tienen una gran cantidad de sensores destinados a medir en todo momento el estado de cada una de sus partes. La información proporcionada por estos sensores es necesaria para la gestión electrónica del automóvil, y es utilizada por las unidades de control (centralitas) que gestionan el funcionamiento del motor, los sistemas seguridad, o los de confort del vehículo.

Un sensor convierte una magnitud física (como la temperatura o las revoluciones del motor) o química (como los gases de escape o la calidad de aire), en una magnitud eléctrica que pueda ser entendida por la unidad de control. Esta señal eléctrica suele ser generalmente una corriente eléctrica o una tensión, pero también puede ser una frecuencia o fase de una señal oscilatoria, o un parámetro eléctrico como una resistencia, una capacidad o una inductancia.

Los sensores se pueden clasificar en elementales o integrados. Éstos últimos están formados por el propio sensor y el circuito de adaptación que trata las señales para hacerlas comprensibles por la unidad de control (acondicionador). Existen un gran número de acondicionadores integrados a la medida de los sensores y ajustados a los vehículos respectivos. La figura 2.1 muestra algunos de los sensores más comunes que incorporan los automóviles modernos.

A diferencia de los sensores convencionales, los utilizados en el sector del

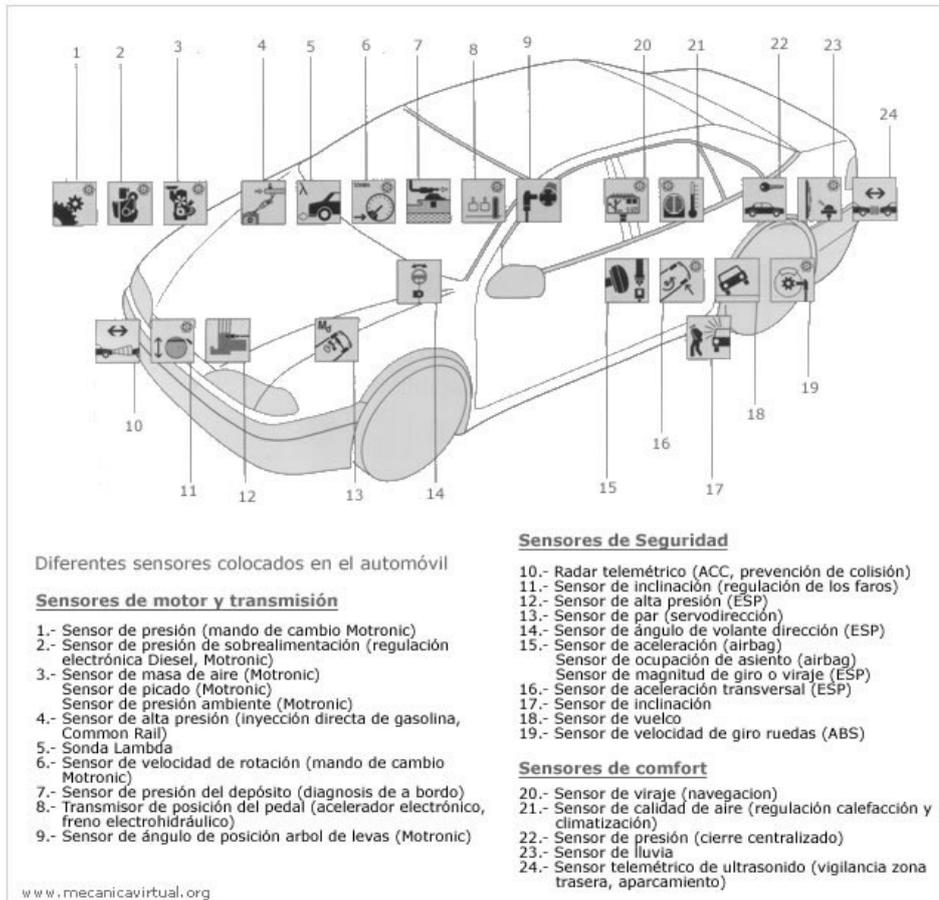


Figura 2.1: Sensores incorporados en los automóviles modernos, agrupados por funciones.

automóvil están diseñados para responder a las duras exigencias que se dan durante el funcionamiento de los vehículos a motor, tales como las temperaturas extremas o las vibraciones del vehículo. Deben ser fiables, compactos y de bajo coste.

Los llamados sensores inteligentes incorporan en un único encapsulado tanto el sensor como la electrónica de acondicionamiento, e incluso un microprocesador que realiza parte del procesado y alivia a la unidad de control de ciertas tareas.

En particular, son interesantes los sensores utilizados para vigilar el entorno

del vehículo y detectar obstáculos. Son sensores de radar y ultrasónicos cuyo principio de funcionamiento es el mismo: se emite una onda electromagnética o ultrasónica de muy corta duración, y se mide el tiempo que tarda en regresar. Este tiempo es directamente proporcional a la distancia de separación entre el sensor y el objeto que produce la reflexión de la onda. También pueden utilizar el efecto Doppler y extraer información de la variación de frecuencia entre la señal emitida y la recibida por el sistema.

Los sensores ultrasónicos son utilizados en cortas distancias debido a la alta atenuación que sufren los ultrasonidos en su propagación por el aire, y a que se ven muy afectados por las condiciones atmosféricas al ser ondas mecánicas, en particular por el viento y las turbulencias. Son típicos de los sistemas de ayuda al aparcamiento.

Para largas distancias son más empleados los sensores basados en radar, ya que su atenuación es menor que en el caso de los ultrasónicos y se ven muy poco afectados por las condiciones atmosféricas. Sin embargo necesitan una electrónica más complicada y cara. Son típicos de los sistemas de ayuda a la frenada como el Control de Crucero Adaptativo o el Sistema Predictivo de Frenado.

Estos últimos son los sistemas en los que se centra este trabajo de tesis doctoral. Todos ellos utilizan la información de múltiples sensores además del radar, como por ejemplo los sensores de velocidad de rotación de las ruedas, a partir de los cuales calculan la velocidad del vehículo.

2.2. Seguridad activa en el automóvil

Se entiende por seguridad activa en el automóvil el conjunto de sistemas cuya función es detectar y corregir las situaciones de posible riesgo de accidente. Por tanto son sistemas que actúan antes de que el accidente se produzca. Algunos elementos comunes que influyen en la seguridad activa son los sistemas de freno, los amortiguadores, el sistema de dirección, etc.

Por contra, la seguridad pasiva se encarga de disminuir los daños en el caso de que el accidente llegue a producirse. Son elementos de seguridad pasiva la

carrocería del vehículo (que absorbe la energía del impacto), los cinturones de seguridad o los airbags.

En las últimas décadas se observa que la evolución de los sistemas de seguridad en el automóvil viene marcada por los avances de la electrónica. Los sistemas de seguridad que están apareciendo en los últimos años se caracterizan por ser sistemas "inteligentes", gracias a la incorporación de unidades de control electrónicas programables que ejecutan algoritmos complejos que manejan una gran cantidad de información procedente de los sensores instalados en el automóvil.

A continuación se da un breve repaso de los principales y más actuales sistemas electrónicos de seguridad activa que pueden ser considerados inteligentes.

2.2.1. Sistema Antibloqueo de Frenos (ABS)

Es un sistema inicialmente creado para los aviones, e introducido por Bosch en los automóviles en el año 1978. Hoy en día es el más popular de los sistemas de seguridad activa, y se incorpora de serie en todos los vehículos en la Unión Europea desde el año 2004.

Este sistema evita que las ruedas se bloqueen al frenar bruscamente, por lo que el vehículo puede seguir siendo controlado en todo momento. Los sensores de velocidad de giro de las ruedas informan constantemente al sistema de control del comportamiento de las mismas. Si una rueda está próxima a bloquearse, el ABS reduce la presión de frenado en dicha rueda evitando el bloqueo de la misma. Todo este proceso se realiza en milésimas de segundo.

2.2.2. Asistente a la Frenada (BAS)

El BAS es un sistema que detecta que nos encontramos ante una frenada de emergencia, y aplica la máxima presión al sistema de frenos. De esta manera el vehículo se detiene lo antes posible, acortando la distancia de frenado y reduciendo la posibilidad de accidente. Se estima que un vehículo sin este sistema, conducido por un conductor normal, y circulando a 100Km/h, tendría

una distancia de frenado de unos 70 metros. Esta distancia se reduciría a unos 40 metros en vehículos equipados con el BAS.

Para decidir cuándo se produce un frenado de emergencia, el sistema dispone de unos sensores en los pedales mediante los que mide la velocidad con la que se suelta el acelerador y se pisa el freno, además de la presión con la que se realiza este movimiento. Este sistema funciona en combinación con el ABS.

2.2.3. Repartidor Electrónico de Frenado (EBD)

El repartidor electrónico de frenado determina cuánta presión de frenado es necesario aplicar a cada rueda para detener al vehículo en un distancia mínima sin perder el control. Al frenar, el centro de gravedad de un vehículo se desplaza hacia adelante, lo que hace que las ruedas traseras pierdan agarre con el asfalto, y aumente el riesgo de que se bloqueen.

El sistema calcula si el reparto de presión de frenado entre los ejes delantero y trasero es el adecuado, a partir de los mismos sensores que utiliza el ABS. Ambos sistemas en conjunto actúan mejor que el ABS en solitario, ya que éste último regula la fuerza de frenado de cada rueda dependiendo de si ésta se está bloqueando, mientras que el reparto electrónico reparte la fuerza de frenado entre los ejes, ayudando a que el freno de una rueda no se sobrecargue (esté continuamente bloqueando y desbloqueando) mientras que el de otra quede infrutilizado. De esta forma se evita que la parte trasera del vehículo patine sobre el asfalto debido a un sobrefrenado de las ruedas traseras.

2.2.4. Control de Tracción (ASR)

El sistema de control de tracción ASR evita que patinen las ruedas durante una aceleración brusca, principalmente en superficies deslizantes como calzadas mojadas, con nieve o hielo, superficies de tierra, etc., proporcionando una mejor tracción y aumentando la controlabilidad del vehículo en estas situaciones.

El funcionamiento del sistema consiste en regular el par de tracción las ruedas, en el caso de que el microprocesador del ASR detecte que alguna de ellas comienza a deslizarse. Para ello, este microprocesador monitoriza constantemente

las señales de los sensores de velocidad de giro de las ruedas (los mismos del ABS).

2.2.5. Programa Electrónico de Estabilidad (ESP)

Fue inventado por Bosch en el año 1995, siendo una evolución del ABS y del Control de Tracción. Un vehículo que disponga de Sistema de Control de Estabilidad, dispondrá también de ABS y Control de Tracción, ya que ambos forman la base de funcionamiento del primero.

El ESP es un sistema de seguridad activa, cuya función es evitar la pérdida de control por derrape. Este sistema es muy eficaz en determinadas situaciones que pueden provocar el derrape, como tomar una curva a velocidad demasiado elevada, o girar bruscamente en una situación de emergencia para evitar, por ejemplo, un posible atropello. Cuando el ESP detecta una situación de riesgo, actúa hasta 25 veces por segundo frenando independientemente una de las cuatro ruedas (aquella cuyo frenado ayude a estabilizar el vehículo), y si fuera preciso disminuyendo la potencia del motor. El ESP dispone de los siguientes componentes:

- Sensores de velocidad de giro de las ruedas: son los mismos del ABS y su misión es informar a la unidad de control sobre el comportamiento de las ruedas a través de su velocidad de rotación.
- Sensor de ángulo de giro y aceleración transversal: informa a la unidad de control sobre posibles movimientos del vehículo sobre su propio eje vertical o movimientos laterales, es decir, el comportamiento real del vehículo en cada momento.
- Sensor de la posición angular del volante: informa de los movimientos del volante, es decir, de la trayectoria deseada por el conductor.
- Interfase con el sistema de gestión del motor: permite controlar la potencia del motor.
- Grupo hidráulico que, ejecutando las órdenes de la unidad de control, regula la presión de los cilindros.

- Unidad de control encargada del control eléctrico y electrónico, así como de todas las funciones de regulación del sistema.

Este sistema se ha considerado en Estados Unidos como el de mayor potencial para salvar vidas, tras el cinturón de seguridad. Según algunos estudios recientes, se calcula que podrían evitarse unas 600 muertes al año en España incorporando de serie el sistema ESP en los turismos.

2.2.6. Control de Ascenso de Pendientes

Es una función adicional del sistema ESP, que evita que el vehículo retroceda al reanudar la marcha en una pendiente, la cual es medida por un sensor de inclinación, mejorando la seguridad y el confort del conductor.

La presión de frenado preestablecida por el conductor durante el proceso de parada se mantiene una vez que el vehículo se ha detenido, aunque se deje de pisar el pedal de freno. Una vez detectado el impulso de arranque, se reducirá la presión de frenado cuando el par del motor sea suficiente para mover el vehículo en la dirección deseada. Este impulso de arranque se activa bien por el acelerador y/o embrague, bien por el cambio automático.

2.2.7. Control de Crucero Adaptativo (ACC)

El Control de Crucero es un sistema de confort que permite circular a la velocidad seleccionada sin necesidad de actuación sobre el acelerador, permitiendo así una conducción más cómoda. El ACC añade un sistema radar para detección de vehículos en la parte delantera de la carrocería, que permite adaptar la velocidad a la del vehículo precedente, y mantener la distancia de seguridad, la cual es a su vez ajustable.

El sistema radar permite monitorizar el tráfico situado por delante, determinando la distancia, posición angular y velocidad relativa. Cuando no se detecta ningún vehículo por delante, el coche acelera hasta la velocidad seleccionada como en un control de crucero convencional. En caso de percibir un vehículo en la trayectoria que circula a menor velocidad, el sistema ACC reduce la velocidad para mantener una distancia segura, actuando sobre el freno

si es necesario. Cuando el vehículo precedente desaparece de la trayectoria, el vehículo vuelve a acelerar hasta la velocidad seleccionada.

Como ejemplo, el ACC de Audi reduce la velocidad cortando el suministro de combustible o, si fuera necesario, activando los frenos hasta un máximo del 25% de la capacidad máxima de frenado del vehículo. Si con todo esto el frenado no es suficiente, el sistema activa una alarma acústica para alertar al conductor. Además, el usuario puede elegir entre tres programas diferentes: deportivo, estándar y confort. El sistema de Audi no reacciona ni ante objetos inmóviles ni ante vehículos circulando en sentido contrario, y según el fabricante no debe ser utilizado en carreteras con excesivas curvas, ni en condiciones meteorológicas adversas como la niebla, el hielo o la lluvia intensa.

2.2.8. Sistema Predictivo de Frenada (PSS)

Es un sistema que alerta al conductor cuando detecta una situación peligrosa, e interviene en caso de que este no reaccione.

Un avanzado sistema de radar vigila constantemente la zona situada por delante del vehículo. El algoritmo del PSS (derivado del ESP) analiza la información proporcionada por el radar y reconoce una situación peligrosa, enviando una serie de órdenes de actuación a través del grupo hidráulico del ESP. Las actuaciones de seguridad se producen en tres etapas:

1. La primera fase de actuación del PSS es el sistema PBA (Asistente Predictivo de Frenado), que prepara el vehículo para un frenado de emergencia. El sistema de frenos se prepara anticipadamente para frenar a fondo, aumentando la presión en el circuito de frenos y aproximando las pastillas a los discos, consiguiendo un ahorro de tiempo en el momento del frenado, estimado en una décima de segundo. Este tiempo se corresponde con unos 2 metros de distancia de frenado circulando a 100Km/h.
2. Si el conductor no actúa y la distancia con el vehículo precedente sigue disminuyendo, el sistema le avisa de diferentes maneras: a través de una señal visual y acústica, mediante una suave y breve intervención en los frenos, y mediante un pequeño tirón en el cinturón de seguridad. Estos

avisos deberían ser suficientes para que el conductor reaccionara. Este sistema recibe el nombre de PCW (Aviso Predictivo de Colisión).

3. En la tercera fase y si el conductor sigue sin reaccionar, el sistema llamado PEB (Frenada de Emergencia Predictiva) realizará por sí sólo un frenado de emergencia, evitando el accidente o reduciendo al menos la velocidad del impacto.

2. ESTADO DEL ARTE

Capítulo 3

GENERACIÓN Y PROPAGACIÓN DE ULTRASONIDOS

3.1. Introducción

Como es sabido, el sonido se propaga en forma de ondas mecánicas de presión: compresiones y enrarecimientos de las moléculas del medio a través del que viaja. Necesita por tanto de un medio material, ya sea sólido, líquido o gas. Todas las magnitudes que caracterizan una onda son aplicables al sonido: período, frecuencia, longitud de onda, etc. Además, todos los fenómenos físicos que ocurren en la propagación son válidos para las ondas sonoras: reflexión, refracción, dispersión, interferencia, difracción, absorción, etc. Cuando el medio es homogéneo la velocidad de propagación será una constante, pero en medios no homogéneos variará con la posición y el tiempo, y si además el medio es dispersivo dependerá también de la frecuencia de la onda. La presión acústica de una onda de sonido consiste en una perturbación sobre la presión media del medio a través del cual se propaga, siendo su amplitud mucho menor que ésta.

Los ultrasonidos son ondas sonoras de frecuencia superior al umbral de audición humana (unos 20 KHz). Muchos animales los utilizan para orientarse (a modo de sonar) o comunicarse. En la industria se emplean para medición

de distancias, caracterización de materiales, ensayos no destructivos, limpieza, soldadura, etc. En medicina se utilizan tanto para el diagnóstico (ecografía) como para la terapia de algunas enfermedades (ultrasonoterapia).

Los transductores ultrasónicos se basan en el hecho de que al aplicar presión sobre algunos materiales aparece un campo eléctrico (efecto piezoeléctrico) o magnético (efecto magnetostrictivo) entre sus caras [25]. El efecto inverso también se produce: al aplicar un campo eléctrico o magnético se produce una deformación del material. Las relaciones entre las presiones aplicadas y los campos producidos son no lineales y por tanto complicadas. En la actualidad se están fabricando también transductores ultrasónicos basados en láser.

Materiales piezoeléctricos naturales son el cuarzo, la turmalina o la sal de Rochelle. El funcionamiento de los transductores piezoeléctricos consiste en aplicarles un campo eléctrico variable que produce vibraciones en el cristal, las cuales se transmiten al medio que le rodea generándose una onda de presión. Cuando esta onda incide sobre la superficie de otro transductor (o el mismo), las variaciones de presión provocan la aparición de un campo eléctrico variable proporcional a dicha presión. Este campo eléctrico puede ser medido para darnos una idea de la forma de la onda de presión incidente.

Los transductores magnetostrictivos tienen un funcionamiento similar a los piezoeléctricos, pero utilizando campos magnéticos. Materiales con estas propiedades son algunas aleaciones de hierro, níquel y cromo. Estos transductores son en general más caros e ineficientes que los piezoeléctricos, por lo que en la práctica son poco utilizados.

Últimamente se están fabricando transductores ultrasónicos basados en láser. Su funcionamiento consiste en hacer incidir un rayo láser de intensidad variable sobre un sólido. Las variaciones de temperatura producidas por dicho láser hacen que el sólido se dilate y se contraiga provocando una vibración del medio que le rodea.

3.2. Ecuación de ondas

La presión acústica de una onda sonora obedece a la ecuación de ondas [4]:

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (3.1)$$

donde p es la presión acústica, c es la velocidad de propagación de la onda a través del medio (velocidad de fase), y t es el tiempo. Cuando la onda de presión es monocromática de frecuencia angular $\omega = 2\pi f$ se pueden separar las dependencias espacial y temporal, y expresar dicha presión en la forma:

$$p(r, t) = P(r)e^{j\omega t} \quad (3.2)$$

Esta expresión se puede sustituir en 3.1 y eliminar la parte temporal para llegar a la ecuación de Helmholtz:

$$\nabla^2 P + k^2 P = 0 \quad (3.3)$$

donde $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ es el número de onda.

Tanto la ecuación 3.1 como la ecuación 3.3 son integrables únicamente para algunos casos de geometría sencilla y medio de propagación homogéneo (c y k constantes). Cuando no es así, se debe recurrir a métodos numéricos de resolución por computador, como las Diferencias Finitas o los Elementos Finitos [2], que producen soluciones aproximadas. Todos estos métodos consisten en discretizar el dominio de simulación, y sustituir las ecuaciones en derivadas parciales por un sistema de ecuaciones lineales. Para que la solución obtenida sea aceptable es necesario tomar al menos diez puntos en cada longitud de onda (en la actualidad hay métodos de simulación que permiten relajar este requerimiento), lo que hace que con los computadores actuales sólo se puedan simular dominios de unas cuantas longitudes de onda, problema especialmente grave en tres dimensiones.

Para la obtención de la expresión 3.1 se supone que en la región de interés no hay fuentes acústicas, sino que éstas se encuentran fuera de dicha región. La presencia de una fuente puntual situada en un punto del espacio \vec{r}_0 dentro

de la región bajo estudio, vibrando a una frecuencia angular ω , modifica la ecuación 3.1 para obtener la ecuación de ondas no homogénea [16]:

$$\nabla^2 p - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = -4\pi A \delta(\vec{r}_0) e^{j\omega t} \quad (3.4)$$

cuya solución en un punto \vec{r} cualquiera del espacio, supuesto un medio homogéneo es:

$$p(\vec{r}, t) = \frac{A}{|\vec{r} - \vec{r}_0|} e^{j(\omega t - k|\vec{r} - \vec{r}_0|)} \quad (3.5)$$

En esta expresión se puede observar que la amplitud de la onda acústica es inversamente proporcional a la distancia a la fuente.

Aunque la fuente puntual es un caso ideal, la expresión 3.5 es importante porque permite calcular la presión en un punto cualquiera dividiendo la superficie radiante en pequeños elementos, y considerando cada uno como una fuente puntual. En este caso el campo total en el punto de interés se aproxima sumando (integrando) las contribuciones individuales de cada uno de los elementos de la superficie radiante.

3.3. Radiación de un pistón plano

Para hacernos una idea de la forma del campo de presiones acústicas radiadas por un transductor ultrasónico, podemos suponer que éste consiste en un pistón plano circular de radio a , colocado en una pantalla plana infinita y rígida en el plano $x = 0$, con todos los puntos de su superficie realizando un movimiento vibratorio con velocidad $v = V_0 e^{j\omega t}$ en la dirección del eje x , tal como se muestra en la figura 3.1. Cada elemento infinitesimal de la superficie del pistón puede ser considerado como una fuente puntual. La presión total en un punto P viene dada entonces por [16]:

$$p(r, \theta, t) = \frac{j\rho_0 c V_0 k}{2\pi} \int_S \frac{e^{j(\omega t - kr')}}{r'} dS \quad (3.6)$$

Esta expresión no tiene solución analítica para un punto cualquiera, pero es posible obtener soluciones analíticas aproximadas para algunos casos particu-

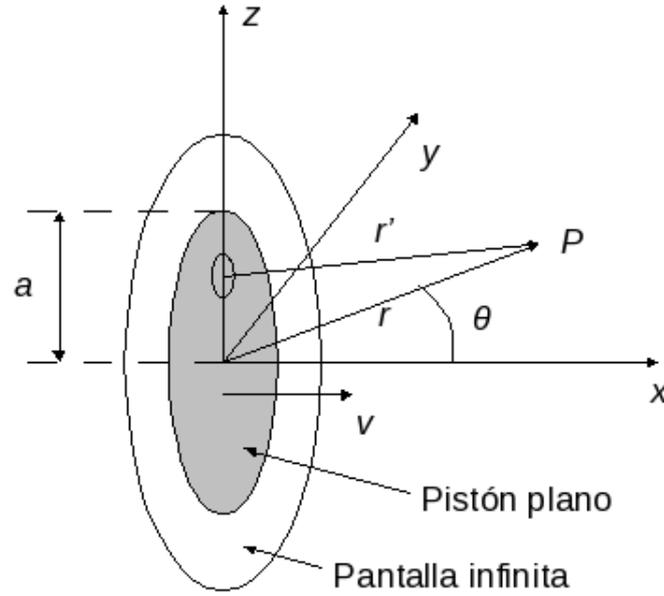


Figura 3.1: Representación del pistón plano en una pantalla infinita.

lares interesantes, como son la presión en el eje de radiación, y la presión en el campo lejano, los cuales se presentan a continuación. Fuera de estos casos, se debe recurrir a métodos numéricos para encontrar una solución aproximada.

3.3.1. Presión en el eje de radiación

A partir de la expresión 3.6 se puede obtener la amplitud de la presión en un punto cualquiera del eje de radiación del pistón (eje x):

$$P(r, 0) = 2\rho_0 c V_0 \left| \sin \left\{ \frac{1}{2} k r \left[\sqrt{1 + \left(\frac{a}{r} \right)^2} - 1 \right] \right\} \right| \quad (3.7)$$

cuya representación gráfica se puede ver en la figura 3.2 para el caso $a = 4\lambda$. En ella se puede apreciar una sucesión de máximos y mínimos de presión, a unas distancias del pistón dadas por:

$$\frac{r_m}{a} = \frac{a}{m\lambda} - \frac{m\lambda}{4a} \quad (3.8)$$

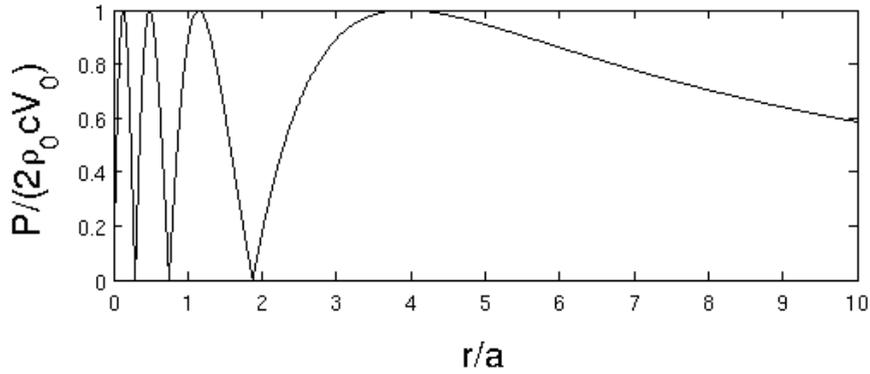


Figura 3.2: Amplitud de la presión acústica en el eje de radiación de un pistón plano circular de radio $a = 4\lambda$.

correspondiendo los máximos a los valores impares y los mínimos a los valores pares de m . Para $m = 1$ obtenemos el máximo más alejado del pistón, a una distancia r_1 , conocido como *foco natural*. Para distancias menores que r_1 (campo próximo o zona de Fresnel) la presión acústica presenta fuertes interferencias, sugiriendo un campo muy complicado. A partir de r_1 la presión axial disminuye de forma monótona (campo lejano o zona de Fraunhofer). Cuando $r/a \gg 1$ la expresión 3.7 se puede simplificar obteniendo:

$$P_{ax}(r) = \frac{\rho_0 c V_0 k a^2}{2r} \quad (3.9)$$

que muestra para distancias grandes una dependencia de la forma $1/r$.

3.3.2. Campo lejano

Para obtener el patrón de radiación en el campo lejano se impone la restricción $r \gg a$ en la expresión 3.6. En este caso se obtiene para la amplitud de la presión:

$$P(r, \theta) = \frac{\rho_0 c V_0 k a^2}{2r} \left[\frac{2J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \right] = P_{ax}(r) H(\theta) \quad (3.10)$$

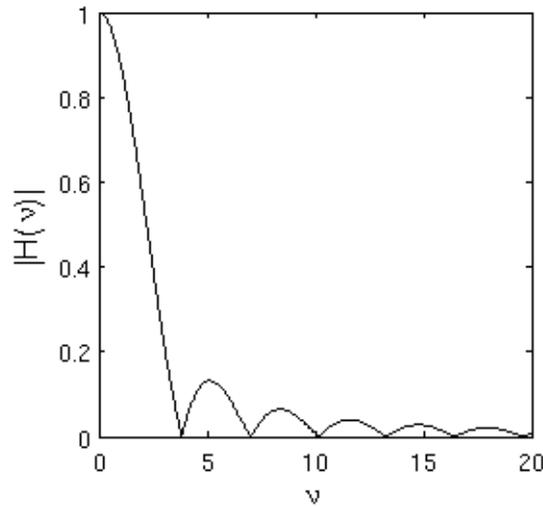


Figura 3.3: Factor direccional del diagrama de radiación de un pistón plano.

En esta expresión el término entre corchetes da la dependencia angular $H(\theta)$. La figura 3.3 muestra la forma del factor direccional $|H(\theta)| = |2J_1(\nu)/\nu|$ siendo $\nu = ka \sin \theta$ para el caso $ka = 20$. Puede observarse un lóbulo principal en el eje de radiación y lóbulos secundarios de amplitud decreciente a medida que nos alejamos de dicho eje. Cuanto más grande es el radio del pistón comparado con la longitud de onda, el lóbulo principal es más estrecho y aparecen más lóbulos secundarios. Por el contrario, si el radio del pistón es menor que la longitud de onda, los lóbulos secundarios desaparecen quedando sólo un lóbulo principal muy ancho. Esto puede observarse en la figura 3.4 en la que se muestra el patrón de radiación en un diagrama polar para los casos $ka = 10$ y $ka = 5$. En el primer caso aparecen un lóbulo principal estrecho y dos lóbulos secundarios, mientras que en el segundo caso aparecen un lóbulo principal más ancho y un sólo lóbulo secundario. En general, el primer cero del factor direccional se produce para el ángulo [9]:

$$\sin \theta_1 = 0,61 \frac{\lambda}{a} \quad (3.11)$$

que nos da una medida del ancho del lóbulo principal en función de la longitud de onda y el radio del emisor.

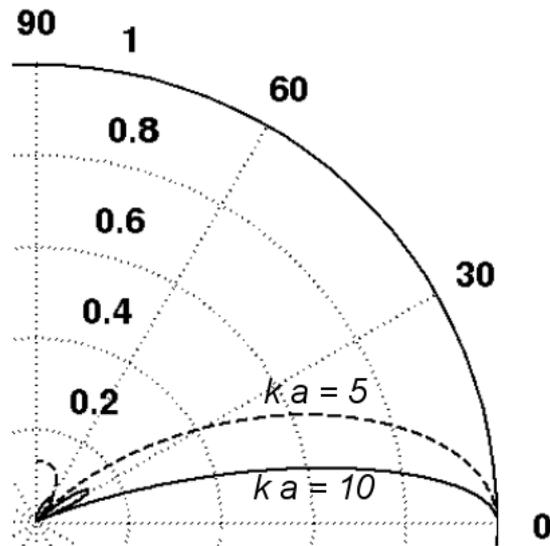


Figura 3.4: Diagrama polar de la función $|H(\theta)|$ para los casos $ka = 10$ (línea continua), y $ka = 5$ (línea discontinua).

Es necesario mencionar que el diagrama direccional de un transductor ultrasónico es aplicable tanto en emisión como en recepción, es decir, si un transductor emite la mayor parte de energía acústica en una dirección determinada, también recibirá mejor las señales acústicas procedentes de dicha dirección.

3.4. Modificación del diagrama de radiación mediante elementos mecánicos acoplados

Los lóbulos secundarios del diagrama de radiación de un transductor ultrasónico son indeseables en la mayoría de aplicaciones, ya que el eco procedente de un objeto situado en la zona de influencia de uno de estos lóbulos es indistinguible de otro eco procedente de un objeto de menor tamaño situado a la misma distancia, pero iluminado por el lóbulo principal. Por tanto, es deseable utilizar alguna técnica para reducir la amplitud de la presión de estos lóbulos secundarios.

Es posible modificar el diagrama de radiación de los sensores ultrasónicos para eliminar los lóbulos secundarios, o incluso enfocar el haz ultrasónico en un determinado punto. Entre las técnicas disponibles se encuentran la utilización de bocinas y lentes acústicas de distintas formas [4][8], o la modificación de la forma de la superficie radiante [9]. También es posible variar la dirección del lóbulo principal o enfocar el haz utilizando arrays de transductores y excitación selectiva de los mismos [25].

Como ejemplo la figura 3.5 muestra en un diagrama de niveles, la amplitud de la onda de presión acústica emitida por un pistón plano de radio $a = 1 \text{ cm}$ en aire ($c \simeq 340 \text{ m/s}$), en dos casos distintos, en los que los puntos de su superficie vibran con velocidades dadas por las expresiones siguientes:

$$v(y, z) = V_0 e^{j\omega t} \tag{3.12}$$

$$v(y, z) = V_0 \cos\left(\frac{r}{a} \frac{\pi}{2}\right) e^{j\omega t}$$

siendo r la distancia al centro del emisor, $V_0 = 0,01 \text{ m/s}$ la velocidad máxima de vibración en el centro del pistón, y $\omega = 2\pi f$ la frecuencia angular para una frecuencia $f = 40 \text{ KHz}$. Las figuras se han obtenido discretizando directamente la ecuación 3.6, es decir, dividiendo la superficie radiante en un número suficientemente elevado de pequeños elementos, como para que el error cometido sea despreciable, y sumando las contribuciones de cada uno de estos elementos en cada uno de los puntos del espacio. Se puede observar en el primer caso un lóbulo secundario a aproximadamente 45° del lóbulo principal, que en el segundo caso es prácticamente inexistente. Además en el primer caso el foco natural se sitúa aproximadamente a 1 cm del emisor, mientras que en el segundo caso lo hace a $0,5 \text{ cm}$.

En la figura 3.6 se puede ver el lóbulo de radiación de un pistón plano de 1 cm . de radio y 25 KHz (izquierda), y el lóbulo del mismo pistón con dos bocinas, una de perfil cónico (centro) y otra de perfil exponencial (derecha). Se puede apreciar cómo la incorporación de una bocina modifica el diagrama de radiación concentrando el haz principal. En el caso de una bocina cónica de perfil plano (centro) aparecen lóbulos secundarios, que se pueden eliminar

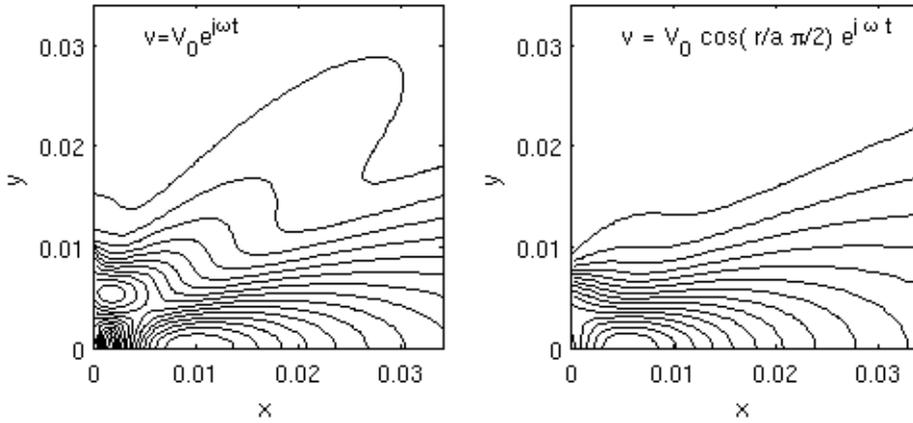


Figura 3.5: Patrón de radiación del pistón plano con todos los puntos de su superficie vibrando con la misma velocidad (izquierda), y con una velocidad de vibración cuya amplitud varía con el coseno de la distancia al centro del pistón (derecha).

con una bocina de perfil curvado (derecha). Las figuras han sido obtenidas mediante simulación por elementos finitos.

3.5. Velocidad de propagación del sonido en aire

La velocidad del sonido en un fluido viene dada por la expresión [16]:

$$c^2 = \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{adiab} \quad (3.13)$$

siendo c la velocidad de propagación, P la presión y ρ la densidad. Es por tanto una propiedad característica que depende de las condiciones de equilibrio del fluido en cuestión. En particular para los gases perfectos teniendo en cuenta su ecuación de estado, se puede expresar como:

$$c = \sqrt{\frac{\gamma RT}{M}} \quad (3.14)$$

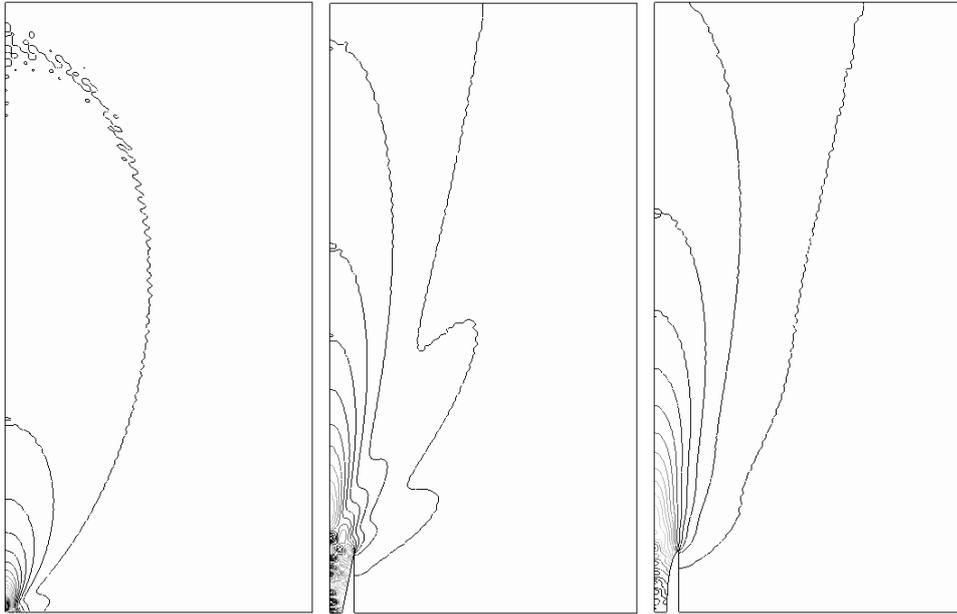


Figura 3.6: Efecto de las bocinas sobre el lóbulo de radiación. Izquierda: lóbulo de un pistón plano de 1 cm. de radio y 25 KHz. Centro: lóbulo con una bocina cónica de perfil plano. Derecha: lóbulo con una bocina cónica de perfil curvado.

siendo γ la relación entre los calores específicos a presión constante y a volumen constante, R la constante universal de los gases perfectos, M la masa molecular y T la temperatura absoluta. La expresión 3.14 indica que la velocidad de propagación del sonido en un gas perfecto depende únicamente de la temperatura, ya que los cambios de presión implican cambios iguales en la densidad, y viceversa. En condiciones normales, el aire se comporta aproximadamente como un gas perfecto, y sustituyendo los valores apropiados a 0°C se obtiene una velocidad $c_0 = 331,36 \text{ m/s}$. Si se linealiza la expresión anterior en torno a esta temperatura se obtiene:

$$c \simeq 331,36 + 0,607 \cdot t \quad (3.15)$$

donde t es la temperatura centígrada. La figura 3.7 muestra las velocidades proporcionadas por las expresiones 3.14 y 3.15 para un rango de temperaturas entre -50°C y 50°C . Como puede observarse, ambas curvas son prácticamente

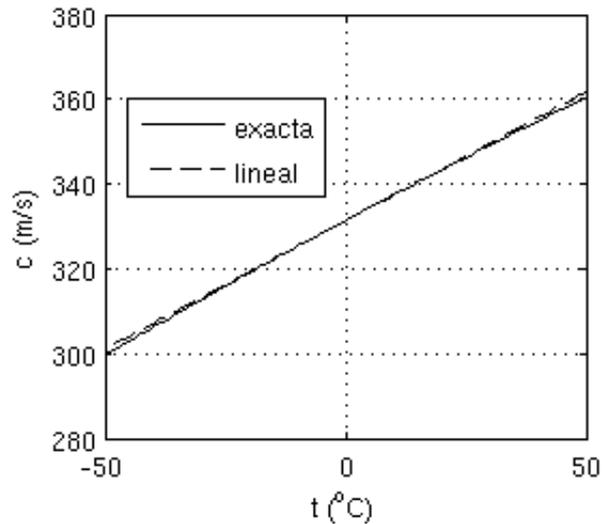


Figura 3.7: Dependencia de la velocidad de propagación del sonido en aire con la temperatura para las expresiones exacta y linealizada.

iguales, siendo la diferencia máxima entre ambas expresiones en este rango de aproximadamente $1,5 \text{ m/s}$.

Sin embargo, el aire seco es una mezcla de gases compuesta aproximadamente por un 78 % de nitrógeno, un 21 % de oxígeno y un 1 % de argón [5]. Su masa molecular será por tanto la media ponderada de las masas moleculares de todos estos gases, resultando ser de aproximadamente 29 gr/mol . La presencia de vapor de agua en el aire afecta a la velocidad del sonido dada en la expresión 3.14 de dos formas distintas:

- en primer lugar, el peso molecular del agua (18 gr/mol) es menor que el del aire, con lo que la masa molecular media disminuye al aumentar la humedad;
- en segundo lugar, el vapor de agua es un gas triatómico mientras que el nitrógeno y el oxígeno (los más abundantes en el aire) son gases diatómicos, con lo que la relación de calores específicos disminuye al aumentar la humedad.

Podemos calcular la fracción de moléculas de agua presentes en el aire [1] a

partir de la humedad relativa según la expresión:

$$h = 0,01 \cdot HR \frac{P_{sat}}{P_{ref}} \frac{P}{P_{ref}} \quad (3.16)$$

siendo h la fracción de moléculas de agua, HR la humedad relativa (en %), P_{sat} la presión de saturación del vapor de agua a una temperatura t , P_{ref} la presión de referencia (101325 Pa) y P la presión atmosférica. A su vez, la presión de saturación puede calcularse aproximadamente por:

$$P_{sat} = P_{ref} \cdot 10^{-6,8346(273,16/T)^{1,261} + 4,6151} \quad (3.17)$$

La relación de calores específicos y la masa molecular del aire húmedo se obtienen entonces a partir de las expresiones [5]:

$$\gamma_h = \frac{7 + h}{5 + h} \quad (3.18)$$

$$M_h = 29 - 11h \quad (3.19)$$

En la figura 3.8 se muestran las dependencias de la velocidad de propagación del sonido con la humedad relativa para una presión atmosférica de 1 atm., y con la presión atmosférica para una humedad del 50 %, a varias temperaturas, obtenidas aplicando las expresiones anteriores. Como puede observarse son dependencias prácticamente lineales en el rango de temperaturas considerado. También se observa que los efectos de la humedad y la presión se hacen más importantes a medida que la temperatura crece. A pesar de todo, un incremento de la humedad relativa del 100 %, o una variación de presión entre 0,5 atm y 1,5 atm producen un aumento en la velocidad del sonido equivalente al que produciría un aumento de unos pocos grados de temperatura, es decir, la humedad relativa y sobre todo la presión son factores poco importantes en la velocidad del sonido en aire, y por eso en la mayor parte de las aplicaciones no son tenidos en cuenta. Una expresión obtenida experimentalmente para la velocidad del sonido en aire en función de la temperatura y la humedad relativa

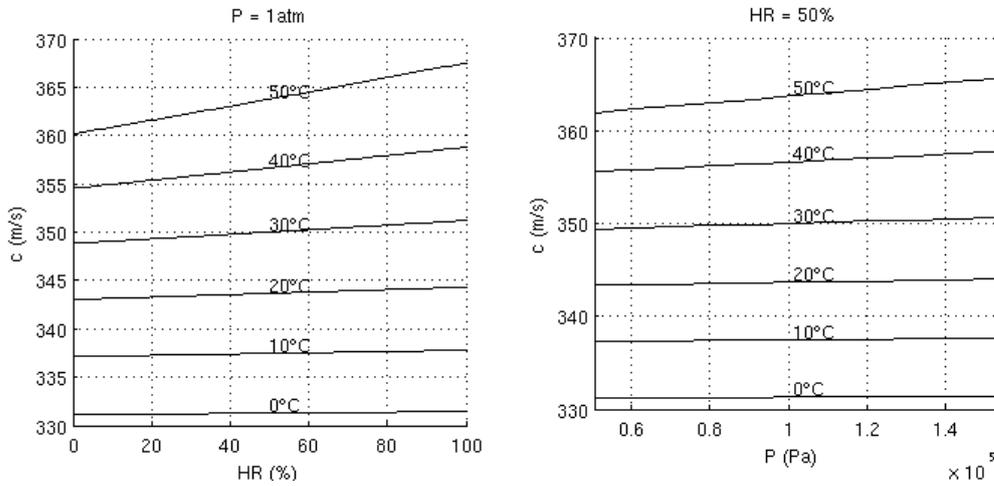


Figura 3.8: Dependencia de la velocidad del sonido con la humedad relativa (izquierda) y con la presión atmosférica (derecha), para varias temperaturas.

simultáneamente [34] es:

$$c = 331,58 + 0,62t + 0,015h \quad (3.20)$$

3.6. Absorción del sonido en el aire

Para la obtención de la ecuación 3.1 se supone que las pérdidas de energía acústica son despreciables [16]. Sin embargo, esto no es realmente así, ya que la energía acústica se disipa paulatinamente en forma de calor. Esta disipación tiene lugar de tres formas distintas:

- Pérdidas debidas a la viscosidad, asociadas al movimiento de fracciones adyacentes del medio en las compresiones y descompresiones producidas por la onda.
- Pérdidas debidas a la conductividad térmica, asociadas a la conducción de energía térmica entre las compresiones a mayor temperatura y las descompresiones a menor temperatura.

- Pérdidas debidas a procesos moleculares, asociadas a la conversión de energía cinética de las moléculas en energía potencial, energía de rotación y vibración y energía de asociación y disociación iónica.

Los dos primeros tipos corresponden a la llamada *absorción clásica*, mientras que el tercer tipo depende de la estructura molecular del medio. Cada uno de estos mecanismos contribuye con su propio coeficiente de absorción, siendo la suma de todos ellos el coeficiente de absorción total. Para el aire, todos estos mecanismos conducen a una expresión teórica para la absorción que ha sido posteriormente ajustada mediante datos experimentales y recogida en la norma ISO 9613-1 [14]:

$$\alpha = f^2 \left\{ 18,4 \cdot 10^{-12} \left(\frac{P_{ref}}{P} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{-5}{2}} \left[0,01275 \frac{e^{-\frac{2239,1}{T}}}{f_{rO} + \frac{f^2}{f_{rO}}} + 0,1068 \frac{e^{-\frac{3352}{T}}}{f_{rN} + \frac{f^2}{f_{rN}}} \right] \right\} \quad (3.21)$$

siendo α el coeficiente de absorción en Np/m , f la frecuencia en Hz , P la presión atmosférica en KPa ($P_{ref} = 101,325 KPa$), T la temperatura absoluta ($T_{ref} = 293,15^\circ K$), y f_{rO} y f_{rN} las frecuencias de relajación del Oxígeno y del Nitrógeno, dadas por las expresiones siguientes [1]:

$$f_{rO} = \frac{P}{P_{ref}} \left(24 + 4,04 \cdot 10^4 h \frac{0,02 + h}{0,391 + h} \right) \quad (3.22)$$

$$f_{rN} = \frac{P}{P_{ref}} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{-1}{2}} \left(9 + 280 h \exp \left\{ -4,170 \left[\left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{-1}{3}} - 1 \right] \right\} \right) \quad (3.23)$$

donde h es la concentración molar de vapor de agua dada por la expresión 3.16. De todas estas expresiones se observa que la absorción del sonido en la atmósfera depende de la frecuencia y de las condiciones de la misma (presión, temperatura y humedad). En la figura 3.9 puede verse la dependencia compleja del coeficiente de absorción para el aire a 1 *atm* de presión y una frecuencia de 25 *KHz*, en función de la temperatura y la humedad relativa. Las variaciones

3. GENERACIÓN Y PROPAGACIÓN DE ULTRASONIDOS

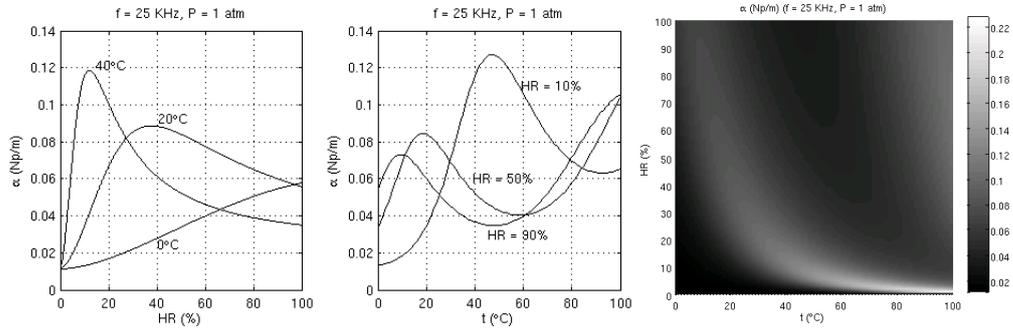


Figura 3.9: Coeficiente de absorción a 1 atm y 25 KHz: en función de la humedad relativa para tres temperaturas (izquierda); en función de la temperatura para tres humedades relativas (centro); en función de la temperatura y la humedad relativa (derecha).

de presión dentro del rango normal de la atmósfera en la superficie terrestre apenas producen variaciones en el coeficiente de absorción.

Finalmente, la figura 3.10 muestra la dependencia con la frecuencia del coeficiente de absorción del sonido en el aire a 1 atm para varias humedades relativas y para varias temperaturas (con escalas logarítmicas en ambos ejes). Puede observarse que para muy altas frecuencias, la absorción se hace prácticamente independiente de la temperatura y la humedad.

El coeficiente de absorción α puede incorporarse a la ecuación de ondas 3.1 o a la ecuación de Helmholtz 3.3 para tener en cuenta la absorción del medio, suponiendo una velocidad de propagación compleja o un número de onda complejo de acuerdo a la siguiente expresión [16]:

$$\mathbf{k} = k - j\alpha = \frac{\omega}{c} \quad (3.24)$$

El coeficiente de absorción α tiene unidades de Np/m , pero puede ser convertido a dB/m con la expresión $a = 8,7\alpha$. Por ejemplo, para una onda ultrasónica de 40 KHz propagándose en el aire a 20°C y 1 atm, con una humedad relativa del 50%, el coeficiente de absorción es $a = 1,318 dB/m$.

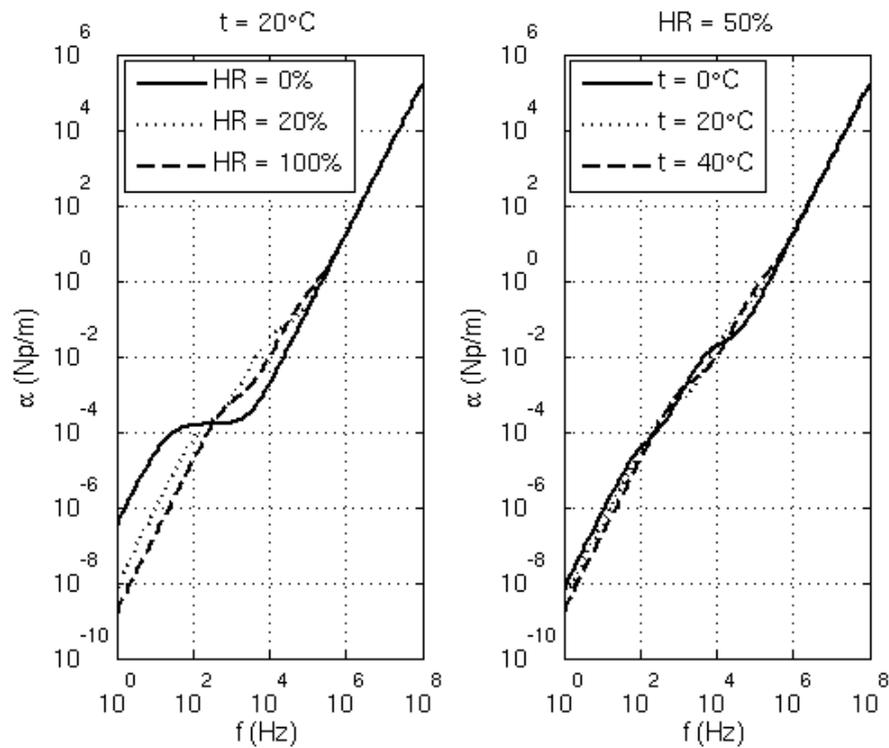


Figura 3.10: Dependencia del coeficiente de absorción del sonido con la frecuencia en el aire a 1 atm. para varias humedades relativas (izquierda) y para varias temperaturas (derecha).

3.7. Influencia de la niebla y la lluvia

Cole y Dobbins [7] describen la propagación del sonido en niebla considerando un sistema de pequeñas gotas líquidas suspendidas en una mezcla de su propio vapor y un gas no condensado. El paso de una onda acústica provoca un intercambio de masa, momento y calor entre las gotas y la mezcla gaseosa, resultando en una atenuación y dispersión de dicha onda. El intercambio de masa es importante sólo a muy baja frecuencia ($1 - 10 \text{ Hz}$), mientras que los intercambios de momento y calor predominan para frecuencias superiores, contribuyendo de forma similar a la atenuación total. En este trabajo se predice un coeficiente de absorción prácticamente constante a frecuencias infrasónicas y a frecuencias ultrasónicas, siendo unas seis veces superior en este segundo caso. La transición entre los dos extremos depende del tamaño de las gotas de

la niebla. Una expresión teórica del coeficiente de atenuación por niebla para frecuencias superiores a 100 Hz, que proporciona resultados en concordancia con los datos experimentales es:

$$\frac{c\alpha}{\omega} = C_m \left\{ \frac{(C_4 - C_8) + (C_1 - C_6) \frac{C_5 \bar{\tau}_t^2}{C_2}}{C_2 \bar{\tau}_t \left[1 + \left(\frac{C_5 \bar{\tau}_t}{C_2} \right)^2 \right]} + \frac{\bar{\tau}_d}{1 + \bar{\tau}_t^2} \right\} \quad (3.25)$$

siendo α el coeficiente de atenuación en Np/m , c la velocidad de propagación, ω la frecuencia de la onda, C_i parámetros termodinámicos adimensionales dependientes de la temperatura, C_m la relación de masas de agua por unidad de volumen entre la fase líquida y la fase gaseosa, y $\bar{\tau}_t$ y $\bar{\tau}_d$ los tiempos de relajación característicos de los intercambios de momento y energía, los cuales a su vez dependen del radio de las gotas de niebla R y del número de gotas por unidad de volumen n :

$$C_m = \frac{4\pi R^3 n \rho_l}{3\rho_g} \quad \bar{\tau}_t = \frac{\omega R^2 \rho_l}{3\alpha_l \rho_g} \quad \bar{\tau}_d = \frac{2\omega R^2 \rho_l}{9\nu \rho_g} \quad (3.26)$$

siendo ρ_l la densidad de la fase líquida, ρ_g la densidad de la mezcla de gases, y α_l y ν los coeficientes de difusividad térmica y viscosidad cinemática del aire.

De todas estas expresiones se deduce que para una temperatura dada, la atenuación adicional provocada por la niebla sobre una onda ultrasónica depende principalmente del número de gotas por unidad de volumen, del tamaño de dichas gotas y de la frecuencia de la onda. La atenuación crece con la concentración de gotas, pero disminuye al aumentar su tamaño. Esto se debe a que las gotas más grandes tienen tiempos de relajación mayores. Por otra parte, la atenuación aumenta con la frecuencia hasta un valor máximo a partir del cual se mantiene estable.

Por lo que respecta a la lluvia, el tamaño de las gotas es tan grande que la onda acústica viaja a través de ellas prácticamente sin perturbarse, y sólo una lluvia de gran intensidad puede provocar una atenuación de cierta importancia. En un trabajo previo del autor [26] se realiza un estudio por simulación en dos dimensiones del efecto cualitativo de las gotas de lluvia sobre la propagación

de un impulso ultrasónico. En dicho trabajo se considera un transductor ultrasónico (pistón plano) de 20 KHz y 1 cm. de radio funcionando como emisor-receptor, situado frente a un pequeño objeto plano de 2 cm. a una distancia de 50 cm. sobre el eje de radiación. Además el medio de propagación es aire poblado por una distribución aleatoria de gotas de lluvia de forma esférica, con radios de 1, 2 y 3 mm., rango que cubre prácticamente todos los tamaños de gotas de lluvia reales. Como es sabido, la velocidad máxima alcanzable por una gota de lluvia es de unos 11 m/s., bastante inferior a la de propagación del sonido, por lo que en el trabajo se supone que las gotas están estáticas. El impulso de emisión es una senoide de 20 KHz modulada por una función gaussiana. En las figuras 3.11, 3.12 y 3.13 se observa la dispersión de la onda ultrasónica durante el viaje de ida y vuelta en presencia de gotas de lluvia de 3 mm., así como la simulación de la señal captada por el osciloscopio tras la llegada de nuevo al receptor. Se puede apreciar que las gotas de mayor tamaño pueden provocar falsos ecos precediendo al eco procedente del objeto. En un sistema de medida de distancias basado en ultrasonidos, esto podría conducir a errores mayores cuanto mayor fuera la frecuencia de la señal.

Este experimento se ha repetido 50 veces para cada tamaño de gotas (1, 2 y 3 mm) y otra adicional sin gotas de lluvia, obteniéndose un total de 151 simulaciones. Para cada una se ha obtenido la señal registrada por el osciloscopio. En la figura 3.14 se observan a la izquierda cinco envolventes de los ecos del reflector para cada tamaño de gota: en azul se ven las envolventes correspondientes a gotas de 1mm. de diámetro, en rojo las correspondientes a 2mm. y en verde las correspondientes a gotas de 3mm. Se puede observar que las gotas más pequeñas apenas influyen en la forma de la envolvente, mientras que las gotas más grandes prácticamente hacen irreconocible la señal ultrasónica. Esto se debe a que el tamaño de éstas últimas está próximo a la longitud de onda de la señal. En la parte derecha de la figura se observan las amplitudes de las envolventes de estos ecos distribuidas por el número de gotas presentes en el dominio de simulación, es decir, con la intensidad de la lluvia. En azul se observan las amplitudes correspondientes a gotas de 1mm, y se aprecia que la dispersión de las mismas aumenta levemente con el número de gotas, pero sin

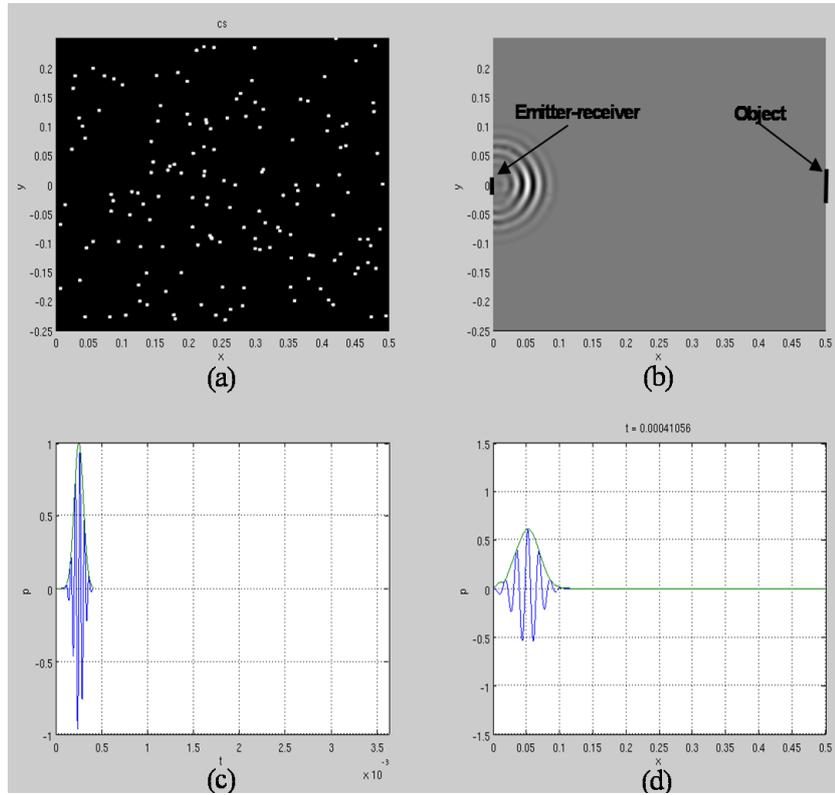


Figura 3.11: Simulación del efecto de las gotas de lluvia sobre la propagación ultrasónica. (a) localización de las gotas de lluvia de 3 mm. (b) Localización del transductor ultrasónico y del objeto reflector, y visión espacial del impulso ultrasónico al cabo de 0,4 ms. (c) Simulación de la señal captada por un osciloscopio conectado a los terminales del transductor al cabo de ese tiempo. (d) Presión en el eje de radiación.

variar apreciablemente la amplitud media. En color verde se muestran las amplitudes correspondientes a gotas de 3mm, para las que se observa una fuerte dispersión que se incrementa rápidamente con el número de gotas, así como una rápida disminución de la amplitud media. En color rojo se observan las amplitudes correspondientes a gotas de 2mm y, como es de esperar, tanto la dispersión como la amplitud media representan un caso intermedio de los dos anteriores.

Para frecuencias superiores a 20 KHz , Shamanaeva [28] obtiene una expresión muy simple que proporciona la atenuación en función de la frecuencia de

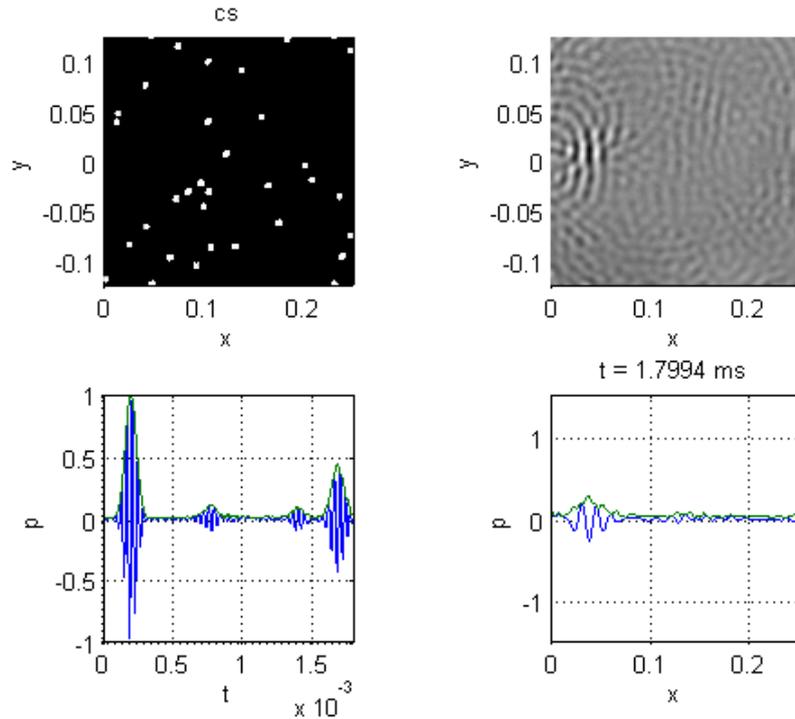


Figura 3.12: (a) Presión acústica justo antes del impacto del impulso ultrasónico con el objeto reflectante. (b) Presión acústica con el impulso ultrasónico a mitad de camino de vuelta.

la onda f (Hz) y de la intensidad de la lluvia I (mm/h):

$$\alpha_{ul} = 1,63 \cdot 10^{-28} f^{4,9} I^{1,5} \text{ (Np/m)} \quad (3.27)$$

La figura 3.15 muestra las atenuaciones proporcionadas por 3.25 y 3.27 en un rango de frecuencias entre 100 Hz y 100 KHz, para una temperatura de 23,1°C (en [7] se tienen los valores de todos los parámetros necesarios a esta temperatura). Se han representado una niebla intensa con una concentración de 2000 gotas/cm³ de 6 μm de radio, y una niebla leve con 400 gotas/cm³ de 10 μm de radio, junto con una lluvia intensa de 80 mm/h y una lluvia leve de 5 mm/h. También se representa la atenuación provocada por la absorción atmosférica a

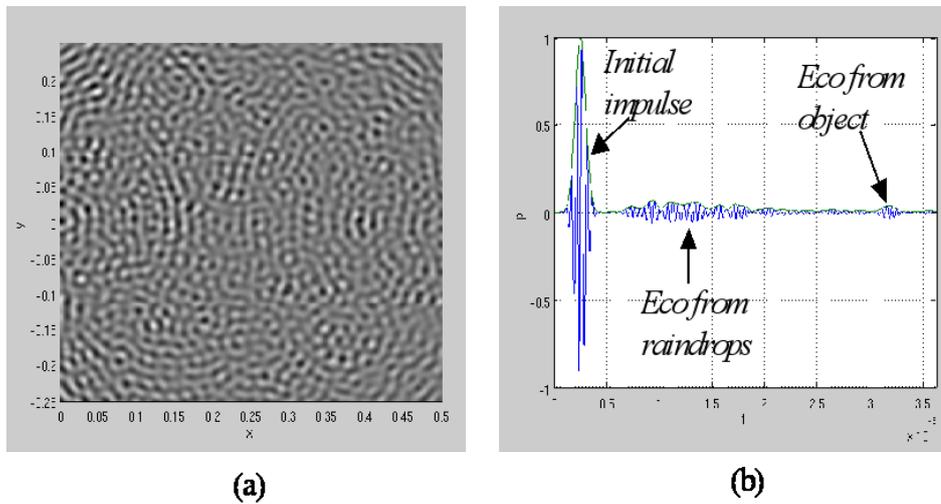


Figura 3.13: (a) Presión acústica tras el impacto del impulso ultrasónico con el receptor. (b) Simulación de la señal recogida por el osciloscopio.

la misma temperatura y una humedad relativa del 95 %. Estos valores para la lluvia y la niebla se han tomado de [1] para verificar los resultados. Como puede apreciarse, por encima de 10 KHz el mecanismo predominante es la absorción atmosférica. También se observa que la atenuación debida a la niebla permanece constante a partir de los 2 KHz aproximadamente. La atenuación debida a la lluvia es despreciable frente a las otras excepto para frecuencias superiores a 35 KHz aproximadamente, y de acuerdo con las simulaciones mencionadas más arriba se observa que aumenta con la intensidad de la lluvia.

En cuanto a la velocidad de propagación se refiere, Cole y Dobbins proporcionan una fórmula que predice una disminución de la misma en presencia de niebla respecto a la velocidad de propagación en la mezcla de gases sin niebla. Esta reducción es muy leve a bajas frecuencias, y despreciable a frecuencias ultrasónicas (menor del 0,01 % para frecuencias superiores a 10 KHz). Posteriormente, Davidson [10] introdujo modificaciones en la formulación de Cole y Dobbins que reducen significativamente el efecto de la niebla tanto en la atenuación como en la velocidad de propagación en la zona de bajas frecuencias, y que se ajustan mejor a los datos experimentales.

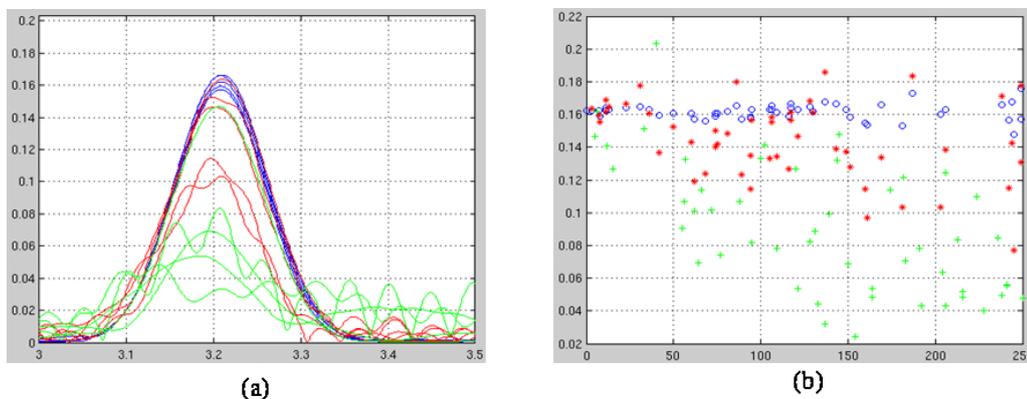


Figura 3.14: (a) envolvente de cinco ecos ultrasónicos obtenidos para cada tamaño de gota (azul: 1mm., rojo: 2mm, verde: 3mm). (b) distribución de las amplitudes para diferentes tamaños y densidades de gotas con el mismo código de colores.

3.8. Influencia del viento y las turbulencias

El viento es el fenómeno que más afecta a la propagación de una onda acústica en la atmósfera. Puesto que una onda acústica consiste en una vibración de las moléculas del aire, es claro que un desplazamiento de éstas debido al viento afectará a la dirección y velocidad de propagación de la onda. De hecho, la velocidad con que una onda acústica viaja a través del aire será la suma vectorial de la velocidad del sonido y la velocidad con que el aire se desplaza. Para explicarlo, supongamos que el aire se mueve en régimen laminar con velocidad \vec{v} tal como se muestra en la figura 3.16. La señal ultrasónica que le llegará al receptor no será la que le corresponde por encontrarse a una distancia d del emisor sobre el eje de radiación, sino aquella correspondiente al punto P desplazado por el viento. En el caso en que el ángulo α sea pequeño, un viento en la dirección de propagación favorecerá la misma, produciendo una disminución del tiempo de vuelo y un aumento de la amplitud de la señal recibida.

Pero el movimiento del aire corresponde siempre a un régimen turbulento aún a bajas velocidades. El fenómeno de las turbulencias es uno de los problemas de la física aún por resolver. Hay muchas teorías que describen las propiedades del movimiento turbulento de los fluidos con mayor o menor acierto, pero

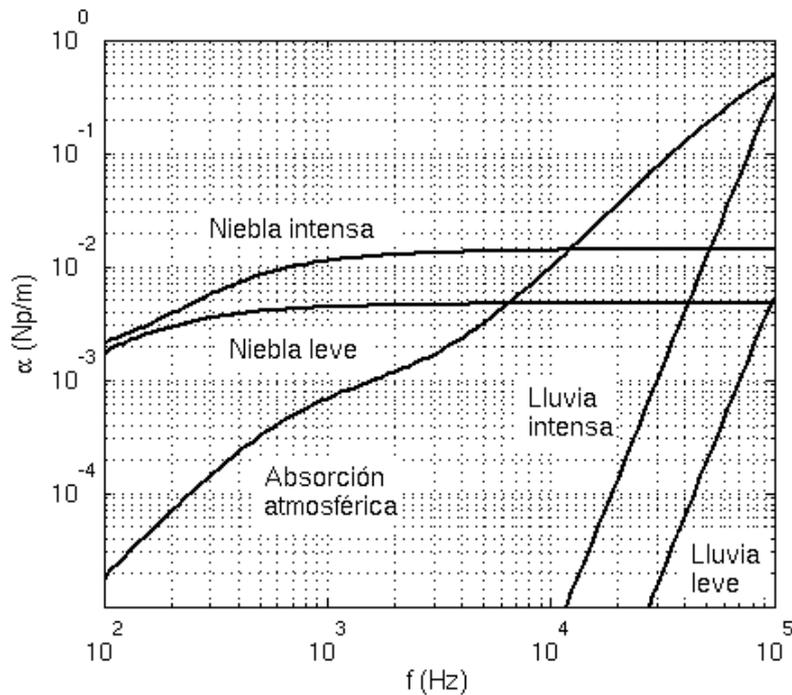


Figura 3.15: Absorción debida a la niebla y la lluvia en función de la frecuencia.

ninguna de ellas proporciona resultados satisfactorios para todas las escalas de las turbulencias. Es bien sabido que la energía cinética de los remolinos más grandes se va transmitiendo a otros más pequeños sucesivamente, hasta que para remolinos suficientemente pequeños la viscosidad hace que la energía se disipe en forma de calor, provocando por tanto variaciones de velocidad y de temperatura. Las escalas de tamaño pueden variar entre las decenas de metros e incluso kilómetros para los remolinos más grandes, y los milímetros para los más pequeños en los que se produce la disipación energética.

En general, la medida continua de las componentes del vector velocidad del viento en un punto del espacio produce valores instantáneos de carácter aleatorio que varían en torno a un valor medio. Una señal de este tipo se puede observar en la figura 3.17, en la que se aprecian los valores instantáneos aleatorios (v_i) y el valor medio (v_0) de dicha velocidad. En medidas prolongadas en el tiempo, el valor medio será también variable.

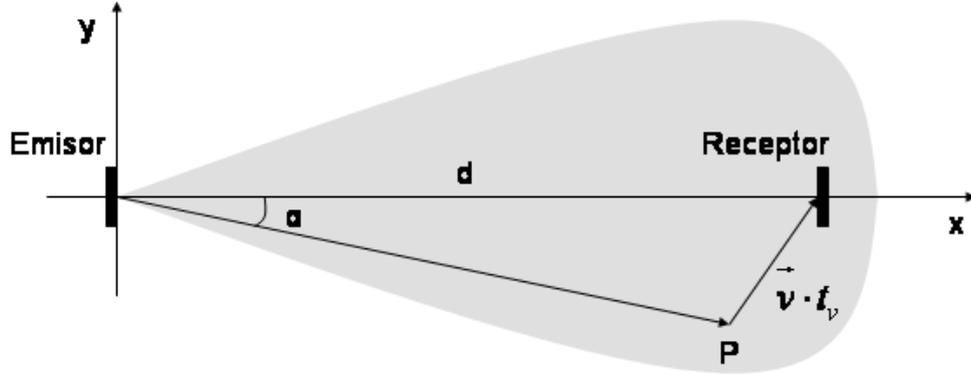


Figura 3.16: Efecto del viento sobre el patrón de radiación: la señal recibida por el receptor ya no será la que le correspondería en ausencia de viento por estar a una distancia d sobre el eje de radiación, sino la correspondiente al punto P fuera de dicho eje.

Matemáticamente la intensidad de las turbulencias se define como el cociente entre la desviación estándar y el valor medio de la velocidad en un punto, tomados de una serie temporal de medidas v_i :

$$I = \frac{v_s}{V_0} \quad (3.28)$$

siendo:

$$V_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i \quad (3.29)$$

$$v_s = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n (v_i - V_0)^2} \quad (3.30)$$

También es posible caracterizar las turbulencias atendiendo a su energía cinética. Se definen la energías cinéticas por unidad de masa para el flujo medio (MKE) y para la parte turbulenta (TKE):

$$MKE = \frac{1}{2} (V_{0x}^2 + V_{0y}^2 + V_{0z}^2) \quad (3.31)$$

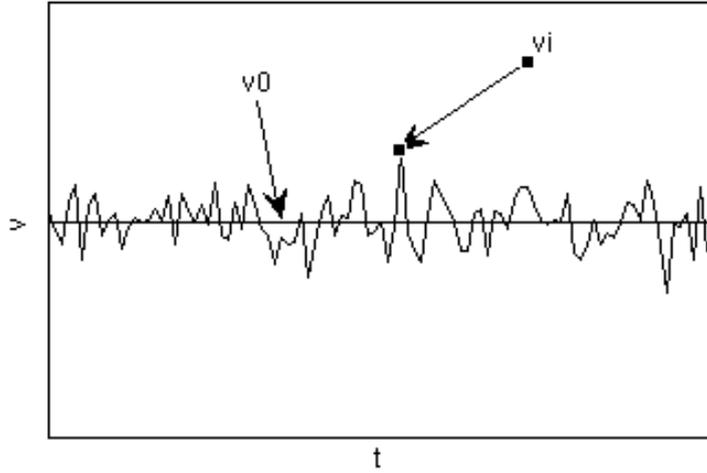


Figura 3.17: Medida continua de una de las componentes cartesianas de la velocidad del viento: se aprecian las variaciones aleatorias en torno a un valor medio.

$$TKE = \frac{1}{2} [(v_x - V_{0x})^2 + (v_y - V_{0y})^2 + (v_z - V_{0z})^2] \quad (3.32)$$

Los valores instantáneos de TKE pueden variar mucho en cortos intervalos de tiempo, así que suele ser más apropiado promediar en el tiempo para obtener un valor.

Cuando una onda acústica entra en una región de turbulencias, las variaciones de temperatura y velocidad afectan tanto a la amplitud como a la fase de la misma, destruyendo la coherencia de la onda y dispersando su energía, produciendo por tanto una atenuación adicional. Álvarez [1] analiza el efecto del viento y las turbulencias analítica y experimentalmente aplicando el modelo de Kolmogorov [17], definiendo el *tiempo de coherencia* t_c como el tiempo durante el que la señal ultrasónica permanece esencialmente invariante. Este tiempo de coherencia depende de la intensidad de las turbulencias y de la velocidad promedio del viento. Su expresión analítica es la siguiente:

$$t_c = \frac{1}{v_n(0,545k^2C_n^2r)^{3/5}} \quad (3.33)$$

siendo v_n la componente transversal del viento, C_n^2 es el *parámetro de estructura*

del índice de refracción [17] que caracteriza la intensidad de las turbulencias, k es el número de onda y r es la distancia recorrida por la misma. Por ejemplo, para una onda de 50 KHz con un viento transversal de 5 m/s , a una distancia de 14 m y con un $C_n^2 = 10^{-5}\text{ m}^{-2/3}$, el tiempo de coherencia predicho por la ecuación 3.33 es de $16,6\text{ ms}$.

En base a este análisis Álvarez [1] propone un modelo matemático del efecto de las turbulencias sobre una onda acústica plana, que reproduce de forma bastante aproximada las variaciones aleatorias de amplitud y fase de la señal recibida, así como la dispersión del espectro de frecuencias de dicha señal. Este modelo supone que durante un tiempo igual al de coherencia, tanto la amplitud como la fase varían linealmente entre dos valores aleatorios, y tras este tiempo la fase puede experimentar con igual probabilidad cualquier cambio entre $-\pi$ y π , mientras que la amplitud puede tomar cualquier valor entre 0 y ∞ con una probabilidad dada por una distribución de Weibull.

La figura 3.18 muestra la señal recibida por un receptor ultrasónico situado a 14 m de un emisor de 50 KHz que emite con una amplitud normalizada ($p = 1$) en una atmósfera con coeficiente de atenuación $\alpha = 0,02$ y unas turbulencias con un $t_c = 10\text{ ms}$, junto con el espectro normalizado de dicha señal, predichos por este modelo. Según Álvarez la anchura del espectro, conocida en teoría de comunicaciones como *dispersión en frecuencia Doppler* B_d , es proporcional a la velocidad de desplazamiento de los remolinos. El inverso de esta magnitud es el *tiempo de coherencia Doppler* $t_{cd} = B_d^{-1}$, y es una medida del tiempo durante el cual las características de un canal dinámico multicamino cambiarían muy poco. Aunque los parámetros t_c y t_{cd} no son exactamente lo mismo, están íntimamente relacionados. Medidas experimentales de t_{cd} confirman que está en los mismos órdenes de magnitud que los valores de t_c predichos por la expresión 3.33, y que depende de la velocidad del viento y de la intensidad de las turbulencias.

Para comprobar esta relación se ha realizado la simulación del efecto de las turbulencias para varios valores de t_c , y a partir de los espectros obtenidos se han calculado los valores de t_{cd} , ajustando dichos espectros por una función

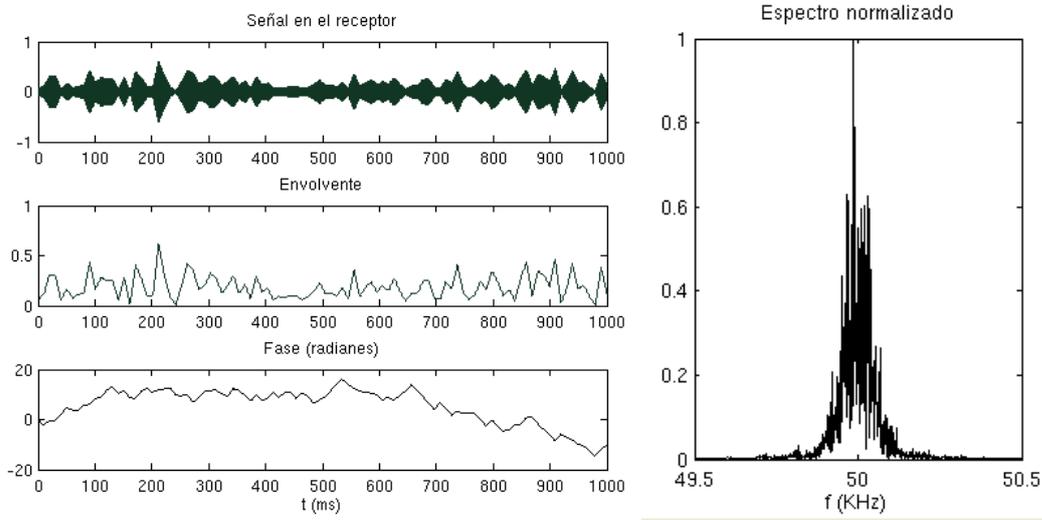


Figura 3.18: Modelo matemático del efecto de las turbulencias con $t_c = 10 \text{ ms}$ sobre una señal ultrasónica emitida por un transductor de 50 KHz y una amplitud normalizada, y captada por un receptor situado a 14 m , para una atenuación $\alpha = 0,02$. Izquierda: señal captada por el receptor (arriba); variación de la amplitud (centro); variación de la fase (abajo). Derecha: espectro de la señal.

gaussiana cuya expresión es:

$$y = a \cdot e^{-\left(\frac{x-b}{c}\right)^2} \quad (3.34)$$

A partir de la expresión 3.34 se calcula el tiempo de coherencia Doppler mediante la expresión:

$$t_{cd} = \frac{1}{2c} \quad (3.35)$$

La figura 3.19 muestra el espectro junto con su ajuste para el caso $t_c = 10 \text{ ms}$ (izquierda), así como un gráfico de los valores de t_{cd} obtenidos mediante la expresión 3.35, frente a los valores de t_c utilizados para generar el modelo (derecha). En el gráfico de la derecha se observa una evidente correlación entre ambos parámetros, sobre todo para valores pequeños, lo que significa que el tiempo de coherencia Doppler estimado a partir de la dispersión del espectro de la señal ultrasónica puede ser utilizado como medida de un parámetro tan

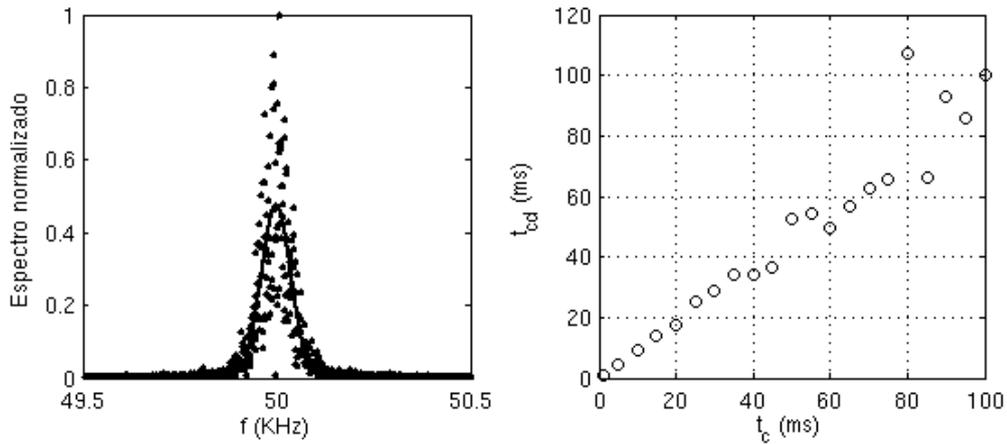


Figura 3.19: Representación del espectro normalizado junto con su ajuste gaussiano para el caso $t_c = 10$ ms (izquierda); comparación de los valores de t_{cd} obtenidos mediante la expresión 3.35 frente a los valores de t_c utilizados para generar los modelos (derecha).

aleatorio como la intensidad de las turbulencias.

La figura 3.20 muestra la señal ultrasónica real captada por un sensor de 25 KHz situado a una distancia de 3 m del emisor, con un viento variable tanto en magnitud como en dirección, aunque la componente principal del vector velocidad tiene la dirección de propagación de la señal ultrasónica, favorable a la misma. En la parte superior se ve la señal ultrasónica captada durante un segundo de tiempo, en el centro se ve la amplitud de dicha señal, y en la parte inferior se ve la magnitud de la velocidad del viento, medida con un anemómetro ultrasónico que proporciona las tres componentes del vector velocidad. Se puede comprobar que aunque no es muy clara, hay una cierta correlación entre la magnitud del viento y la amplitud de la señal, lo cual confirma el análisis expuesto para vientos laminares al principio de este apartado. Las desviaciones del comportamiento predicho se deben a las variaciones de la componente transversal del viento.

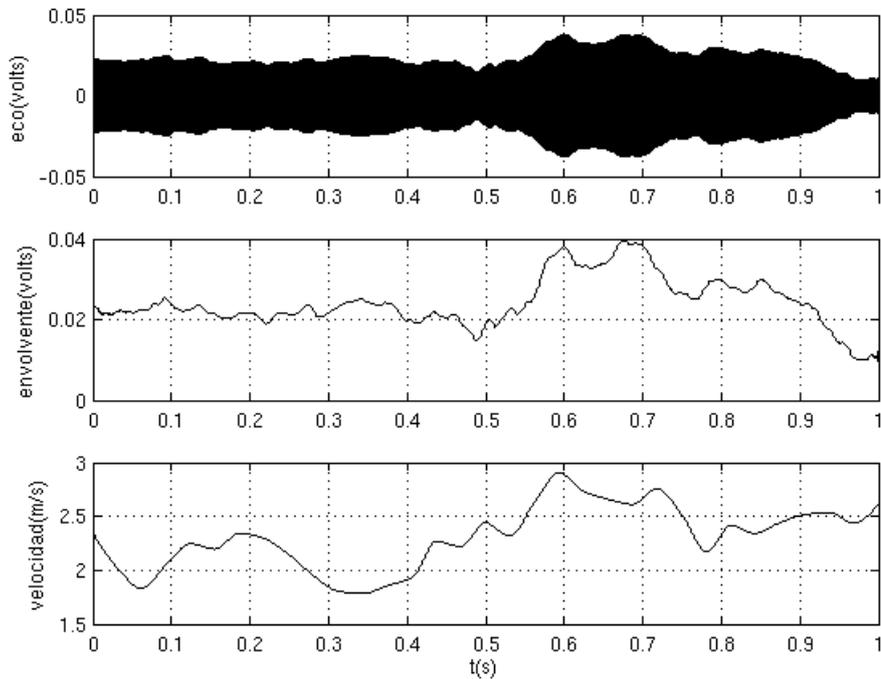


Figura 3.20: Señal ultrasónica procedente de un receptor ultrasónico de 25 KHz situado a una distancia de 3 m. del emisor, en presencia de un viento racheado favorable a la propagación. Arriba: onda acústica medida en el receptor. Centro: amplitud de la señal ultrasónica. Abajo: magnitud del vector velocidad del viento.

3.9. Efecto de la atmósfera sobre el patrón de radiación

La temperatura, la humedad relativa y la presión atmosférica son los factores atmosféricos que afectan a la propagación de los ultrasonidos en el aire. En las expresiones 3.14 y 3.21 se puede ver que afectan tanto a la velocidad de propagación como a la absorción de las ondas ultrasónicas. De estos tres factores, la presión es el que tiene menor influencia, ya que en los rangos normales de la atmósfera su efecto es prácticamente inapreciable. Por eso en el presente trabajo se considerará siempre que la presión es de $1 atm$, salvo en aquellos casos en que se indique explícitamente otra cosa.

A continuación se describen mediante simulaciones los efectos de la tem-

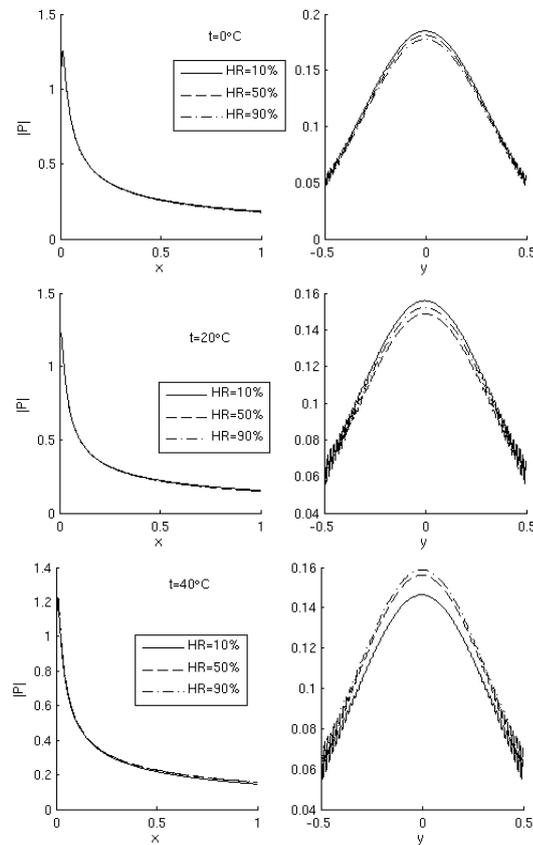


Figura 3.21: Amplitud de la presión acústica en el eje de radiación (izquierda) y a 1 m. del emisor (derecha), para aire a tres temperaturas y con tres humedades diferentes.

peratura y la humedad relativa sobre el diagrama de radiación de un pistón plano. Para obtener dicho diagrama se ha resuelto la ecuación de Helmholtz en dos dimensiones utilizando el método de Diferencias Finitas con Aproximación Local Flexible (FLAME) [33].

3.9.1. Efecto de los cambios de las condiciones atmosféricas

El patrón de radiación de un pistón plano se ve afectado por los cambios de temperatura o humedad, tal como se muestra en la figura 3.21. En ella se ve la amplitud del campo acústico para un pistón plano de un centímetro de radio,

vibrando a 25 KHz en aire a 1 atm , para tres temperaturas diferentes (0°C , 20°C y 40°C) y con tres humedades relativas diferentes (10% , 50% y 90%). A la izquierda se representa la amplitud sobre el eje de radiación y a la derecha se muestra el lóbulo principal a una distancia de un metro del pistón. Como puede observarse, para una temperatura de 0°C el lóbulo principal pierde amplitud ligeramente a medida que aumenta la humedad. En cambio para una temperatura de 20°C la amplitud decrece al pasar del 10% al 50% y crece de nuevo al pasar del 50% al 90% de humedad. Finalmente, para una temperatura de 40°C la amplitud aumenta con la humedad relativa. Esto se debe principalmente al comportamiento complejo del coeficiente de absorción con los cambios de temperatura y humedad, ya que el comportamiento de la velocidad de propagación es prácticamente lineal con ambos parámetros como se ve en la figura 3.8, dentro de los rangos considerados.

3.9.2. Efecto de los gradientes térmicos y de humedad

En el subapartado anterior se ha visto como los cambios de temperatura y humedad afectan a la amplitud del patrón de radiación de un pistón plano, debido tanto a los cambios de la velocidad de propagación como de la absorción, pero siempre considerando un medio homogéneo. En este subapartado se analiza el comportamiento del patrón de radiación cuando el medio no es homogéneo. Si un pistón plano se sitúa en una región de aire con gradientes térmicos o de humedad, su haz será desviado y atenuado debido a las diferentes velocidades de propagación y coeficientes de absorción, al igual que lo haría un rayo de luz que viajara por un medio cuyo índice de refracción fuera cambiando.

La figura 3.22 muestra la simulación en dos dimensiones del diagrama de radiación de un pistón plano de 1 cm de radio vibrando a 25 KHz , para una temperatura homogénea de 20°C y para una temperatura media de 20°C con gradientes de $10^\circ\text{C}/\text{m}$, $20^\circ\text{C}/\text{m}$ y $40^\circ\text{C}/\text{m}$ en la dirección positiva del eje y (transversal a la dirección de propagación), para una humedad relativa del 10% y una presión de 1 atm . También se representa la línea de amplitud máxima del lóbulo principal. Puede observarse una progresiva desviación del

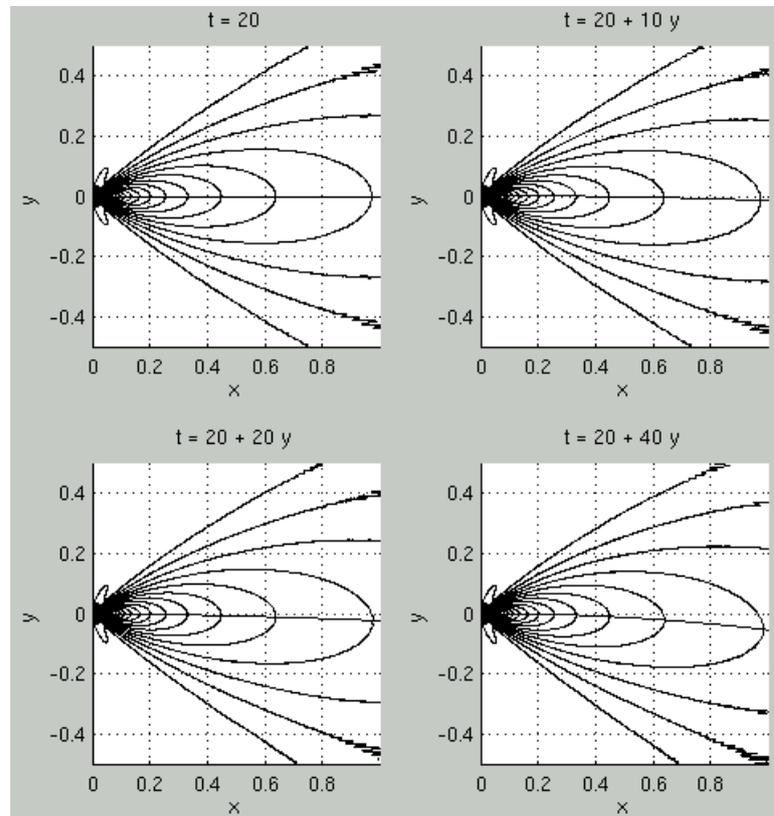


Figura 3.22: Diagrama de radiación de un pistón plano de 1 cm de radio y 25 KHz, en aire con temperatura media de 20°C y gradientes de $0^{\circ}\text{C}/\text{m}$ (arriba a la izquierda), $10^{\circ}\text{C}/\text{m}$ (arriba a la derecha), $20^{\circ}\text{C}/\text{m}$ (abajo a la izquierda) y $40^{\circ}\text{C}/\text{m}$ (abajo a la derecha), según la dirección del eje y .

lóbulo principal hacia la región más fría y por tanto con menor velocidad de propagación ($y < 0$). Las desviaciones a 1 m del emisor para los casos con gradiente no nulo son respectivamente 1,44 cm, 2,39 cm y 5,37 cm.

La figura 3.23 representa el ángulo desviado frente a la distancia al emisor para los tres casos. Se puede observar la dependencia perfectamente lineal. Puesto que la dirección del lóbulo principal ya no coincide con el eje de radiación, el no tener en cuenta este factor puede conducir a errores en un sistema ultrasónico industrial. En estos casos particulares, un receptor ultrasónico situado a un metro del emisor en el eje de radiación, hubiera captado unas presiones acústicas de 0,1558 Pa, 0,1557 Pa y 0,1551 Pa respectivamente,

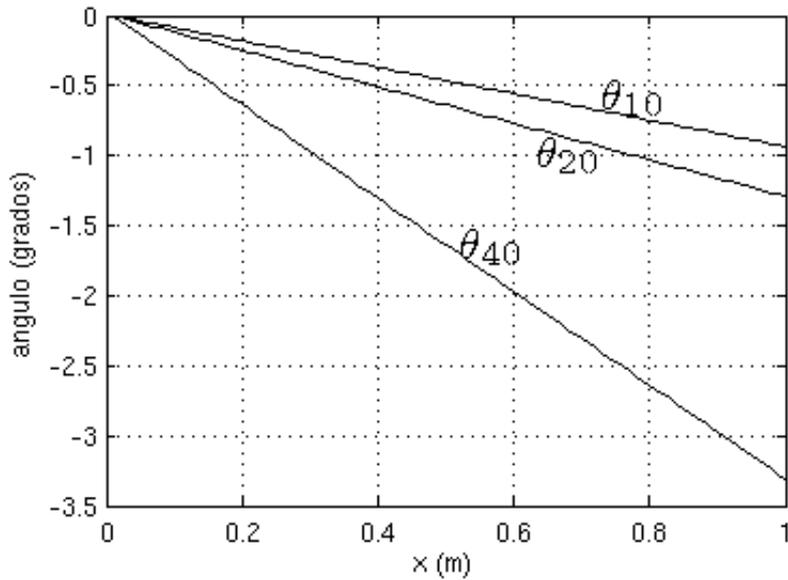


Figura 3.23: Comparación de los ángulos desviados en función de la distancia al emisor, para gradientes térmicos de $10^{\circ}\text{C}/\text{m}$, $20^{\circ}\text{C}/\text{m}$ y $40^{\circ}\text{C}/\text{m}$.

cuando la presión acústica captada con una temperatura homogénea de 20°C hubiera sido de $0,1559\text{ Pa}$, siempre suponiendo que la presión en la superficie del emisor es de 1 Pa . El efecto de los gradientes de humedad relativa sería cualitativamente similar al de los gradientes térmicos, pero cuantitativamente menos importante, ya que su efecto sobre la absorción y la velocidad de propagación es menor.

Es necesario mencionar que la presencia de un gradiente térmico provocaría un flujo de aire. La velocidad de dicho flujo se sumaría vectorialmente en cada punto del espacio a la velocidad del sonido, contribuyendo a la modificación del diagrama de radiación. En este trabajo se ha supuesto que el medio de propagación es estático, es decir, no hay corrientes de aire. Esta simplificación es válida si los gradientes de temperatura son lo suficientemente pequeños como para que la velocidad del aire sea despreciable frente a la velocidad de propagación del sonido.

Capítulo 4

PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES

4.1. Introducción

Las señales procedentes de los sensores ultrasónicos son generalmente de baja potencia y están afectadas de ruido procedente de diversas fuentes (la electrónica del sistema, interferencias electromagnéticas, red eléctrica, etc.). Esto hace necesario un acondicionamiento previo de las mismas antes de poder extraer información. Básicamente en la mayoría de los casos, el acondicionamiento hardware consiste en la amplificación con el fin de aumentar el nivel de la señal, y el filtrado para disminuir el ruido presente en la misma y limitar el ancho de banda de la señal (antialiasing), aunque también se pueden realizar otras operaciones como la extracción de la envolvente.

La mayoría de estas operaciones se pueden realizar también por software sobre la señal muestreada y digitalizada. La digitalización de las señales continuas se realiza mediante los convertidores Analógico-Digital (A/D). El proceso inverso, es decir, la conversión de una señal digital a una señal continua se realiza con los convertidores Digital-Analógico (D/A). La digitalización de una señal analógica consiste en la toma periódica de muestras de la misma mediante un circuito de muestreo y retención (SH), y la transformación de dichas muestras en un valor binario mediante un convertidor A/D. El intervalo de

tiempo entre dos muestras consecutivas es el *período de muestreo*, y su inversa la *frecuencia de muestreo*. El teorema de muestreo de Shannon [23] establece que para poder reconstruir la señal original a partir de sus muestras, la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble de la frecuencia más alta presente en la señal original, aunque en la práctica se suele tomar como mínimo diez veces superior. Cuanto mayor sean la frecuencia de muestreo y el número de bits del convertidor A/D, más se parecerá la señal discreta a la señal continua original.

El procesamiento hardware de señales analógicas tiene la ventaja de realizarse en tiempo real, ya que se utilizan circuitos electrónicos analógicos basados en amplificadores operacionales. Sin embargo, el procesamiento digital de señales discretas es mucho más versátil, permitiendo realizar operaciones muy complejas sobre las señales, que requerirían de equipos analógicos muy sofisticados. Además, los computadores modernos dotados de potentes procesadores, y más aún los Procesadores Digitales de Señales (DSP) permiten hoy en día el tratamiento digital a elevadas velocidades de las señales discretas, prácticamente en tiempo real. En este capítulo se da un breve repaso a las herramientas matemáticas más comunes de procesamiento digital de señales ultrasónicas, muchas de ellas utilizadas en la elaboración de esta tesis.

4.2. Convolución y correlación

La *convolución* [23] es una operación matemática que permite calcular la respuesta $y(t)$ de un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) ante una entrada cualquiera $x(t)$, siempre que conozcamos su respuesta $h(t)$ ante una entrada impulso $\delta(t)$. Esto es debido a que la entrada $x(t)$ puede ser representada como una suma infinita de impulsos de diferente amplitud y desplazados en el tiempo:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)\delta(t - \tau)d\tau \quad (4.1)$$

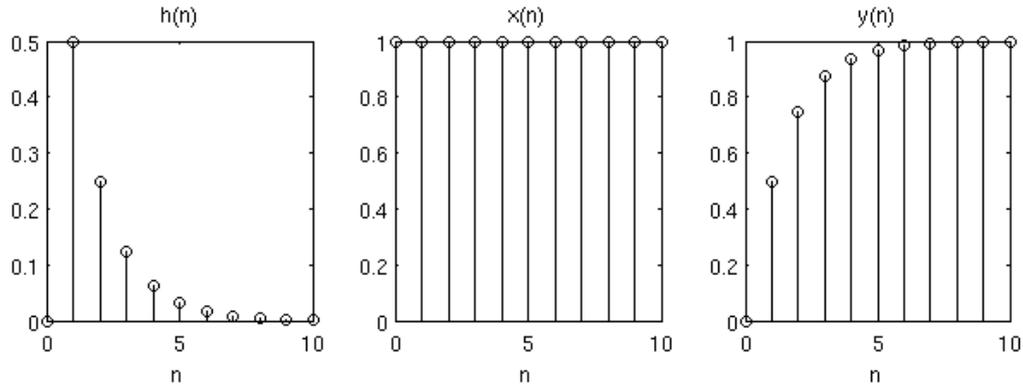


Figura 4.1: Convolución de señales discretas: la señal $y(n)$ (derecha) es la convolución de las señales $h(n)$ (izquierda) y $x(n)$ (centro).

con lo que para obtener la salida, utilizando el principio de superposición, habrá que realizar una suma infinita de las respuestas a dichos impulsos. Matemáticamente se expresa mediante la *integral de convolución*:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (4.2)$$

Para el caso de señales y sistemas discretos se sustituye la variable continua t por la variable discreta n , y la integral por una suma, con lo que la convolución discreta se expresa por:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n - k) \quad (4.3)$$

La figura 4.1 muestra el resultado $y(n)$ de la convolución de dos señales $x(n)$ y $h(n)$. La operación de convolución tiene las propiedades conmutativa, asociativa y distributiva. La demostración de éstas propiedades es bastante sencilla, aunque no se incluye en esta tesis.

La *correlación* es otra operación matemática íntimamente relacionada con

la convolución, y da una medida de la similitud entre dos señales [13]. Dadas dos secuencias $x(n)$ e $y(n)$ se define la correlación cruzada como la secuencia dada por:

$$r(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)y(k-n) \quad (4.4)$$

y en el caso especial en que $x(n) = y(n)$ se llama *autocorrelación* y da una medida de la similitud entre diferentes partes de una misma señal.

Por ejemplo, la figura 4.2 muestra una señal ultrasónica obtenida por un sensor de 25 KHz (arriba), la misma señal contaminada con ruido aleatorio que la hace prácticamente invisible (centro), y la correlación de dicha señal ruidosa con la señal de disparo del sensor, que es una senoide de la misma frecuencia y $0,2\text{ ms}$ de duración (abajo). Se observa claramente cómo la convolución permite mejorar la señal.

Tanto para la convolución como para la correlación, cuando las señales discretas son de duración finita, las sumas se reducen a aquellos valores en los que dichas señales existen. Al ser todas las señales del mundo real de duración finita, es posible calcular la convolución y la correlación en un número finito de pasos.

4.3. Transformaciones tiempo-frecuencia

En el ámbito de la teoría de sistemas y tratamiento de señales son ampliamente utilizadas una serie de transformaciones entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia, que facilitan el estudio de los mismos atendiendo a requerimientos en ambos dominios. A continuación se da un breve repaso a las técnicas empleadas en el desarrollo de la presente tesis.

4.3.1. Transformada de Fourier

Como es sabido, cualquier señal continua puede ser representada por una suma de funciones periódicas de frecuencias distintas [23]. Si dicha señal es periódica con período T_0 , su frecuencia angular será $\omega_0 = 2\pi/T_0$, y la suma tendrá un número finito de términos de frecuencias $n\omega_0$, llamados *armónicos*.

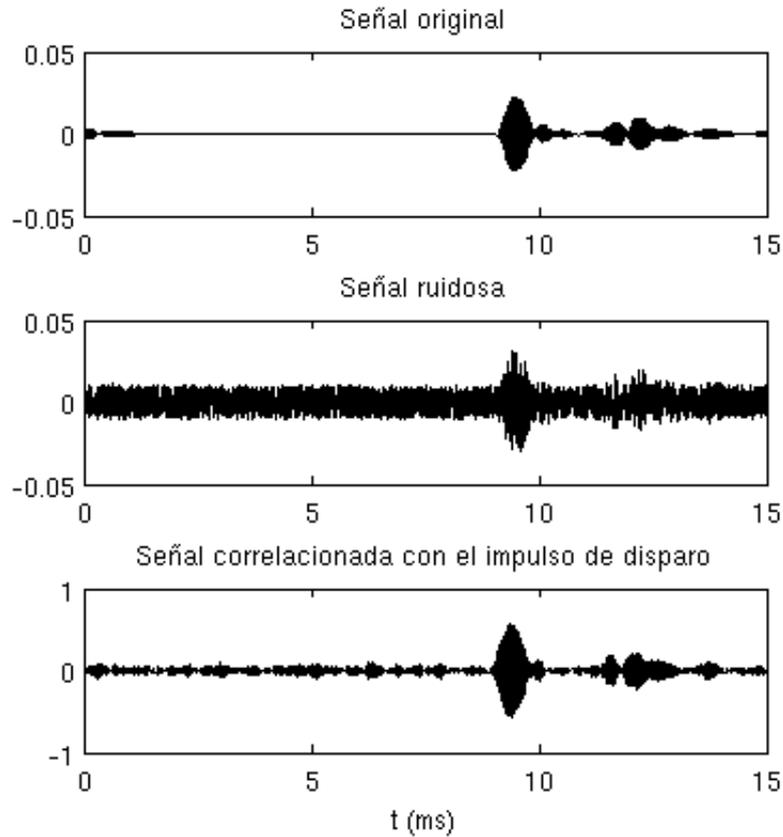


Figura 4.2: Resultado (abajo) de aplicar la correlación de una señal ultrasónica ruidosa (centro), con el impulso de disparo del sensor; la señal obtenida se asemeja bastante a la señal original sin ruido aleatorio (arriba).

Si la señal no es periódica, la suma será infinita, es decir, se convertirá en una integral. La *transformada de Fourier* $X(\omega)$ de una señal continua $x(t)$ permite analizar su contenido frecuencial, y se expresa matemáticamente por:

$$X(\omega) = \mathcal{F}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (4.5)$$

es decir, transforma una señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. La función $X(\omega)$ es una función compleja, como puede apreciarse. La

operación inversa que nos permite reconstruir la función original en el dominio del tiempo a partir de su representación frecuencial es la *transformada inversa de Fourier*, que matemáticamente se expresa por:

$$x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{X(\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (4.6)$$

Puesto que la transformada inversa de Fourier es también una señal compleja, para obtener la señal física será necesario tomar su parte real.

Para señales discretas se define la *transformada en tiempo discreto de Fourier* (DTFT) como sigue: dada una señal discreta $x(n)$, generalmente procedente del muestreo de una señal continua $x(t)$ en los instantes de tiempo $t_n = nT$, se define su DTFT por:

$$X(\omega) = \mathcal{F}\{x(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega n} \quad (4.7)$$

y la transformada inversa IDTFT por:

$$x(n) = \mathcal{F}^{-1}\{X(\omega)\} = \int_0^{2\pi} X(\omega)e^{j\omega n} \quad (4.8)$$

Para señales discretas de longitud finita, esto nos lleva a la *transformada discreta de Fourier* (DFT) que para una señal $x(n) = x(nT)$, $n = 0..N - 1$ se define como:

$$X(k) = \mathcal{F}\{x(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi k}{N}n} \quad k = 0..N - 1 \quad (4.9)$$

siendo la transformada inversa (IDFT):

$$x(n) = \mathcal{F}^{-1}\{X(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi n}{N}k} \quad n = 0..N - 1 \quad (4.10)$$

En la figura 4.3 se muestra una señal compuesta de la suma de dos se-

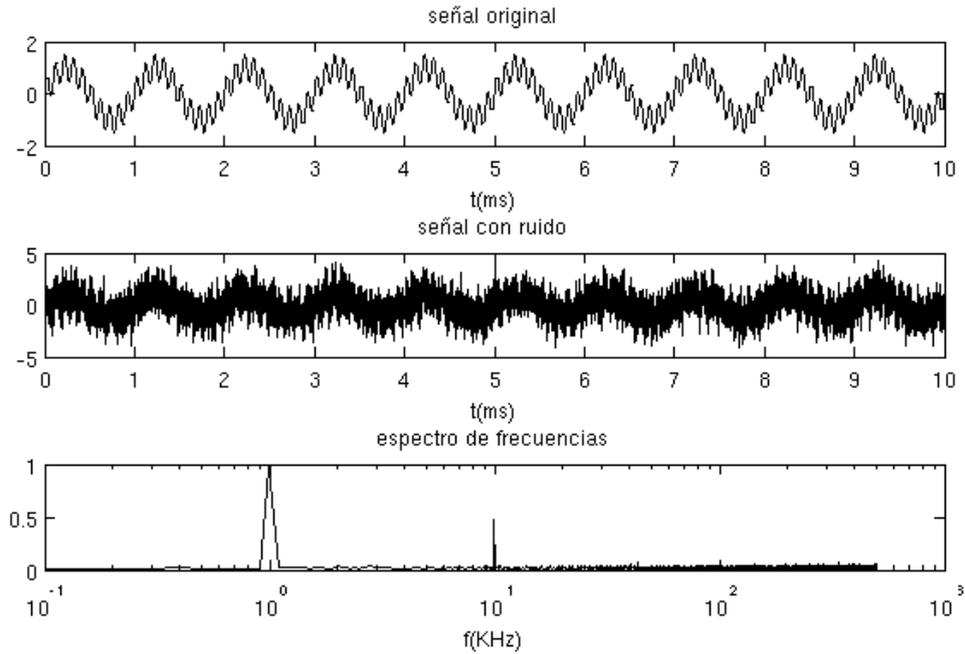


Figura 4.3: Arriba: señal compuesta de dos senoidales de amplitudes 1 y 0,5 y frecuencias 1 y 10 KHz respectivamente. Centro: señal con ruido aleatorio. Abajo: espectro de frecuencias de la señal ruidosa.

noidales de amplitudes 1 y 0,5, y frecuencias 1 KHz y 10 KHz respectivamente (arriba), a las que se ha añadido un ruido aleatorio (centro). También se muestra el módulo de su FFT (abajo) apreciándose claramente los picos en las frecuencias de las señales senoidales.

La importancia de la DFT estriba en que su cálculo es extremadamente rápido mediante un algoritmo denominado *transformada rápida de Fourier* (FFT), lo que la hace particularmente útil para el análisis de señales por computador. Otra característica de la DFT es que permite el cálculo de la convolución de dos señales de forma rápida. Dadas dos señales discretas $x(n)$ e $y(n)$ cuyas transformadas son $X(k)$ e $Y(k)$, su convolución $c(n) = x(n) * y(n)$ tiene por transformada $C(k) = X(k)Y(k)$, es decir, se puede obtener la convolución de dos señales calculando la transformada inversa del producto algebraico de sus transformadas de Fourier.

4.3.2. Transformada corta de Fourier

La representación temporal de una señal (continua o discreta) nos muestra su valor en cada instante de tiempo con absoluta precisión, pero no proporciona ninguna información sobre el contenido frecuencial de la misma. Por otro lado, la transformada de Fourier de dicha señal proporciona la distribución exacta de potencias entre las componentes frecuenciales, pero a costa de perder toda la información temporal. En otras palabras, no es posible obtener la información del contenido frecuencial de una señal en cada instante mediante la transformada de Fourier.

Para resolver este problema Denis Gabor ideó un método que permite mantener, al menos en parte, tanto información temporal como frecuencial simultáneamente. El método consiste en dividir la señal en trozos de longitud limitada en el dominio del tiempo y calcular la transformada de Fourier en cada uno de ellos, obteniendo así una representación de la señal que conserva información tanto temporal como frecuencial denominada *espectrograma*. Esto se consigue multiplicando la señal $x(t)$ por una *función ventana* $w(t)$ real y simétrica ($w(t) = w(-t)$) de duración limitada en el tiempo, la cual se va desplazando, y se va calculando la transformada de Fourier, hasta cubrir toda la señal. Matemáticamente se expresa por la *transformada corta de Fourier* (STFT) [19]:

$$X(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{j\xi t} dt \quad (4.11)$$

que como se observa es una función de dos variables, una temporal y otra frecuencial.

En el caso de señales discretas la expresión equivalente es:

$$X(n, \xi) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)w(k - n)e^{-j\xi k} \quad (4.12)$$

Como se ha mencionado, la ventaja de la STFT es que proporciona simultáneamente información temporal y frecuencial, es decir, podemos ver el contenido frecuencial de la señal en cada instante. El inconveniente es que si

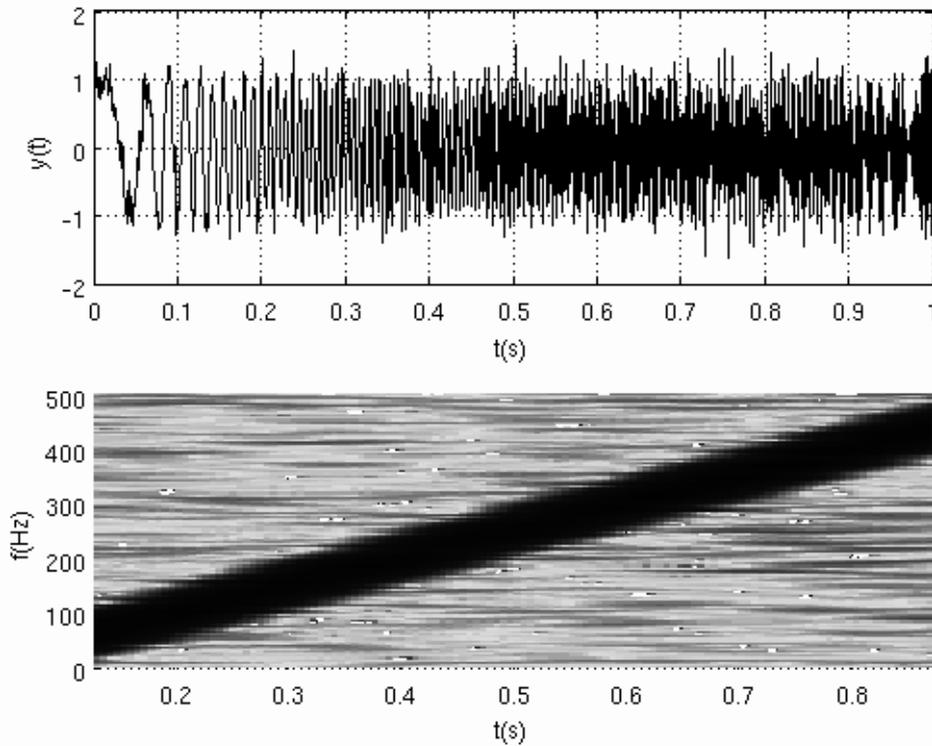


Figura 4.4: Espectrograma (abajo) de una señal coseno de frecuencia variando linealmente, con un ruido aleatorio (arriba).

se toma una función ventana muy estrecha para tener una buena resolución temporal, se perderá resolución frecuencial, y lo contrario ocurre si se toma una ventana muy ancha, en cuyo caso se pierde resolución temporal pero se gana resolución en el dominio de la frecuencia.

Como ejemplo, la figura 4.4 muestra una señal coseno cuya frecuencia varía linealmente desde cero hasta 500 Hz en un segundo, a la que se ha añadido un ruido aleatorio (arriba), junto con su espectrograma (abajo) en el que un tono más oscuro denota un valor mayor.

4.3.3. Transformada de Laplace y transformada z

La transformada de Laplace es una operación matemática que permite convertir ecuaciones diferenciales e integrales en ecuaciones algebraicas, facilitando su resolución. Utilizando la transformada de Laplace se puede convertir una ecuación diferencial lineal en una ecuación algebraica de una variable compleja s , que se puede resolver fácilmente para la variable dependiente. Posteriormente se puede calcular la transformada inversa de Laplace de dicha variable dependiente para obtener la solución de la ecuación diferencial original.

Matemáticamente se define la transformada de Laplace [22] de una función $f(t)$ tal que $f(t)=0$ para $t<0$ por:

$$F(s) = \mathcal{L} \{f(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (4.13)$$

siempre que esta integral exista. Esta transformada tiene una serie de propiedades que la hacen útil en el análisis de sistemas lineales. Una de las mayores ventajas es que la integración y derivación se convierten en multiplicación y división respectivamente. Esto transforma las ecuaciones diferenciales e integrales en ecuaciones polinómicas, mucho más fáciles de resolver. Otra de las ventajas es que la correlación de funciones en el dominio temporal se convierte en el producto en el dominio complejo mediante la transformada de Laplace, lo que permite calcular la salida de un sistema lineal ante cualquier entrada sin más que multiplicar las transformadas de la respuesta al impulso (denominada *función de transferencia*) y de la entrada, y calcular la transformada inversa de Laplace del resultado. La definición matemática de de la transformada inversa de Laplace es:

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1} \{F(s)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{st} F(s) ds \quad (4.14)$$

donde c es una constante real mayor que la parte real de todos los puntos singulares de $F(s)$. Para evaluar esta integral se hay procedimientos más simples que el cálculo directo, como la descomposición en fracciones simples.

Por otro lado, la transformada z es el equivalente para los sistemas discretos

de la transformada de Laplace para los sistemas continuos. La transformada z bilateral de una secuencia de valores $x(n)$ se define como [23]:

$$X(z) = \mathcal{Z}\{x(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (4.15)$$

donde z es una variable compleja. Puesto que las señales reales son de duración finita, en particular son nulas para $n < 0$, se puede definir la transformada z unilateral igualando a cero el límite inferior de la suma.

Si se hace la sustitución $z = e^{j\omega}$, se observa que la transformada z se reduce a la transformada de Fourier dada por la expresión 4.7, así que desde este punto de vista es una generalización de la misma.

La transformada z inversa viene dada por la expresión:

$$x(n) = \mathcal{Z}^{-1}\{X(z)\} = \frac{1}{2\pi j} \oint X(z)z^{n-1}dz \quad (4.16)$$

donde la integración se realiza sobre un contorno cerrado dentro del cual $X(z)$ converge.

La propiedades de la transformada z la hacen muy valiosa en el estudio de las señales y los sistemas discretos, ya que transforma las ecuaciones en diferencias (típicas de los filtros discretos) en ecuaciones algebraicas, de la misma forma que la transformada de Laplace lo hace con las ecuaciones diferenciales. Esto permite modelar los sistemas dinámicos discretos por su función de transferencia discreta.

En la presente tesis se utilizan tanto la transformada de Laplace como la transformada z en el capítulo 6 para el modelado de algunos componentes del vehículo, así como para el estudio de los filtros digitales empleados para el procesamiento de las señales ultrasónicas.

4.4. Transformada de Hilbert

La transformada de Hilbert de una señal oscilatoria permite extraer la envolvente de la misma, es decir, la señal moduladora que generalmente trans-

porta la información relevante para el análisis de la misma en el dominio del tiempo. En la presente tesis se emplea para el procesamiento de las señales procedentes del sistema ultrasónico.

Una función analítica es una función compleja cuyo espectro se anula para frecuencias negativas. Dada una señal real $x(t)$ y su transformada de Hilbert $\hat{x}(t)$, la señal compleja $y(t) = x(t) + j\hat{x}(t)$ es una señal analítica. La importancia de estas señales radica en que si la señal $x(t)$ es oscilatoria, su envolvente instantánea es la magnitud de la señal analítica $a(t) = |y(t)|$, su fase instantánea es la fase de la señal analítica $\phi(t) = \angle y(t)$, y su frecuencia instantánea es la derivada temporal de dicha fase $f(t) = d\phi(t)/dt$.

La transformada de Hilbert de una función continua $x(t)$ se define como la convolución de dicha señal con la señal $h(t) = 1/\pi t$ [15]:

$$\hat{x}(t) = \mathcal{H}\{x(t)\} = x(t) * \frac{1}{\pi t} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{\pi(t - \tau)} d\tau \quad (4.17)$$

No es posible calcular directamente esta integral debido a la singularidad en $t = \tau$, pero es posible calcular el valor principal integral de Cauchy definido como:

$$P \int_{\alpha}^{\beta} f(x) dx = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left(\int_{\alpha}^{\epsilon - \epsilon} f(x) dx + \int_{\epsilon + \epsilon}^{\beta} f(x) dx \right) \quad (4.18)$$

siendo ϵ un punto en el que la función $f(x)$ no está acotada.

Se puede comprobar que la transformada de Fourier de la señal $h(t) = 1/\pi t$ es $H(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)$, lo que permite calcular la transformada de Hilbert de una función $x(t)$ multiplicando su transformada de Fourier $X(\omega)$ por $H(\omega)$ y calculando la transformada inversa. En el dominio del tiempo, la transformada de Hilbert de una señal es la misma señal desfasada $-\pi/2$ para las frecuencias positivas, y $\pi/2$ para las negativas. Por ejemplo, la transformada de Hilbert de la función coseno es la función seno, y la transformada de Hilbert de la función seno es la función coseno cambiada de signo.

Para el caso de señales discretas se define la función de transformación $h(n)$

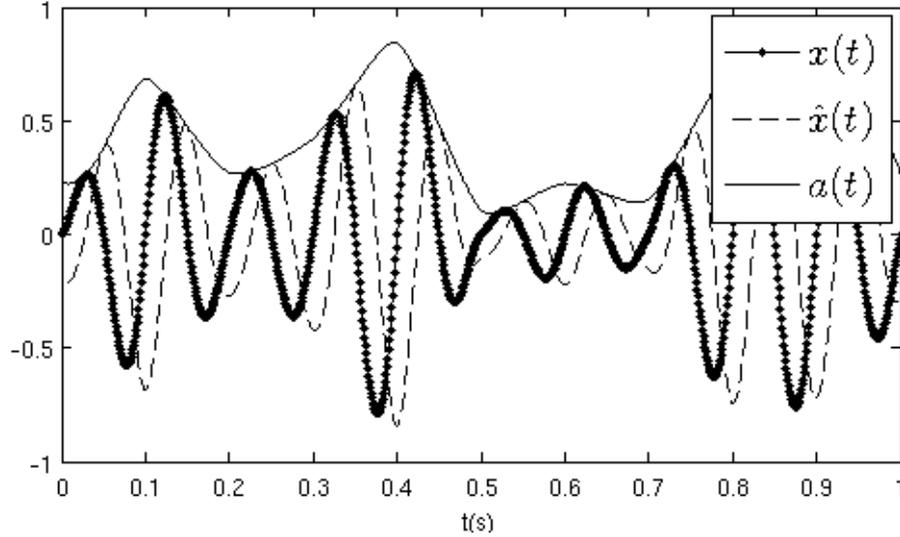


Figura 4.5: Señal oscilatoria de amplitud aleatoria $x(t)$, junto con su transformada de Hilbert $\hat{x}(t)$ y la envolvente de ambas $a(t)$.

[15] cuya DFT es:

$$H(k) = -i \operatorname{sgn}\left(\frac{N}{2} - k\right) \operatorname{sgn}(k) \quad (4.19)$$

La IDFT de esta función nos da la función:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{2}{N} \sin^2\left(\frac{\pi n}{2}\right) \cot\left(\frac{\pi n}{N}\right) & N \text{ par} \\ \frac{1}{N} \left(\cot\left(\frac{\pi n}{N}\right) - \frac{\cos(\pi n)}{\sin\left(\frac{\pi n}{N}\right)} \right) & N \text{ impar} \end{cases} \quad (4.20)$$

Con estas expresiones es posible calcular la transformada de Hilbert discreta (DHT) de una señal discreta real $x(n)$ mediante convolución:

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) h(n-k) \quad (4.21)$$

aunque se suele calcular en la práctica haciendo uso de la FFT.

La figura 4.5 muestra una señal oscilante de amplitud aleatoria $x(t)$, junto con su transformada de Hilbert $\hat{x}(t)$ y la envolvente de ambas $a(t)$.

4.5. Filtros digitales

Como es sabido, los filtros son sistemas físicos que al ser aplicados a una señal, atenúan ciertas bandas de frecuencia de la misma, y permiten el paso del resto sin atenuar. Atendiendo a las bandas de frecuencia que eliminan se clasifican en paso-bajo, paso-alto, etc. Un filtro digital [29] es un sistema discreto, y tal como se vio en la ecuación 4.3, su respuesta a una señal discreta de entrada se puede calcular en el dominio del tiempo mediante la convolución discreta de dicha señal con la respuesta al impulso.

En general, un filtro digital lineal e invariante en el tiempo (LTI) viene dado en el dominio temporal por una ecuación en diferencias que relaciona los valores de la secuencia de entrada $x(n)$ con los de la secuencia de salida $y(n)$ en la forma:

$$\sum_{k=0}^N a_{n-k}y(n-k) = \sum_{k=0}^M b_{n-k}x(n-k) \quad (4.22)$$

donde a_i y b_i son coeficientes constantes. Por tanto, es también posible obtener la respuesta del filtro ante una secuencia de entrada cualquiera $x(n)$, despejando $y(n)$ y calculando su valor en función de los valores anteriores de la salida, y de los valores actual y anteriores de la entrada. Se denomina *orden* del filtro al máximo de M y N .

Si se toma la transformada z de ambos miembros de la ecuación 4.22 y se reordenan los términos se obtiene:

$$Y(z) = \frac{b_n + b_{n-1}z^{-1} + \dots + b_{n-M}z^{-M}}{a_n + a_{n-1}z^{-1} + \dots + a_{n-N}z^{-N}}X(z) \quad (4.23)$$

y teniendo en cuenta que el producto de dos funciones en el dominio z equivale a su convolución en el dominio temporal, se puede concluir que el cociente de la expresión anterior representa la función de transferencia discreta del filtro. Por tanto, otra forma de calcular la salida del filtro ante una entrada cualquiera es calcular la transformada z inversa del producto de la transformadas de la entrada y la respuesta impulsiva.

Los filtros digitales reales en general no presentan la misma ganancia a todas las frecuencias dentro de la banda de paso, ni la misma atenuación fuera

de la misma. Además, la transición entre la banda de paso y la de rechazo no es abrupta, sino que hay una disminución progresiva de la ganancia con la frecuencia. Atendiendo a estas características se pueden encontrar distintos tipos de filtros: Butterworth, Chevyshev, Elípticos, etc.

Los filtros Butterworth son los más básicos, diseñados para que su respuesta en frecuencia sea lo más plana posible dentro de la banda de paso, es decir, la ganancia es casi constante hasta la frecuencia de corte, y luego cae abruptamente con la frecuencia. La respuesta en frecuencia de un filtro Butterworth de paso bajo responde a la expresión siguiente:

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \quad (4.24)$$

donde n es el orden y ω_c es la frecuencia de corte del filtro. La figura 4.6 muestra el diagrama de magnitud de la respuesta en frecuencia de tres filtros de paso bajo Butterworth con $\omega_c = 100 \text{ Hz}$ y órdenes 1, 2 y 3. Se puede observar que las respuestas se cruzan en la frecuencia de corte, y que a medida que crece el orden la banda de paso es más plana, y la caída más abrupta fuera de ella. El filtro Butterworth introduce además un desfase de la señal de salida con respecto a la entrada. Es sencillo eliminar este desfase aplicando el filtro dos veces en sentidos contrarios a la señal de entrada, siempre que esta se conozca a priori, lo cual además tiene el efecto de doblar el orden del filtro. Puesto que en esta tesis se utiliza únicamente la información de la magnitud de las señales ultrasónicas, dicho desfase no es relevante.

En esta tesis se utiliza el filtro de Butterworth para el procesamiento de las señales ultrasónicas por sus características frecuenciales. Los filtros Butterworth discretos generalmente se calculan realizando la transformada z del filtro continuo cuyas características son las deseadas. Como ejemplo, la figura 4.7 muestra el efecto de aplicar un filtro Butterworth paso bajo discreto con $n = 4$ y $\omega_c = 50 \text{ KHz}$ a una señal senoidal de frecuencia 25 KHz a la que se ha añadido un ruido aleatorio. Se puede observar cómo el ruido se atenúa y la señal filtrada se desfasa respecto de la original.

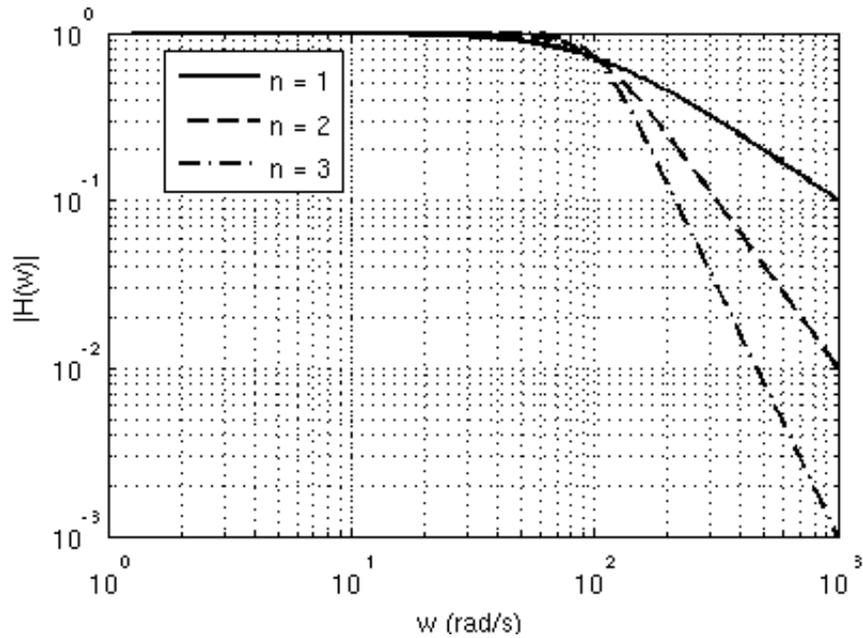


Figura 4.6: Respuesta frecuencial del filtro de paso bajo Butterworth de órdenes 1, 2 y 3 para una frecuencia de corte de 100 Hz.

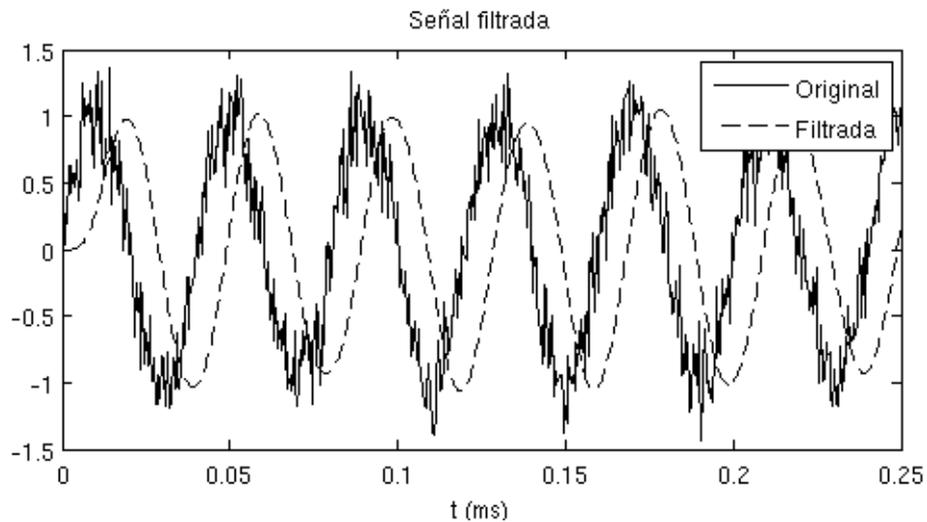


Figura 4.7: Efecto del filtro paso bajo Butterworth de cuarto orden y frecuencia de corte de 50 KHz sobre una señal senoidal de 25 KHz con ruido aleatorio.

Capítulo 5

TÉCNICAS DE INTELIGENCIA ARTIFICIAL

5.1. Panorámica de los sistemas de control

El control automático juega cada día más un papel fundamental en el avance tecnológico. Se utiliza en vehículos espaciales, guiado de misiles, aviación, sistemas robotizados, y en los procesos industriales. Cada vez se están incluyendo más sistemas automáticos en la industria de la automoción para mejorar el confort y la seguridad en la conducción, aumentar la eficiencia energética de los vehículos y optimizar el tráfico.

Los sistemas de control pueden ser analizados y/o diseñados atendiendo a su comportamiento temporal o frecuencial. El análisis y diseño de sistemas de control es hoy en día todo un campo de la ingeniería que requiere de conocimientos en casi todas las ramas de la misma: hidráulica, neumática, electrónica, etc., ya que casi cualquier proceso físico es susceptible de ser controlado.

Un controlador actúa sobre el sistema físico a controlar (generalmente denominado *planta*) aplicando señales de entrada al mismo, para conseguir que la dinámica de la respuesta ante una entrada de referencia sea de una forma deseada. Para ello, además de la información de la señal de referencia, puede a su vez utilizar información del valor actual de la salida (variable a controlar) y/o del estado de dicha planta (definido por un vector de variables físicas o

químicas que definen completamente la situación actual de la misma), en cuyo caso se trata de un control con realimentación. La forma en que el controlador calcula las señales de control a partir de la entrada de referencia y de las señales realimentadas se conoce como *acción de control*, y da lugar a una gran variedad de ramas dentro de la teoría de control.

La teoría clásica de control [22] trata los sistemas lineales e invariantes en el tiempo (LTI), proporcionando herramientas de análisis y diseño de reguladores, tanto en el dominio del tiempo, como de la frecuencia: lugar de las raíces, diagramas de Bode, criterio de Nyquist, realimentación de estado, colocación de polos, etc. Industrialmente, estos reguladores suelen ser del tipo todo o nada, combinaciones de los tipos Proporcional, Integral y Derivativo (PID), o combinaciones de redes de compensación por avance o retardo de fase.

Por otro lado, el control no lineal es la rama de la Ingeniería de Control que estudia los sistemas no lineales, variantes en el tiempo, o ambos. En general, bien la planta o bien el controlador pueden no ser sistemas LTI. Estos sistemas se caracterizan principalmente por no cumplir el principio de superposición. Otras características propias son la existencia de múltiples puntos de equilibrio, ciclos límite, bifurcaciones, etc. En estos casos el control no lineal trata de aplicar las técnicas clásicas de los sistemas LTI, adaptadas a estos sistemas más generales. Adicionalmente, proporciona nuevos métodos de control que no tienen nada que ver con los métodos clásicos. Entre las técnicas de análisis para este tipo de sistemas destacan el método de la función descriptiva, el método del plano de fase, el criterio de estabilidad de Lyapunov, etc. Las técnicas de diseño de controladores para sistemas no lineales se dividen en varias ramas: las que tratan de linealizar el sistema por regiones y aplicar las técnicas clásicas para cada región (como el método de planificación de ganancia); las que introducen realimentación no lineal y tratan al sistema como lineal para propósitos de diseño; y los métodos basados en la teoría de Liapunov: rediseño de Lyapunov, amortiguamiento no lineal, etc.

Existen muchas ramas de la teoría de control de sistemas lineales y no lineales, consideradas como técnicas de control moderno. Algunas de ellas son:

- *Control óptimo*: basado en la minimización o maximización de una fun-

ción objetivo con restricciones, y muy ligado por tanto al cálculo de variaciones.

- *Control adaptativo*: el controlador estima en tiempo real los parámetros de la planta a partir de un modelo de la misma (que no se conoce con exactitud), y calcula la acción de control en base a dichos parámetros.
- *Control robusto*: al igual que el control adaptativo, trata los sistemas con incertidumbres debidas al desconocimiento total o parcial de la planta, así como a la presencia de perturbaciones en las condiciones de funcionamiento, intentando obtener el controlador más inmune a las mismas.
- *Control inteligente*: engloba varias técnicas, algunas de las cuales tratan de emular el comportamiento de un controlador humano (como la lógica borrosa o los sistemas expertos), u otras que tratan de imitar el funcionamiento de sistemas biológicos (como las redes neuronales o los algoritmos genéticos).

En los apartados siguientes se da una corta introducción a los fundamentos de las principales técnicas de inteligencia artificial y una justificación de su inclusión en este trabajo de tesis.

5.2. Lógica borrosa

Uno de los sistemas de control de las acciones sobre los elementos de freno y acelerador para el Control de Crucero Adaptativo y Frenado de Emergencia propuesto en esta tesis está basado en un técnicas de lógica borrosa. Esta técnica permite el control de sistemas fuertemente no lineales con un moderado esfuerzo computacional.

Los conjuntos borrosos fueron introducidos por Zadeh en 1965 [35] para generalizar la noción de conjunto e incorporar la incertidumbre presente en muchos problemas de decisión. Los sistemas borrosos tratan de emular el razonamiento humano [31], capaz de tratar con incertidumbres, ambigüedades o contradicciones en los datos.

El razonamiento humano se basa en la aplicación de reglas del tipo "si x es a entonces y es b ", donde x es la variable de entrada e y es la salida. La primera parte de la regla " x es a " se denomina antecedente o premisa, y la segunda parte " y es b " se denomina consecuente o conclusión. También son posibles reglas más complejas del tipo "si x es a y/o y es b entonces z es d y t es e ". Un ejemplo de regla para el control del pedal de freno de un vehículo podría ser:

"si *velocidad* es *elevada* y *distancia* es *pequeña* entonces *frenar* es *mucho*"

En ésta regla, *velocidad* y *distancia* son las variables de entrada, mientras que *frenar* es la variable de salida. Los términos *elevada*, *pequeña* y *mucho* son etiquetas lingüísticas. Para obtener el valor de la salida producido por esta regla, un sistema de inferencia borrosa tendrá que evaluar el grado de certidumbre del antecedente, y en función de éste asignar un valor a dicha salida atendiendo al consecuente.

En resumidas cuentas, la función de la lógica borrosa es mapear un espacio de entrada en un espacio de salida [20], aplicando un conjunto de reglas como las descritas anteriormente, que se evalúan en paralelo sin importar el orden. De esta manera, un sistema borroso es capaz de generar funciones extremadamente complejas, más fácilmente entendibles mediante el conjunto de reglas que en base a una expresión matemática. A continuación se describen los fundamentos de la lógica borrosa.

5.2.1. Conjuntos borrosos y funciones de pertenencia

Los conjuntos borrosos, a diferencia de los conjuntos clásicos, no tienen una frontera bien definida. En la teoría clásica de conjuntos sabemos con certeza si un elemento cualquiera pertenece o no a un determinado conjunto (cuando cumple la propiedad que define a dicho conjunto), es decir, el grado de pertenencia puede tomar únicamente dos valores posibles: 0 (no pertenece) o 1 (pertenece). En la lógica borrosa sin embargo, la pertenencia de un elemento a un determinado conjunto puede ser un valor cualquiera entre 0 y 1, lo cual permite tratar con incertidumbres tal como lo hace el razonamiento humano.

A	B	$A \text{ AND } B$	$A \text{ OR } B$	$\text{NOT } A$
0	0	0	0	1
0	1	0	1	1
1	0	0	1	0
1	1	1	1	0

Cuadro 5.1: Operaciones de la lógica clásica.

La función que define el grado de pertenencia de un determinado valor a un determinado conjunto se denomina *función de pertenencia* de dicho conjunto.

Dado un conjunto borroso A , su función de pertenencia se denota por μ_A , y será tal que $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$ para $x \in X$ donde X es el dominio de la variable x . Las funciones de pertenencia más utilizadas tienen formas triangulares, trapezoidales o gaussianas. Con esta definición de conjunto borroso y función de pertenencia, es posible extender el álgebra de conjuntos clásico a los conjuntos borrosos, definiendo operaciones borrosas como la unión, la intersección, etc.

5.2.2. Operaciones lógicas

La lógica borrosa es un superconjunto de la lógica clásica. Se ha visto que en lógica clásica el grado de pertenencia a un conjunto es 0 o 1, mientras que en lógica borrosa puede ser cualquier valor entre los dos anteriores.

Por otro lado, en lógica clásica se emplean operaciones básicas como la AND, OR y NOT, cuyas tablas de verdad se muestran en la tabla 5.1. Para extender estas operaciones a la lógica borrosa es necesario encontrar funciones que extiendan los resultados a cualquier valor entre 0 y 1, sin modificar los resultados clásicos para estos valores. Esto se puede hacer sin más que observar que el resultado de la operación clásica AND es el mínimo de sus entradas, mientras que para la OR es el máximo y para la NOT es el valor complementario. Zadeh definía estas operaciones por:

$$\begin{aligned}
 a \text{ AND } b &= \min(a, b) \\
 a \text{ OR } b &= \max(a, b) \\
 \text{NOT } a &= 1 - a
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

Aunque esta no es la única posibilidad de definir operaciones borrosas, si es la más utilizada hoy en día.

5.2.3. Evaluación de las reglas borrosas

El cerebro de un sistema borroso es el conjunto de reglas que definen cómo el espacio de entradas se mapea en el espacio de salidas, intentando simular el razonamiento humano. Todas estas reglas son procesadas en paralelo por el sistema. Una regla borrosa sencilla tiene la forma:

$$\textit{Si } x \textit{ es } A \textit{ entonces } y \textit{ es } B$$

donde A y B son conjuntos borrosos en los rangos X e Y respectivamente con funciones de pertenencia μ_A y μ_B . La primera parte " x es A " se denomina antecedente o premisa, mientras que la segunda parte " y es B " se denomina consecuente o conclusión. También son posibles reglas más complejas del tipo:

$$\textit{Si } x \textit{ es } A \textit{ AND } y \textit{ es } B \textit{ entonces } z \textit{ es } C$$

El primer paso en la evaluación de una regla borrosa consiste en obtener el valor de cada término del antecedente. Para un valor dado de x , la primera parte del mismo tendrá un valor numérico entre 0 y 1 dado por $\mu_A(x)$. El proceso de calcular el grado de pertenencia de las entradas a los conjuntos borrosos se denomina *borrosificación*.

El siguiente paso es aplicar los operadores borrosos (descritos en el subapartado anterior) que contenga el antecedente en el caso de que sea compuesto. Además, a cada regla se le puede aplicar un peso en caso de que queramos dar más importancia a unas sobre otras, aunque lo más común es asignar el mismo peso a todas ellas. Estos pesos serán también valores comprendidos entre 0 y 1. El valor numérico obtenido de la aplicación de los operadores es multiplicado por el peso de la regla para obtener el valor final del antecedente.

El tercer paso, denominado *implicación*, consiste en obtener el valor del consecuente a partir del valor del antecedente. El conjunto borroso del consecuente se trunca a una altura dada por el antecedente. De esta forma, la

entrada al proceso de implicación es un número real entre 0 y 1, y la salida es un conjunto borroso truncado.

Una vez realizada la implicación de todas las reglas, el paso siguiente se denomina *agregación*, y consiste en obtener un único conjunto borroso a partir de todos los conjuntos resultantes de cada una de las reglas. El método más utilizado en este paso es definir el conjunto resultante como el máximo de cada uno de los conjuntos, para cada valor de la variable de salida.

Finalmente, el último paso consiste en asignar un valor a la variable de salida a partir del conjunto borroso resultante del proceso de agregación. Este proceso se denomina *desborrosificación*. El método más utilizada es el del centroide o centro de gravedad, que como su nombre indica, consiste en asignar a la variable de salida el valor del centro de gravedad del conjunto obtenido.

5.2.4. Sistema borroso tipo Takagi-Sugeno

El sistema borroso descrito en los subapartados anteriores corresponde al denominado tipo Mamdani. Los sistemas tipo Sugeno fueron introducidos en 1985 [32] y se diferencian de los anteriores en que las funciones de pertenencia de las variables de salida son funciones lineales de las entradas, es decir, de la forma $z=ax+by+c$, donde x e y son las variables de entrada y z es la variable de salida. En particular, es frecuente tomar $a=b=0$ de forma que las funciones de pertenencia son simplemente valores constantes. Para cada regla i se multiplica el valor de la variable de salida z_i por el resultado de la evaluación del antecedente w_i . La salida final del sistema en este caso es la media ponderada de todas las reglas:

$$z = \frac{\sum_{i=1}^N w_i z_i}{\sum_{i=1}^N w_i} \quad (5.2)$$

De esta forma se reduce el esfuerzo computacional requerido para el cálculo de la salida, respecto de los sistema tipo Mamdani.

5.3. Sistemas expertos basados en reglas

Otra alternativa perteneciente al campo de la Inteligencia Artificial aplicable al sistema de control abordado en esta tesis la constituyen los sistemas expertos basados en reglas. A pesar de la complejidad de implementación y requerimientos computacionales de estos algoritmos, por las especiales características del sistema de ayuda a la conducción propuesto en la presente tesis, se ha propuesto un sistema de este tipo simplificado considerablemente debido al reducido número de reglas, posibilitando su cómputo en tiempo real.

Los sistemas expertos basados en reglas se basan, al igual que los sistemas borrosos, en la aplicación de un conjunto de reglas, aunque la evaluación de las mismas se lleva a cabo de forma diferente. Un sistema experto [6] se define como un programa de computador que proporciona soluciones a nivel de experto a problemas importantes, y es:

- heurístico: razona de forma adecuada con el conocimiento formal de teorías establecidas;
- transparente: proporciona explicaciones de su línea de razonamiento y responde a preguntas a cerca del mismo;
- flexible: integra nuevos conocimientos incrementalmente en su base de conocimientos.

Los sistemas basados en reglas constituyen el estado del arte en el desarrollo de sistemas expertos. En estos sistemas la base de conocimientos está formada por un conjunto de reglas, representadas por sentencias condicionales, que relacionan hechos. Una regla de este tipo podría ser:

Si A es cierto y A implica B entonces B es cierto

El conocimiento específico de la tarea a desarrollar (los hechos), es contrastado con el conocimiento general sobre el campo científico al que pertenece dicha tarea (base de conocimientos), para alcanzar una solución al problema. En este tipo de sistemas se tiende a separar el conocimiento específico sobre un área determinada (la base de conocimientos), del método de manipulación

de dicho conocimiento (el motor de inferencia). De esta forma, la construcción de nuevos sistemas expertos para nuevas áreas de conocimiento se consigue sin más que cambiar la base de conocimientos.

La base de conocimientos es la parte más importante de un sistema experto, y es creada a partir de la información proporcionada por diversas fuentes, usualmente por expertos humanos, en una forma que el computador pueda interpretar. Esta etapa se conoce como *adquisición del conocimiento*. El *ingeniero del conocimiento* es el responsable de la estructuración y construcción de un sistema experto.

El método utilizado para la adquisición del conocimiento determina la calidad del mismo así como la cantidad de esfuerzo requerido. El creciente reconocimiento de la importancia de esta etapa ha resultado en el desarrollo de varias técnicas para su adquisición automática [18]:

- La entrevista entre el experto humano y el ingeniero del conocimiento es la técnica más utilizada. En general hay dos formas de entrevista. La forma básica consiste en sesiones no estructuradas del tipo pregunta-respuesta, en la que una respuesta puede dar lugar a muchas otras preguntas. Este método es poco eficiente, ya que puede dar lugar a largas sesiones con la adquisición de conocimiento de poca calidad. En la entrevista estructurada, sin embargo, el ingeniero entrega un cuestionario preestablecido al experto, lo que evita la información poco importante y se centra en lo relevante del problema.
- La observación del experto durante su trabajo permite al ingeniero averiguar cómo éste resuelve el problema, sin provocar interrupciones. Hay que establecer con antelación cómo se va a registrar la actuación del experto.
- El análisis de protocolo consiste en el planteamiento por parte del ingeniero de un escenario del problema, pidiendo al experto que explique su proceso de razonamiento en la solución del mismo.
- En la tormenta de ideas varios ingenieros y varios expertos dialogan sobre los aspectos de un problema y sus métodos de solución.

Una vez adquirido el conocimiento, es necesaria su representación en el computador, para lo cual también existen diversas técnicas. La más utilizada es la representación conceptual, en la que la información se representa en forma de objetos y se estructura mediante jerarquías. Por ejemplo, una "manzana" es un objeto genérico de la clase "frutas", la cual, a su vez es una subclase de la clase "alimentos". Cada objeto de una clase se diferencia de otro objeto por el valor de sus atributos (cada manzana tiene un peso, color, tamaño, etc.). La formulación lógica más básica de este tipo de representación es la relación entre una clase y un objeto, del tipo "manzana es fruta". Este tipo de representación se adapta muy bien a la programación orientada a objetos.

Una vez representado el conocimiento, es necesaria una forma de progresar en el razonamiento, lo cual se realiza generalmente mediante reglas del tipo *si...entonces*. El conjunto de reglas aplicadas a los objetos forman la base de conocimientos. El *motor de inferencia* es el encargado de disparar las reglas de acuerdo a los hechos. Para ello se realiza una búsqueda en la base de conocimiento, de un patrón que coincida con la situación actual del problema, y si lo encuentra dispara la regla correspondiente. Además se encarga de resolver conflictos entre reglas, de adquirir nuevos conocimientos incorporándolos a la base de conocimiento, y de suministrar información acerca del razonamiento seguido en la resolución de un problema determinado.

5.4. Redes neuronales

El sistema de control propuesto también es susceptible de ser abordado mediante redes neuronales artificiales, al igual que las técnicas anteriores, por su capacidad para tratar con sistemas fuertemente no lineales, y manejar imprecisiones en los datos, con unos requerimientos de cómputo relativamente reducidos.

Las redes neuronales tratan de simular el comportamiento del sistema nervioso humano. Son redes de elementos simples de procesado que, trabajando en conjunto, son capaces de resolver problemas complejos de una forma computacionalmente eficiente. Además tienen la ventaja de que pueden ser entrenadas

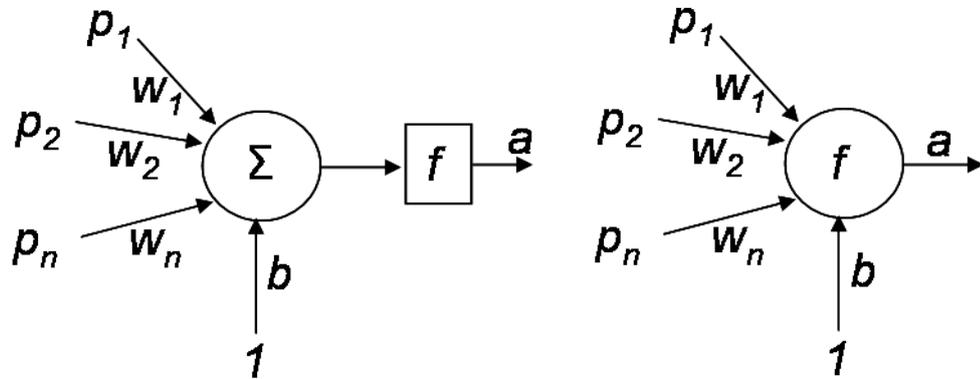


Figura 5.1: Dos representaciones de la neurona básica. En la representación de la derecha la suma está implícita.

para realizar una determinada tarea, es decir, tienen la capacidad de aprender.

La estructura básica de una red neuronal es la *neurona* [3], la cual se representa en la figura 5.1, también llamada *perceptrón*. Las entradas a una neurona son un conjunto de valores $p_1 \dots p_n$, los cuales tienen asignados unos pesos $w_1 \dots w_n$. Generalmente se incluye una entrada adicional cuyo valor es siempre la unidad. La salida producida por la neurona se obtiene aplicando la función f , denominada función de activación, a la suma de las entradas multiplicadas por los pesos. Expresando las entradas y los pesos en forma vectorial, la salida se calcula mediante la expresión:

$$a = f(\vec{w}\vec{p} + b) \quad (5.3)$$

La función de activación puede ser cualquiera (lineal o no lineal), pero las más utilizadas son las funciones escalón, rampa y sigmoide, ajustando los parámetros de las mismas para cada aplicación. La función escalón es apropiada en aplicaciones de decisión o para simular las funciones lógicas AND, OR, NOR, etc., ya que su salida solamente puede tomar uno de dos valores. La función rampa se suele utilizar para la realización de filtros lineales, ya que en este caso la salida será una combinación lineal de las entradas. Finalmente, la función sigmoide es apta para el modelado y control de sistemas no lineales. En la

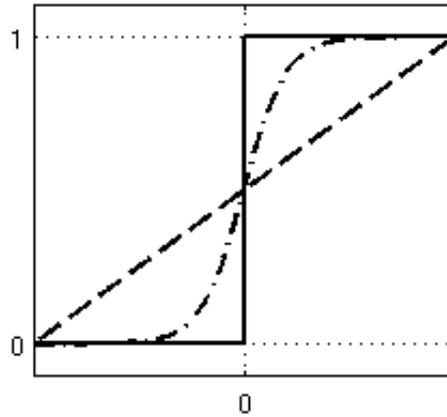


Figura 5.2: Funciones de activación más comunes.

figura 5.2 se ven estas tres funciones.

Los pesos de un perceptrón pueden ser ajustados iterativamente para realizar una determinada función, si se conocen suficientes pares entrada-salida. Para ello se parte de unos pesos iniciales, y se van aplicando todos los pares uno tras otro. En cada paso se ajustan los pesos en función de la diferencia entre la salida proporcionada por el perceptrón y el valor deseado. Tras aplicar todos los pares el proceso se repite desde el principio una y otra vez, hasta que no haya ningún cambio en los pesos al aplicar todos los pares. Este proceso se conoce como entrenamiento, y está demostrado que si la solución existe se alcanza en un número finito de pasos. Hay que decir que el algoritmo de entrenamiento no es único.

Una sola neurona no es capaz de realizar una función compleja, por eso es necesario agruparlas. La agrupación más sencilla es el perceptrón de una capa con propagación hacia adelante que se muestra en la figura 5.3. Como se aprecia en la figura, tiene n entradas y m salidas (neuronas), donde el peso asociado a la entrada j y la neurona i se denota por w_{ij} . Puesto que las salidas de las neuronas son independientes unas de otras, los algoritmos de entrenamiento de una neurona son fácilmente extendidos al perceptrón de una capa. En este caso se pueden expresar las entradas y las salidas en forma vectorial, y los pesos en forma matricial, resultando:

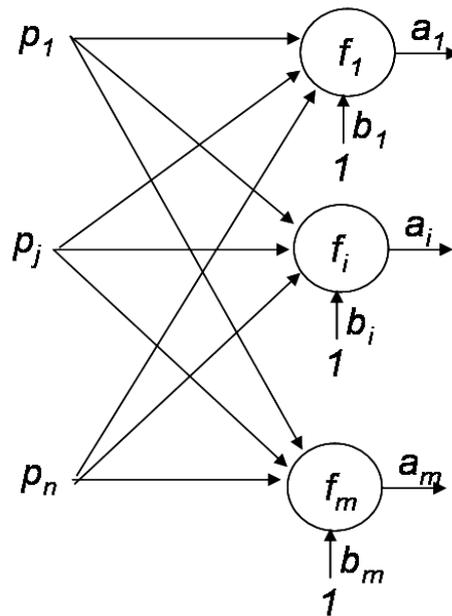


Figura 5.3: Perceptrón de una capa con propagación hacia adelante.

$$\vec{a} = \vec{f}(w\vec{p} + \vec{b}) \quad (5.4)$$

Una red con una sola capa mapea un espacio de entrada de dimensión n en un espacio de salida de dimensión m , pero cada salida es independiente de las demás. Estas redes son aptas para tareas de aproximación de funciones, modelado de sistemas o problemas de clasificación. Una red neuronal con propagación hacia adelante suele estar formada por varias capas, las cuales pueden tener diferente número de neuronas, y la salida de cada neurona de una capa se conecta a todas las neuronas de la capa siguiente. Esto permite que las salidas de una capa sean combinadas o procesadas por la capa siguiente, formando sistemas más complejos. Generalmente no se usan más de tres capas, puesto que la duración de los algoritmos de entrenamiento y el tiempo de cálculo de la salida aumentan exponencialmente con su número, sin una mejora notable en el funcionamiento, ya que está comúnmente aceptado que con tres capas se puede realizar prácticamente cualquier función por compleja que sea. Suele

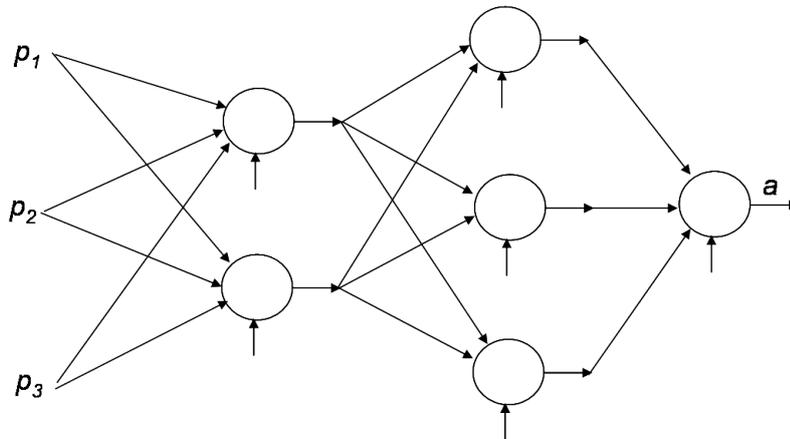


Figura 5.4: Red de tres capas con propagación hacia adelante.

ser preferible aumentar el número de neuronas en una capa que aumentar el número de capas si la solución del entrenamiento no es aceptable. En la figura 5.4 se muestra una red de tres capas con propagación hacia adelante. La primera capa con dos neuronas es la capa de entrada, la capa central con tres neuronas se denomina capa oculta, y la última capa con una sola neurona es la capa de salida.

Como se dijo anteriormente, una neurona simple con función de activación escalón es apta para realizar las funciones lógicas AND, OR y NOT, sin embargo no es capaz de realizar la función XOR. Para realizar esta función es necesario introducir una capa adicional y construir la función XOR a partir de las funciones básicas anteriores.

Las redes con propagación hacia adelante se denominan redes de *memoria asociativa*, y se caracterizan porque un cambio en una de las entradas produce un cambio inmediato en las salidas, es decir, a cada vector de entrada le asocian un vector de salida. Dicho de otra forma, no se producirá un cambio en las salidas hasta que haya un cambio en las entradas. Desde este punto de vista son sistemas estáticos. Como se mencionó anteriormente, cuando las funciones de activación son escalones es posible realizar cualquier función lógica combinatorial. Sin embargo, para realizar un biestable S-R mediante una neurona,

es necesario realimentar la salida hacia una de las entradas, agregando de esta forma memoria a la neurona.

En las redes de una capa con propagación hacia atrás, se realimenta la salida de cada neurona hacia una de las entradas de todas las neuronas excepto ella misma. De esta forma, al aplicar un vector de entrada inicial, se produce una salida inicial, la cual es realimentada produciendo una nueva salida aún sin cambio en las entradas, continuando el proceso hasta que las salidas se estabilizan, y se dice entonces que la red está en equilibrio, o hasta el infinito si el sistema no converge a un punto de equilibrio. Estas redes son por tanto sistemas dinámicos. La divergencia se produce generalmente cuando el peso de la realimentación es positivo. También se puede dar el caso de que el sistema oscile, es decir, ni converja ni diverja, alcanzándose lo que se llama un *ciclo límite*. Las redes con realimentación son útiles para reconocimiento de patrones, procesado de imágenes, o problemas de optimización.

Esta capacidad de aprendizaje de las redes neuronales para la realización de una determinada función puede ser aprovechada en el Control de Crucero Adaptativo y Frenado de Emergencia, registrando los datos de la conducción en condiciones reales y utilizándolos posteriormente para el entrenamiento de dicha red. La dificultad de esta técnica estriba en que la red debe ser entrenada en todas las condiciones posibles de operación, incluidas las situaciones de emergencia, lo que entraña un riesgo elevado de colisión durante la captura de los datos.

Para la implementación del sistema de control propuesto en la tesis, puede emplearse una combinación de estas redes con sistemas borrosos, para formar sistemas neuroborrosos, que pueden ser entrenados para la realización de la tarea de control, mejorando tanto las funciones de pertenencia como las reglas iniciales proporcionadas por el experto humano.

5.5. Algoritmos genéticos

Por último, otra técnica de Inteligencia Artificial que puede emplearse para el ajuste de los parámetros de los sistemas de control, tanto borroso como ba-

sado en la dinámica del sistema, propuestos en este trabajo, son los algoritmos genéticos.

Muchos problemas de optimización en la industria, y en particular en los sistemas de fabricación, son extremadamente complejos para resolverlos por técnicas clásicas, casi siempre basadas en la búsqueda del máximo o el mínimo de una función objetivo a partir de su derivada, partiendo de un punto aleatorio. Cuando no se conoce dicha derivada, o no existe por ser la función objetivo discontinua, o cuando la función es extremadamente compleja y presenta múltiples máximos y mínimos, estas técnicas fallan.

Los algoritmos genéticos [11] son programas destinados a resolver estas situaciones complejas. Tienen la ventaja principal frente a los métodos clásicos de no necesitar del conocimiento de la derivada de la función objetivo, por lo que son aptos incluso si esta no existe o no se conoce. Otra ventaja importante es que la búsqueda se inicia en un conjunto de puntos aleatorios, y no en uno sólo, con lo que la probabilidad de encontrar el máximo o mínimo global de la función se multiplica. Por último, por la propia naturaleza de estos algoritmos, son fácilmente paralelizables, con la ventaja que esto supone en cuanto a potencia de cálculo.

Los algoritmos genéticos se inspiran en los principios de evolución de las especies. Partiendo de una población inicial, los miembros más débiles de la misma perecen y se extinguen. Sin embargo, los miembros más fuertes (los más adaptados al entorno) se aparean engendrando descendientes que comparten características de ambos progenitores, por lo que en principio deben ser aún más aptos para la supervivencia. Ocasionalmente, estos descendientes pueden sufrir mutaciones aleatorias que los harán más resistentes en unos casos, y más vulnerables en otros. Si se repite el proceso generación tras generación, cada una está formada por individuos mejor adaptados al entorno que la anterior.

Las etapas de un algoritmo genético para la optimización de una función objetivo son las siguientes:

1. Generación aleatoria de una población inicial de n individuos candidatos a solución.
2. Clasificación de la población en base al grado de satisfacción de la función

objetivo.

3. Selección de una pareja de individuos de la población con probabilidad proporcional al grado de satisfacción de la función objetivo.
4. Cruce de estos dos individuos para formar dos descendientes. Cada descendiente toma partes distintas de ambos progenitores. Numéricamente, si p_1 y p_2 son los progenitores seleccionados, sus descendientes podrían ser $d_1 = \alpha p_1 + (1 - \alpha)p_2$ y $d_2 = \alpha p_2 + (1 - \alpha)p_1$ siendo α un número aleatorio entre 0 y 1.
5. Mutación aleatoria de los descendientes. Matemáticamente se les podría sumar un número aleatorio con distribución normal de media cero, lo que implica que la mayoría de las veces las mutaciones serán pequeñas, pero ocasionalmente también son posibles mutaciones importantes.
6. Salto al paso 3 hasta la obtención de una nueva población de n individuos, los cuales constituyen la siguiente generación.
7. Salto al paso 2 hasta que hayan pasado un número prefijado de generaciones, o hasta que se haya alcanzado un valor lo suficientemente próximo al óptimo de la función objetivo.
8. Seleccionar el individuo de la generación final que tenga el mayor grado de satisfacción de la función objetivo.

Al finalizar el algoritmo, se obtiene con una alta probabilidad un punto muy cercano al óptimo (máximo o mínimo) global, siempre que el número de individuos de la población inicial sea lo suficientemente elevado. De no ser así, se obtendría al menos un punto cercano a un óptimo local.

Hay que decir que existen numerosas variantes sobre este algoritmo. Por ejemplo, en la forma en que se codifican los miembros de una población, la forma en que se eliminan miembros de una población para ser sustituidos por otros, etc. Pero todo algoritmo genético ha de presentar los tres pasos que le caracterizan: la selección de progenitores, el cruce de los mismos y la mutación de los descendientes.

Este tipo de algoritmo es apropiado para la obtención de los parámetros del controlador que optimizan una función de coste, que se toma como medida de la bondad del sistema.

Capítulo 6

MODELADO Y SIMULACIÓN DEL VEHÍCULO

6.1. Descripción del modelo del vehículo

Con el fin de probar de forma simulada el funcionamiento de las diferentes técnicas de control sobre el sistema de frenado del vehículo, se ha obtenido un modelo de la dinámica longitudinal del mismo [30], ya que a las velocidades permitidas en tráfico urbano el efecto de los esfuerzos transversales o verticales es de poca importancia, sobre todo en tramos rectos de carretera. Para obtener un modelo más completo que incluya las dinámicas transversal y vertical se pueden consultar las referencias [12] y [27].

El modelo considerado es una simplificación denominada *modelo de dos ruedas* ya que tiene en cuenta la transferencia de carga entre las ruedas delanteras y traseras en función de las aceleraciones y deceleraciones, existentes aún circulando en línea recta. La figura 6.1 muestra los principales parámetros mecánicos de este modelo. Se considera al vehículo de masa m circulando con velocidad v en la dirección del eje x , por una carretera con una pendiente θ . La descripción de los parámetros que se representan en dicha figura son los siguientes:

- m : masa del vehículo.

- g : aceleración de la gravedad.
- v : velocidad de circulación.
- θ : pendiente de la carretera.
- L : distancia entre ejes.
- C : distancia del eje trasero al centro de gravedad.
- B : distancia del eje delantero al centro de gravedad.
- H : distancia del centro de gravedad a la carretera.
- R_d, R_t : radios de las ruedas delanteras y traseras.
- ω_d, ω_t : velocidades angulares de las ruedas delanteras y traseras.
- J_d, J_t : momentos de inercia de las ruedas delanteras y traseras.
- μ_d, μ_t : coeficientes de rozamiento de las ruedas delanteras y traseras con la carretera.

La figura 6.2 muestra el diagrama de bloques total del sistema considerando un vehículo de tracción delantera, cuyas entradas son las acciones sobre el acelerador y el freno, así como la velocidad del viento y la pendiente de la carretera (aunque estas dos últimas se consideran nulas en esta tesis), y cuyas salidas son la velocidad y la distancia recorrida por el vehículo. Se puede observar la complejidad del sistema debido a la presencia de múltiples realimentaciones y a la no linealidad de algunos de los bloques. A continuación se describen individualmente los subsistemas que lo forman.

6.2. Cuerpo del vehículo

Como se observa en la figura 6.2, este subsistema tiene como entradas la velocidad del viento (v_v), la pendiente de la carretera (θ), las fuerzas impulsoras debidas a la fricción en los contactos neumático-carretera (F_{xd}, F_{xt}) y la

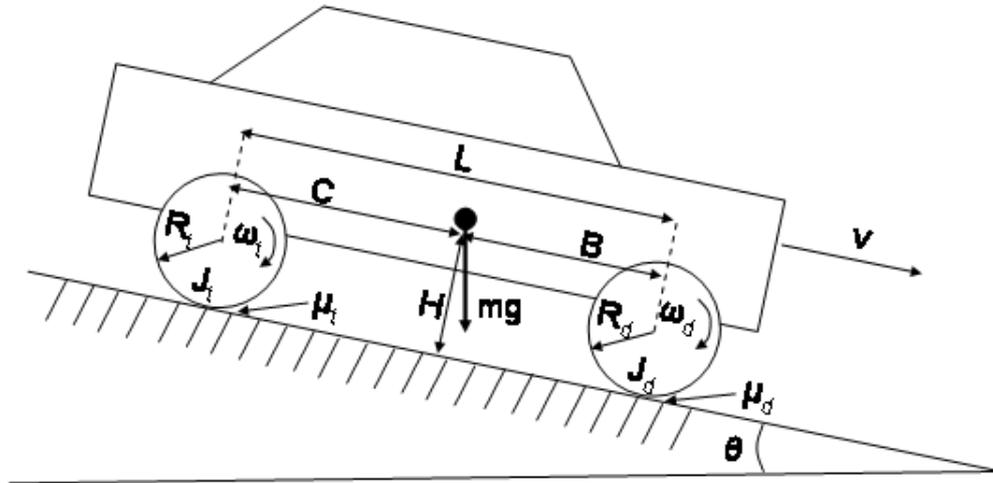


Figura 6.1: Modelo de dos ruedas del automóvil.

velocidad lineal del vehículo (v), y como salidas tiene la propia velocidad y las cargas sobre los ejes delantero y trasero (F_{zd}, F_{zt}).

Las fuerzas normales sobre los ejes tienen una componente estática que depende de la geometría del vehículo y de la pendiente de la carretera, y una componente dinámica debida a la aceleración. Las expresiones de dichas cargas para los ejes delantero y trasero son respectivamente:

$$F_{zd} = mg \left(\frac{C}{L} \cos \theta + \frac{H}{L} \sin \theta \right) - \frac{H}{L} m \dot{v} \quad (6.1)$$

$$F_{zt} = mg \left(\frac{B}{L} \cos \theta - \frac{H}{L} \sin \theta \right) + \frac{H}{L} m \dot{v}$$

La velocidad del vehículo en la dirección del movimiento se obtiene integrando la aceleración del mismo, la cual viene dada por la segunda ley de Newton:

$$\dot{v} = \frac{-F_x + mg \sin \theta - F_d}{m} \quad (6.2)$$

donde F_x es la fuerza impulsora producida en los puntos de contacto de los neumáticos con la carretera, que se analiza en el siguiente subapartado, y F_d es la fuerza de arrastre debida a la suma de las resistencias aerodinámica

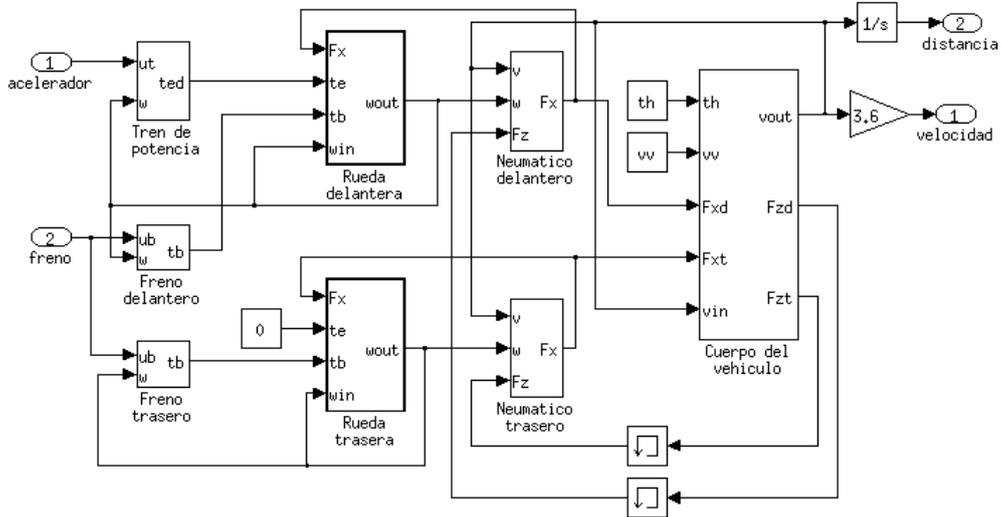


Figura 6.2: Diagrama de bloques del vehículo.

y de rodadura, ambas dependientes de la velocidad del vehículo según las expresiones:

$$F_a = \frac{1}{2}\rho AC_d(v - v_v)^2$$

$$F_r = mgC_r v \tag{6.3}$$

$$F_d = F_a + F_r$$

donde ρ es la densidad del aire, A es el área frontal equivalente del vehículo, v_v es la velocidad del viento, C_d es el coeficiente de arrastre aerodinámico y C_r es el coeficiente de resistencia de rodadura.

Así mismo, la distancia recorrida por el vehículo se obtiene integrando la velocidad del mismo, tal como se observa en el diagrama de bloques de la figura 6.2.

6.3. Neumáticos

Los subsistemas que representan la fricción entre los neumáticos y el asfalto, tanto para las ruedas delanteras como para las traseras, tienen como entradas la velocidad lineal del vehículo, la velocidad angular de las ruedas y las cargas sobre los ejes correspondientes. Como salidas proporcionan las fuerzas de tracción o frenado. Las fuerzas que aceleran y deceleran el vehículo son las que se ejercen a través de los puntos de contacto de los neumáticos delanteros y traseros con la carretera, y son proporcionales a las fuerzas normales en dichos puntos:

$$F_{xi} = \mu_i F_{zi} \quad i = d, t \quad (6.4)$$

La fuerza total que se ejerce en la dirección del movimiento es la suma de las anteriores para las cuatro ruedas:

$$F_x = 2(F_{xd} + F_{xt}) \quad (6.5)$$

La experiencia demuestra que los coeficientes de rozamiento entre los neumáticos y la carretera μ_d y μ_t dependen de la diferencia entre la velocidad lineal del vehículo y la velocidad de rotación de las ruedas. El parámetro que determina esta diferencia se llama *relación de deslizamiento*, y viene definido por la expresión:

$$\lambda_i = \frac{v - \omega_i R_i}{\max(v, \omega_i R_i)} \quad i = d, t \quad (6.6)$$

Estudios experimentales para carreteras con distintas superficies y en distintas condiciones han revelado unas curvas deslizamiento-fricción bien definidas para las cuales se han desarrollado varios modelos matemáticos. De estos el más conocido es el modelo de Pacejka [24] dado por la siguiente expresión:

$$\mu_i(\lambda_i) = D \sin(C \arctan(B\lambda_i - E(B\lambda_i - \arctan(B\lambda_i)))) \quad i = d, t \quad (6.7)$$

Donde los coeficientes B , C , D y E se obtienen de un conjunto de más de cuarenta constantes determinadas a su vez de una serie de medidas experimentales. Para propósitos de simulación se pueden considerar cuatro tipos de

<i>Superficie</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>D</i>	<i>E</i>
<i>Asfalto seco</i>	10	1.9	1	0.97
<i>Asfalto mojado</i>	12	2.3	0.82	1
<i>Nieve</i>	5	2	0.3	1
<i>Hielo</i>	4	2	0.1	1

Cuadro 6.1: Coeficientes de Pacejka.

asfalto con características de fricción distintas:

- Asfalto normal: la carretera está seca y teóricamente es posible obtener la máxima fricción.
- Asfalto mojado: la fricción se reduce aproximadamente en un 20 %.
- Asfalto con nieve: la fricción se reduce en un 65 %.
- Asfalto con hielo: la fricción se reduce en un 85 %.

La tabla 6.1 contiene unos valores de los coeficientes de Pacejka para estos cuatro tipos de superficie que se adaptan bastante bien a las condiciones reales. Así mismo, la figura 6.3 muestra las curvas dadas por la expresión 6.7 para los cuatro tipos de superficie con los coeficientes dados en la tabla. En la realización de esta tesis sólo se ha considerado el caso de asfalto seco para la realización de las simulaciones.

6.4. Ruedas

Los subsistemas que describen el comportamiento dinámico de las ruedas tienen cuatro entradas y una salida. Las entradas son la fuerza de tracción F_x ejercida en el contacto neumático-carretera, el par de impulsión τ_e proporcionado por el tren de potencia, el par de frenado τ_b debido a la acción de los frenos, y la velocidad angular ω de las propias ruedas. Como salida proporcionan la misma velocidad angular.

La ecuación que describe la aceleración angular de las ruedas es la siguiente:

$$\dot{\omega}_i = \frac{\tau_{ei} + \tau_{ri} - \tau_{bi} - \tau_{di}}{J_i} \quad i = d, t \quad (6.8)$$

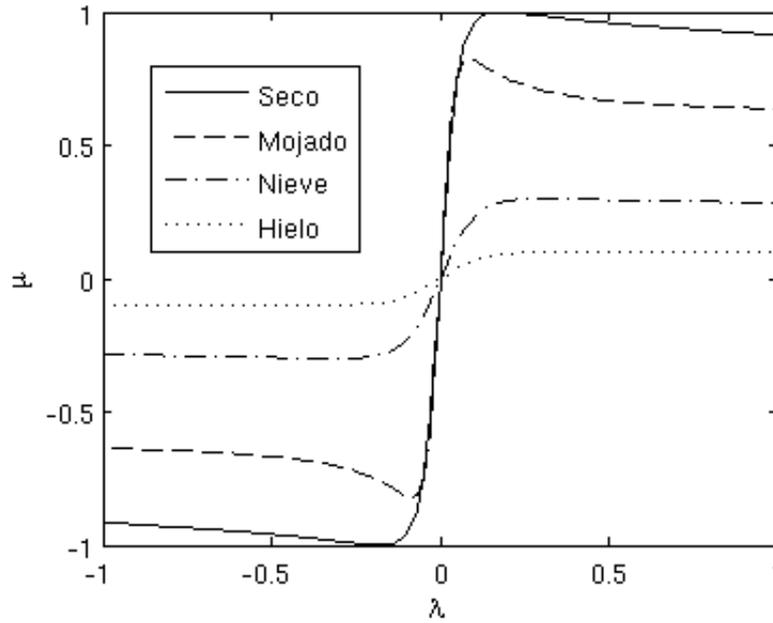


Figura 6.3: Curvas dadas por el modelo de Pacejka para cuatro tipos de asfalto.

siendo τ_e y τ_b los pares de aceleración y frenado proporcionados por el tren de potencia y los frenos respectivamente, τ_r el par de reacción en cada rueda debida a la tracción ejercida por los neumáticos y cuya expresión es:

$$\tau_{ri} = R_i F_{xi} \quad i = d, t \quad (6.9)$$

y τ_d el par de fricción viscosa cuya expresión es:

$$\tau_{di} = C_f i \omega_i \quad i = d, t \quad (6.10)$$

donde C_f un coeficiente de fricción viscosa.

6.5. Tren de potencia

El tren de potencia del vehículo incluye el motor mismo, así como el convertidor de par, la caja de cambios y el diferencial. Hay que mencionar que

el vehículo simulado es de tracción delantera, por lo que el par entregado a las ruedas traseras es nulo en el modelo empleado. Además, para simplificar las simulaciones, se ha considerado una caja de cambios automática de cinco velocidades. El bloque tiene como entradas la acción sobre el acelerador expresada en porcentaje, y la velocidad de giro de las ruedas delanteras. Como salida proporciona el par motor sobre las ruedas delanteras.

6.5.1. Característica Par-Velocidad del motor

En los vehículos modernos, la máxima velocidad de giro del motor se encuentra en torno a las 6000 *rpm*. Por ejemplo, un motor Mercedes Benz V8 es capaz de proporcionar un par máximo de unos 800 *Nm* a unas 3700 *rpm*. En este modelo de motor la curva par-velocidad se representa por una parábola obtenida experimentalmente de expresión:

$$T = 528,7 + 0,152 \cdot R - 0,0000217 \cdot R^2 \quad (6.11)$$

siendo T el par proporcionado por el motor, y R la velocidad del mismo en *rpm*. Esta curva se puede ver en la figura 6.4.

6.5.2. Dinámica del motor

Para simular el comportamiento dinámico del motor se modela la conversión de energía química en par de salida del mismo mediante una función de transferencia de primer orden (un retraso τ_{es}). Definiendo un coeficiente de transferencia de energía μ_e que gobierna la cantidad de par desarrollado como función del par máximo, la ecuación diferencial que corresponde a dicha función de transferencia es la siguiente:

$$\mu_e = 0,01 \cdot u_t - \tau_{es} \cdot \dot{\mu}_e \quad (6.12)$$

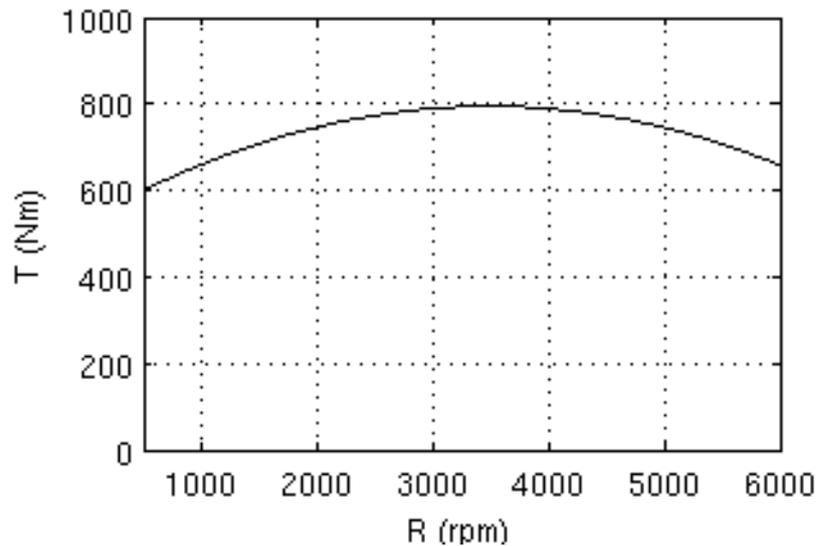


Figura 6.4: Curva par-velocidad del motor Mercedes-Benz V8.

Mediante la transformada de Laplace de esta ecuación se obtiene la función de transferencia buscada que resulta:

$$\frac{\mu_e(s)}{U_t(s)} = \frac{0,01/\tau_{es}}{s + 1/\tau_{es}} \quad (6.13)$$

donde u_t es la acción sobre el pedal del acelerador expresada como un valor entre el 0% y el 100%.

El par entregado a las ruedas delanteras τ_{ed} se obtiene mediante la expresión:

$$\tau_{ed} = \mu_e T_{max} \eta_g \eta_d \quad (6.14)$$

siendo η_g la reducción debida a la caja de cambios automática, y η_d la reducción debida al diferencial.

6.5.3. Caja de cambios automática

Hoy en día muchos vehículos tienen cajas de cambio automáticas controladas electrónicamente. Para facilitar la simulación se considera que el vehículo

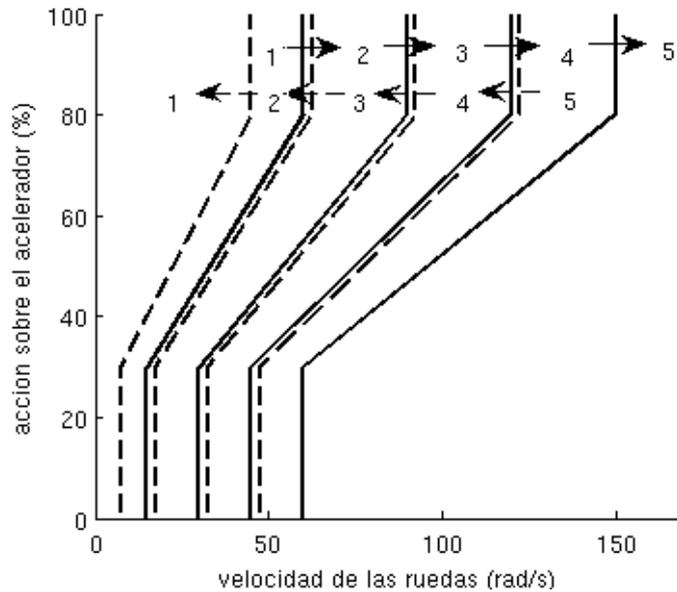


Figura 6.5: Mapa de velocidades de la caja de cambios automática. En línea continua se muestra el punto de cambio de velocidad durante la aceleración, y en línea discontinua lo mismo durante la deceleración.

incorpora una de estas cajas de cambio, eliminando de esta forma la interacción con el conductor. La unidad de control de los cambios automáticos actuales está conectada al bus de comunicaciones del vehículo (bus CAN generalmente), y ejecutan sofisticados algoritmos adaptativos que utilizan numerosas variables como la velocidad de giro del motor, la velocidad del vehículo, la acción sobre el acelerador, etc. Desde el punto de vista de la simulación es mejor representar la caja de cambios como un mapa que relaciona la marcha actual de la misma con la velocidad de las ruedas y la acción sobre el pedal del acelerador tal como se muestra en la figura 6.5. Este mapa permite al motor operar en la zona deseable de la curva de par la mayor parte del tiempo. También permite al motor aumentar su velocidad de giro proporcionalmente a la acción sobre el acelerador hasta que se aumente la marcha. Adicionalmente permite la reducción de la marcha en la caja de cambios debida a un aumento fuerte y repentino de la acción sobre el acelerador, lo que permite una aceleración brusca del vehículo.

6.6. Sistema de frenos

El sistema de frenos tiene como entradas la acción sobre el pedal de freno expresada en porcentaje y la velocidad de giro de las ruedas correspondientes. La señal de salida es el par de frenado aplicado sobre las ruedas.

De forma simplificada, la dinámica de la servoválvula y el sistema hidráulico puede ser modelada por un retraso de valor τ_{bs} , y las pinzas de freno se representan por una ganancia de presión K_c . Según esto, la presión aplicada sobre los discos de freno viene dada por la expresión:

$$p_{bi} = 1,5K_c u_{bi} - \tau_{bs} \dot{p}_{bi} \quad i = d, t \quad (6.15)$$

donde el factor 1,5 se debe a que la presión máxima ejercida por la bomba es de 150 *bares*. La función de transferencia que corresponde a esta ecuación diferencial es:

$$\frac{P_{bi}(s)}{U_{bi}(s)} = \frac{1,5K_c/\tau_{bs}}{s + 1/\tau_{bs}} \quad i = d, t \quad (6.16)$$

Finalmente la presión sobre los discos de freno es convertida en par de frenado mediante una relación de fricción que depende de la velocidad del vehículo, la temperatura y otros parámetros. La expresión utilizada para la presente tesis es:

$$\tau_{bi} = p_{bi} K_b \min\left(1, \frac{\omega_i}{\alpha_i}\right) \quad i = d, t \quad (6.17)$$

donde K_b es una constante de conversión presión-par. Se puede observar que el par de frenado disminuye a medida que la velocidad de las ruedas se aproxima a cero. Además, para velocidades por encima de un valor α , el par es proporcional a la presión.

6.7. Simulación del modelo dinámico

Finalmente, con el fin de validar el modelo descrito, se presentan los resultados de algunas simulaciones para dos casos comunes durante la conducción: la aceleración y el frenado, y se comparan con datos reales proporcionados por algunos fabricantes. Para ello es necesario seleccionar el valor de cada uno de

<i>Parámetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Descripción</i>
L	3,0 m	Longitud entre ejes
B	1,5 m	Distancia del eje delantero al C.D.G.
C	1,5 m	Distancia del eje trasero al C.D.G.
H	0,6 m	Altura del C.D.G.
m	1626 Kg	Masa del vehículo
J_i	4,5 Kg m^2	Momento de inercia de las ruedas
R_i	0,3 m	Radio de las ruedas
A	2,0 m 2	Área frontal del vehículo
C_d	0,29	Coefficiente de arrastre aerodinámico
C_r	0,01	Coefficiente de resistencia de rodadura
C_{fi}	0,1 Nm/rad s $^{-1}$	Coefficiente de fricción viscosa
τ_{es}	0,2 s	Parámetro de retraso del motor
τ_{bs}	0,2 s	Parámetro de retraso de los frenos
η_d	2,82	Reducción del diferencial
η_1	3,56	Reducción de la caja de cambios en 1 a
η_2	2,19	Reducción de la caja de cambios en 2 a
η_3	1,41	Reducción de la caja de cambios en 3 a
η_4	1,0	Reducción de la caja de cambios en 4 a
η_5	0,83	Reducción de la caja de cambios en 5 a
K_{bd}	11,5 Nm/Bar	Constante de conversión presión-par en el eje delantero
K_{bt}	5,5 Nm/Bar	Constante de conversión presión-par en el eje trasero
α_i	0,01	Umbral de proporcionalidad par-presión de frenado

Cuadro 6.2: Parámetros utilizados en el modelo de vehículo para la simulación.

los parámetros descritos en los apartados anteriores que afectan al comportamiento dinámico del vehículo. La tabla 6.2 da unos valores aproximados de dichos parámetros para un vehículo de pasajeros con un motor Mercedes Benz V8, sin buscar un modelo o marca en concreto. Los subíndices d y t hacen referencia a las ruedas delanteras y traseras respectivamente, mientras que el subíndice i se emplea para aquellos parámetros que sean iguales en ambos ejes.

6.7.1. Maniobra de aceleración

En la figura 6.6 se puede ver el resultado de la simulación de dos maniobras de aceleración partiendo del reposo, la primera con el acelerador pisado a fondo

($u_t = 100$) a la izquierda y la segunda con el acelerador en su posición media ($u_t = 50$) a la derecha, ambas con el freno completamente liberado ($u_b = 0$). Se puede observar en los gráficos superiores que la velocidad al cabo de un minuto en el primer caso es de unos 242 Km/h , mientras que en el segundo es de unos 120 Km/h . Además, en el primer caso se acelera de 0 a 100 en unos 5,2 segundos mientras que en el segundo caso este tiempo es de unos 9 segundos. Respecto a la distancia recorrida, en los gráficos centrales se observa que con el acelerador pisado a fondo se recorre el primer kilómetro en casi 24 segundos, mientras que con el acelerador pisado a la mitad el tiempo aumenta hasta casi 36 segundos. Al cabo de un minuto en el primer caso se ha recorrido una distancia de 3.393 metros, y en el segundo tan sólo 1.807 metros. Finalmente se observa en los gráficos inferiores que la velocidad de giro de las ruedas delanteras es ligeramente superior a la de las ruedas traseras en ambos casos, aunque la diferencia es bastante mayor con el acelerador pisado a fondo. Esto es lógico puesto que las ruedas delanteras proporcionan la tracción sobre el vehículo, mientras que las ruedas traseras son arrastradas por éste. Otro efecto bastante realista que se puede apreciar, es que con el acelerador pisado a fondo las ruedas delanteras giran a velocidad muy superior a las traseras durante los primeros segundos, indicando que están patinando sobre el asfalto. Este efecto es casi inapreciable con el acelerador accionado al 50 %.

Según los datos proporcionados por Mercedes-Benz España en su página web [21], un Mercedes E 500 incorpora un motor de características similares al simulado, y alcanza una velocidad máxima de 250 Km/h y tiene un tiempo de aceleración de 0 a 100 Km/h de 5,4 segundos, datos ambos que se aproximan bastante a los obtenidos mediante la simulación.

6.7.2. Maniobra de frenado

La figura 6.7 muestra el comportamiento de frenado del vehículo para dos velocidades iniciales distintas: 120 Km/h (izquierda) y 50 Km/h (derecha). En ambos casos se supone que no hay acción alguna sobre el pedal del acelerador (0 %), y que el pedal del freno está totalmente presionado (100 %). En los gráficos superiores se muestra la velocidad del vehículo y en los gráficos infe-

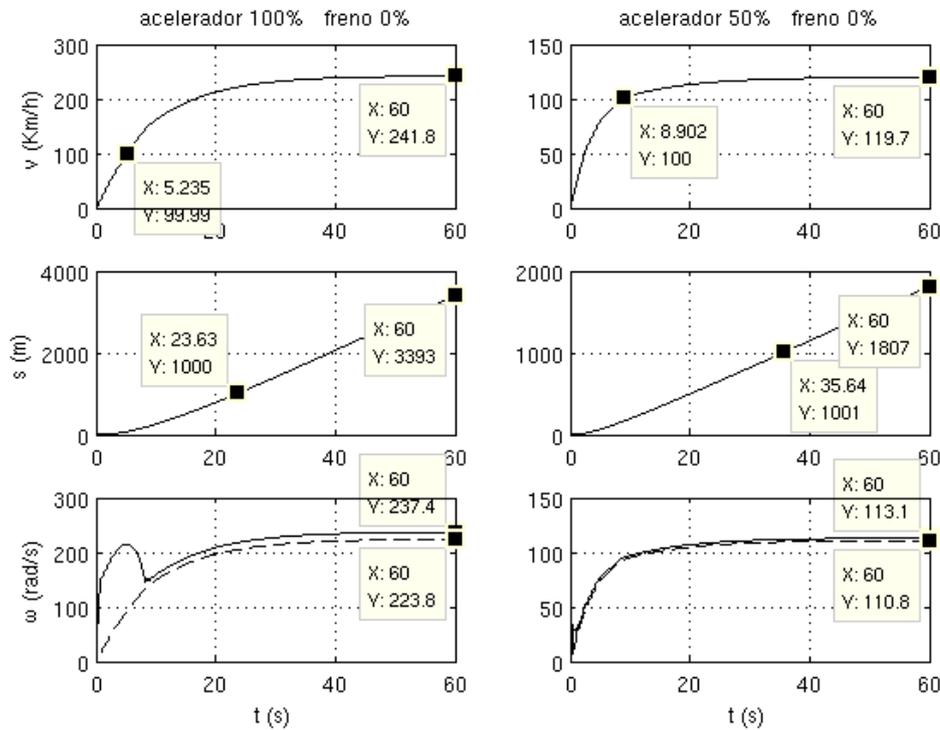


Figura 6.6: Simulación de la maniobra de aceleración con el acelerador al 100 % (izquierda) y al 50% (derecha), y el freno al 0%. Arriba: velocidad del vehículo. Centro: distancia recorrida. Abajo: velocidad angular de las ruedas delanteras (trazo continuo) y traseras (trazo discontinuo).

riores la distancia recorrida por el mismo en cada caso. Puede observarse que la velocidad disminuye de forma prácticamente lineal con el tiempo (excepto al principio de la maniobra). También se aprecia que la distancia recorrida por el vehículo hasta detenerse es de casi 48 metros cuando la velocidad inicial es de 120 Km/h , y de apenas 10 metros cuando es de 50 Km/h . Así mismo, los tiempos de frenado son respectivamente de 2,8 y 1,4 segundos. Hay que mencionar que estas maniobras se han simulado con un asfalto seco y sin pendientes. En caso de que el asfalto estuviera mojado o hubiera hielo o nieve, estas distancias serían superiores. También serían superiores en el caso de que el vehículo frenara en una carretera con pendiente negativa.

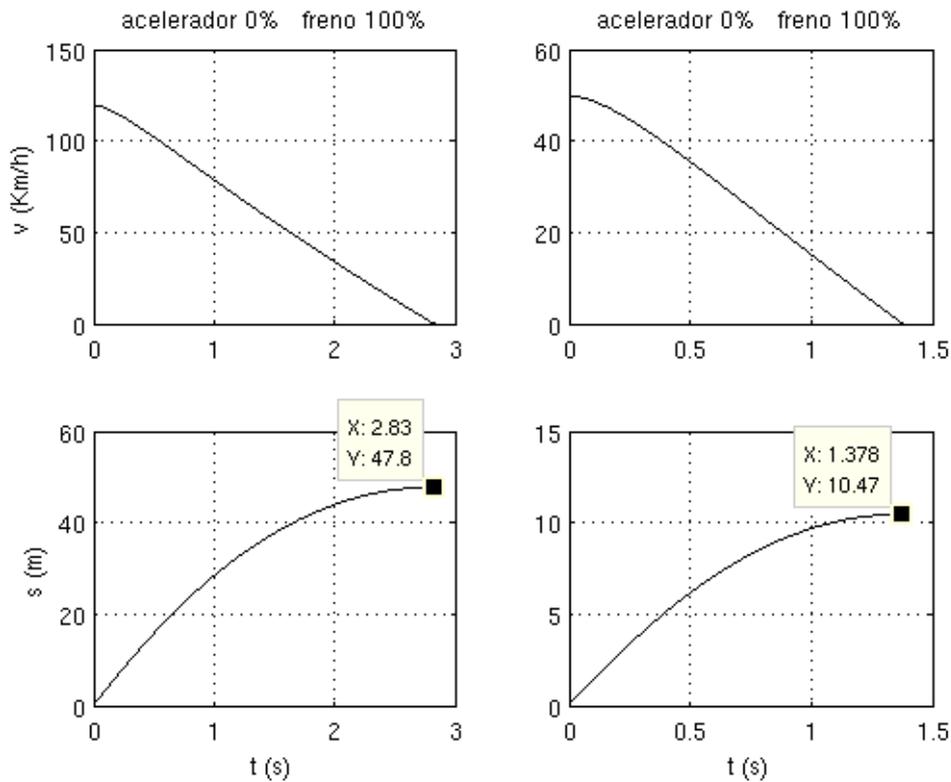


Figura 6.7: Simulación de la maniobra de frenado con el acelerador al 0% y el freno al 100% para dos velocidades iniciales distintas: 120 Km/h (izquierda) y 50 Km/h (derecha). Arriba: velocidad del vehículo. Abajo: distancia recorrida.

6.7.3. Curva velocidad-distancia de frenado

Para obtener la relación entre la velocidad inicial y la distancia de frenado, se considera que las únicas fuerzas que actúan sobre el vehículo son los rozamientos ejercidos entre los neumáticos y la carretera, es decir se desprecian otros efectos como la resistencia aerodinámica, lo que significa que los resultados que se obtengan serán sensiblemente superiores a la realidad. Entonces el equilibrio de fuerzas se expresa por:

$$-\mu mg = ma \implies a = -\mu g \quad (6.18)$$

<i>Vel. inic. (km/h)</i>	<i>Alfa Romeo 156</i>	<i>Audi A4</i>	<i>BMW 320d</i>	<i>Simulación</i>
60	13.5	15.0	13.8	16.2
100	38.6	40.2	38.3	39.3
120	58.3	61.3	55.5	53.8

Cuadro 6.3: Distancias de frenado en metros proporcionadas por los fabricantes para tres vehículos diferentes y a tres velocidades diferentes.

siendo m la masa del vehículo, g la gravedad, μ el coeficiente de rozamiento y a la deceleración. Se observa por tanto que dicha deceleración no depende de la masa del vehículo, sino sólo del coeficiente de rozamiento, ya que la aceleración de la gravedad es una constante. En particular, si se considera que el coeficiente de rozamiento es aproximadamente 1 (según la figura 6.3) en un asfalto seco, se obtiene una deceleración de frenado constante y aproximadamente igual a la aceleración de la gravedad, sea cual sea la masa del vehículo.

Si la aceleración de la expresión 6.18 se sustituye en la ecuación de la cinemática del movimiento uniformemente acelerado, se obtiene para el espacio recorrido desde que se acciona el freno hasta que el vehículo se detiene completamente:

$$s = \frac{v_0^2}{2\mu g} \quad (6.19)$$

siendo v_0 la velocidad inicial del vehículo y s la distancia recorrida durante el frenado. La figura 6.8 muestra la diferencia entre la expresión 6.19 y los resultados por simulación para velocidades entre 0 y 120 Km/h (máxima permitida en España). Como puede verse, a bajas velocidades los resultados son muy similares, pero a velocidades altas la simulación proporciona distancias menores. Esto es debido a que la expresión 6.19 no tiene en cuenta otros factores como la resistencia aerodinámica, tal como se mencionó anteriormente.

La tabla 6.3 muestra las distancias de frenado proporcionadas por los fabricantes para tres modelos de vehículos a tres velocidades diferentes, junto con los resultados de la simulación del modelo computacional para las mismas velocidades. Se puede observar la similitud de los datos.

La concordancia de los resultados de las simulaciones presentadas en este apartado con los datos obtenidos de diversos fabricantes, permiten confirmar

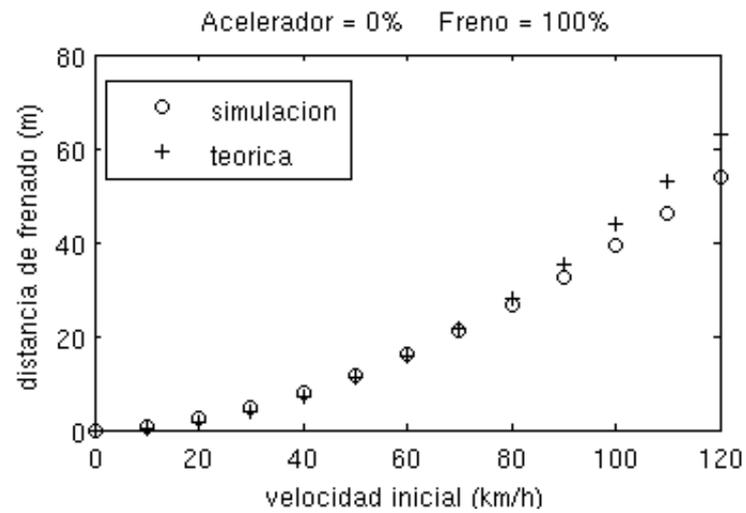


Figura 6.8: Distancia de frenado en función de la velocidad inicial obtenidas mediante simulación y mediante la expresión teórica 6.19.

la validez del modelo descrito, y por tanto su utilización para la simulación del funcionamiento de los sistemas inteligentes descritos en los siguientes apartados.

Capítulo 7

SISTEMA ULTRASÓNICO

7.1. Descripción

El sistema ultrasónico utilizado para las pruebas experimentales consiste en un transmisor-receptor de la marca Hexamite (modelo HX25TR), específicamente diseñado para aplicaciones en aire. Transmite una señal de 118dB con un lóbulo de radiación de $\pm 23^\circ$ de ancho, a una frecuencia nominal de 25,7KHz. La sensibilidad en la recepción es de -56dB/V/microbar. Según las especificaciones del fabricante, con este sensor es posible obtener ecos a distancias de hasta 50 metros con una circuitería relativamente sencilla. Además, sus reducidas dimensiones lo hacen ideal para su instalación en vehículos. Para mejorar su alcance y directividad se ha acoplado al mismo una bocina. En la figura 7.1 puede verse este sensor.

El sensor ultrasónico se acompaña de un módulo acondicionador de señales modelo HXSC25P, el cual se ve en la figura 7.2. Este acondicionador es capaz de utilizar dos sensores, uno funcionando como transmisor y el otro como receptor, o bien uno sólo funcionando como emisor-receptor. Esta segunda configuración es la utilizada en el desarrollo de esta tesis. En la figura 7.3 se ve su arquitectura y sus posibilidades de conexión. Como se aprecia en la figura, dispone de una salida en la que es posible capturar la señal ultrasónica filtrada y amplificada por un factor de 1000. También dispone de una salida digital activa cuando el nivel de señal supera un determinado umbral, lo que permite



Figura 7.1: Emisor-Receptor ultrasónico Hexamite HX25TR.

disparar y detener un contador para medir el tiempo de vuelo. Además dispone de una salida analógica cuyo valor de tensión es proporcional a dicho tiempo de vuelo, es decir, a la distancia recorrida por el impulso ultrasónico. En el presente trabajo de tesis se opta por registrar la señal ultrasónica completa y procesarla a continuación en un computador. Esto permite analizar dicha señal con detalle y comprobar la influencia de factores como el viento sobre la misma.

El acondicionador está conectado a un computador portátil estándar mediante una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments (modelo NI USB-6211), como la que se ve en la figura 7.4. Esta tarjeta tiene la ventaja de que se alimenta del puerto USB del computador, lo que evita la necesidad de fuentes de alimentación adicionales. Sus principales características según el fabricante son las siguientes:

- 16 entradas analógicas (16 bits, 250 kS/s).
- 2 salidas analógicas (16 bits a 250 kS/s).
- 4 entradas digitales y 4 salidas digitales.
- Contadores de 32 bits.
- Alimentado por bus USB para una mayor movilidad, conectividad de señal integrada.
- Transferencia de datos bidireccional a alta velocidad en USB.

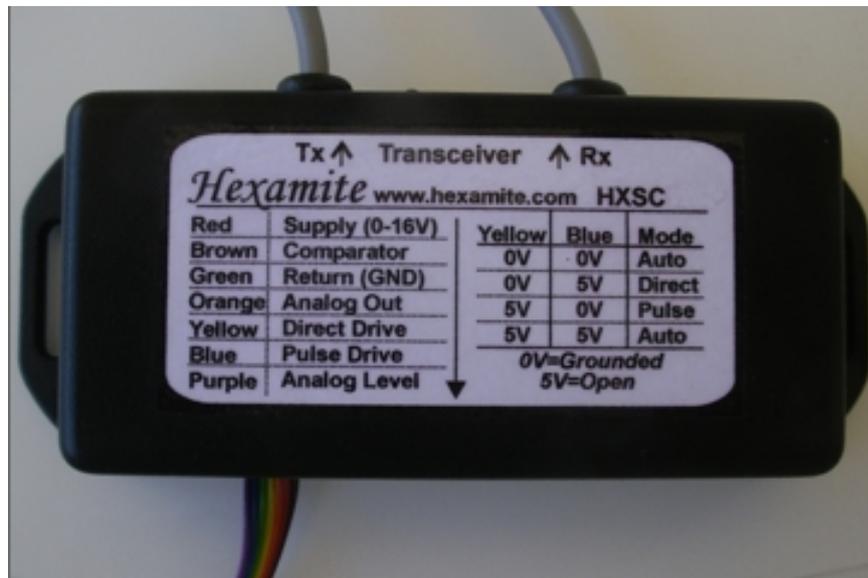


Figura 7.2: Acondicionador de señales HXSC25P de la marca Hexamite.

También se conecta a la tarjeta de adquisición un anemómetro ultrasónico Young 81000 como el mostrado en la figura 7.5. Este dispositivo permite medir las tres componentes del vector velocidad del viento, así como la temperatura centígrada. Sus principales características son:

- Rango de velocidad del viento: 0 a 40m/s con una resolución de 0,01m/s.
- Rango de azimut del viento: 0 a 360 grados con una resolución de 0,1 grados.
- Rango de elevación del viento: ± 60 grados con una resolución de 0,1 grados.
- Rango de temperatura: ± 50 grados centígrados con una resolución de 0,01 grados.
- Varios formatos de salida incluidos puerto serie y salidas analógicas.

Todo el sistema se alimenta con un par de baterías de 12 voltios (en el futuro será de la propia batería del vehículo), y se monta sobre un vehículo de pruebas

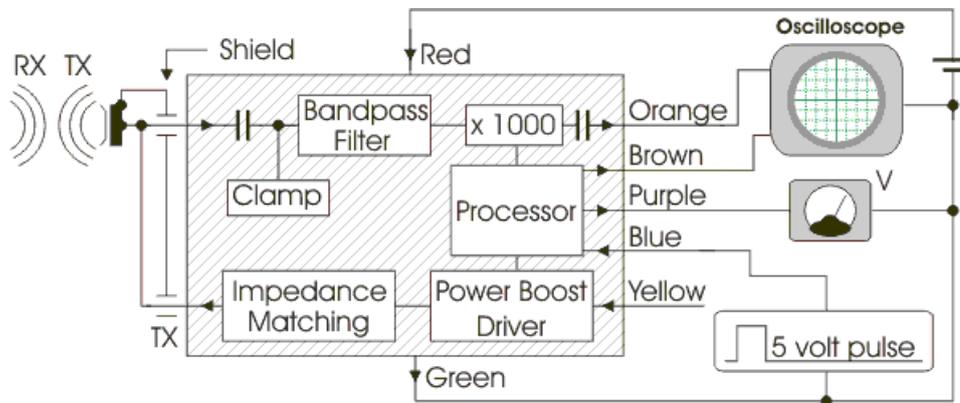


Figura 7.3: Acondicionador de señales HXSC25P de Hexamite, y sus posibilidades de conexión.

que puede verse en la figura 7.6. Se puede apreciar la bocina situada en la parte delantera, sobre la matrícula. Se trata de un vehículo eléctrico con una velocidad máxima de 40 Km/h, y una autonomía de 80 Km.

El funcionamiento del sistema es el siguiente: mediante la tarjeta de adquisición se excita al sensor para que emita un impulso ultrasónico de corta duración (cinco milisegundos aproximadamente), y se recoge la señal procedente del mismo con una frecuencia de muestreo de 250KHz (es decir, diez veces superior a la nominal del sensor), durante un tiempo máximo de 0,1 segundos. Durante este tiempo, el impulso ultrasónico es capaz de recorrer aproximadamente 34 metros (17 de ida y 17 de vuelta). En la señal captada se encontrarán los ecos de los vehículos situados por delante en el sentido de la marcha. Se puede estimar la distancia al vehículo precedente multiplicando el tiempo transcurrido desde la emisión (tiempo de vuelo) por la velocidad del sonido, y dividiendo el resultado por dos, aunque como se verá en la sección 7.5, esta simplificación implica una serie de errores. Si al cabo de 0,1 segundos no se ha detectado ningún eco, el sistema considera que no hay ningún vehículo por delante. El proceso se repite cada 0,2 segundos (es decir, cinco veces por segundo), tiempo suficiente para realizar el procesado de la señal y ejecutar el algoritmo de control.

El sistema de control se implementa en un computador portátil. Se encarga



Figura 7.4: Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6211 de National Instruments.

de procesar la señal ultrasónica para extraer el tiempo de vuelo y, a partir de él, estimar la distancia entre vehículos. La velocidad relativa se obtiene con la diferencia de distancias entre dos medidas consecutivas y el período de muestreo. Estos dos parámetros son las entradas al sistema de control. El computador ejecuta el algoritmo de control y proporciona como salidas del mismo las acciones sobre los sistemas de acelerador y freno del vehículo.

7.2. Procesado de la señal ultrasónica

Todo el procesado de las señales ultrasónicas se ha realizado fuera de línea por software, después de su adquisición en situaciones reales, es decir, con el vehículo experimental siguiendo a otro vehículo. Esto permite probar varios algoritmos para seleccionar el que mejores resultados proporcione en la detección de dichos vehículos. Esta detección se lleva a cabo obteniendo de la señal procesada el tiempo de vuelo del máximo de la misma, excluyendo el impulso de disparo.

Se han seguido dos caminos para el procesado de la señal. El primero consiste en el filtrado y amplificación de la misma. En el segundo se sustituye el filtrado por la correlación con el impulso de disparo.

El filtrado de la señal ultrasónica se realiza mediante un filtro tipo But-



Figura 7.5: Anemómetro ultrasónico de tres ejes.

terworth paso-banda de segundo orden, con frecuencias de corte inferior de 24KHz y superior de 26KHz. Estas frecuencias han sido seleccionadas a partir del espectro de la señal, obtenido aplicando la transformada de Fourier definida en el apartado 4.3.1. En la figura 7.7 puede verse el espectro correspondiente a una de las señales capturadas. En la parte izquierda se observa el espectro completo desde la frecuencia cero hasta la frecuencia de Nyquist, es decir, la mitad de la frecuencia de muestreo. En ella se observa un máximo a 25,19KHz que es la frecuencia principal del sensor, y un armónico a 75,74KHz. En la parte derecha se observa con más detalle la región comprendida entre los 20 y los 30KHz, apreciándose dos mínimos situados en 24KHz y 26KHz aproximadamente, de ahí que éstas haya sido seleccionadas como frecuencias de corte del filtro. Hay que decir que el espectro varía ligeramente de una señal a otra debido a las cambiantes condiciones meteorológicas (temperatura y viento principalmente) y la variación de velocidad relativa entre vehículos, pero en todos los casos observados la mayor parte de la energía de la señal se concentra entre esas dos frecuencias.



Figura 7.6: Vehículo experimental.

La amplificación de la señal (filtrada o correlada con el impulso de disparo) consiste en la multiplicación de la misma por una ganancia creciente con el tiempo para compensar la atenuación de la onda, con valores comprendidos entre 1 (para tiempo cero) y 100 (para el tiempo máximo). Se han probado tres funciones de ganancia diferentes (lineal, exponencial de pendiente creciente, y exponencial de pendiente decreciente), que pueden verse en la figura 7.8 y cuyas expresiones son:

$$\begin{aligned}
 g_1(t) &= 1 + 99 \frac{t}{0,1} \\
 g_2(t) &= 10^{2 \frac{t}{0,1}} \\
 g_3(t) &= 1 + 100 \left(1 - 10^{-2 \frac{t}{0,1}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

La figura 7.9 muestra la señal ultrasónica real recibida por el sistema ultrasónico instalado en el vehículo de pruebas, cuando se encontraba circulando por detrás de otro vehículo. En la parte superior se observa la señal tal y como se recoge del acondicionador, siendo el único procesado que ha recibido la normalización de la misma, para su mejor visualización y comparación. A simple vista apenas se aprecia un eco procedente del vehículo delantero, prácticamente enmascarado por el nivel de ruido presente en la señal. En la parte central

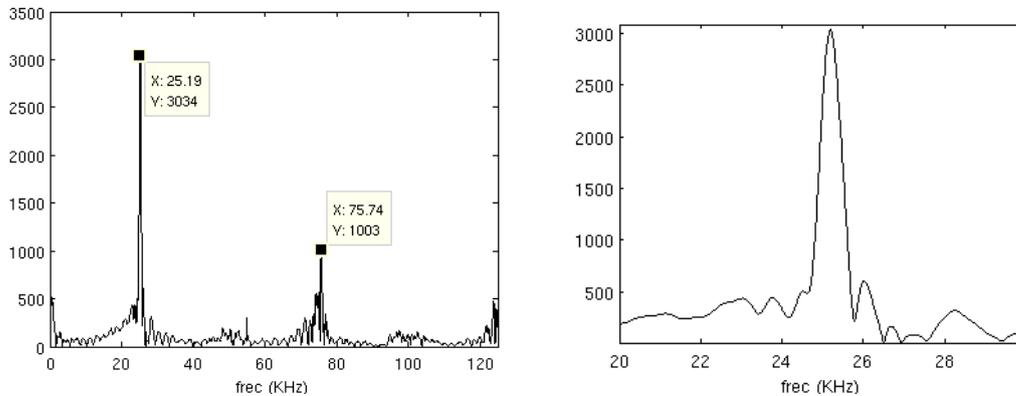


Figura 7.7: Espectro de la señal captada por el sistema ultrasónico experimental. Izquierda: espectro total; derecha: ampliación del espectro entre 20KHz y 30KHz.

se muestra la misma señal filtrada, amplificada por la ganancia g_3 y normalizada, y claramente se observa la presencia del vehículo precedente al cabo de unos 53 milisegundos. Para obtener el tiempo de vuelo habría que comparar la señal con un nivel umbral lo suficientemente alto para evitar falsos ecos, pero lo más bajo posible para evitar retardos ficticios. La selección de un buen nivel umbral suele ser bastante problemática, y muchas veces es mejor obtener el máximo directamente y luego restar un valor de tiempo prefijado. Finalmente, en la parte inferior se muestra de nuevo la misma señal, pero correlada con el impulso de disparo, amplificada por la misma ganancia g_3 y normalizada. En ésta última se aprecia una resolución mucho mayor para detectar el impulso ultrasónico reflejado en el vehículo precedente. La principal ventaja de la correlación, es que el máximo de la señal correlada coincide con el inicio del impulso ultrasónico captado, y por tanto proporciona el tiempo de vuelo de una forma más precisa que el máximo de la señal filtrada, haciendo innecesaria la comparación con un umbral. Hay que decir que se ha seleccionado la ganancia g_3 porque ha proporcionado los mejores resultados para la eliminación de falsos ecos, como se verá más adelante.

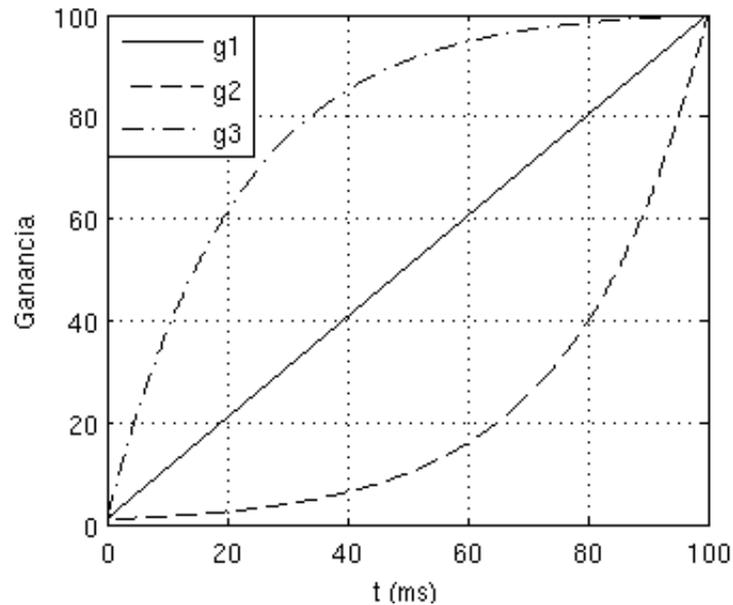


Figura 7.8: Funciones de ganancia aplicadas a la señal ultrasónica.

7.3. Extracción de la distancia entre vehículos

Una vez obtenida y procesada la señal, se debe extraer de ella el tiempo de vuelo del impulso ultrasónico. Para ello, en las dos vías de procesado descritas en el apartado anterior se procede directamente a encontrar el máximo de dicha señal, excluyendo de la misma el impulso de disparo. Se hace notar que en el caso de la señal filtrada, este máximo estará retrasado respecto del valor real del tiempo de vuelo, pero procediendo de esta manera se evita la comparación con un nivel umbral, y se obtienen resultados aproximados. Posteriormente, con la temperatura proporcionada por el anemómetro ultrasónico se obtiene la velocidad de propagación del sonido. Finalmente, a partir de ésta y del tiempo de vuelo se obtiene la distancia de separación entre vehículos.

En la figura 7.10 se ven las distancias obtenidas para un caso real en el que el vehículo equipado con el sistema ultrasónico sigue a otro vehículo durante un tiempo de 50 segundos, variando la distancia entre ambos, mediante los dos métodos de procesado descritos. Las señales han sido tomadas a razón de dos

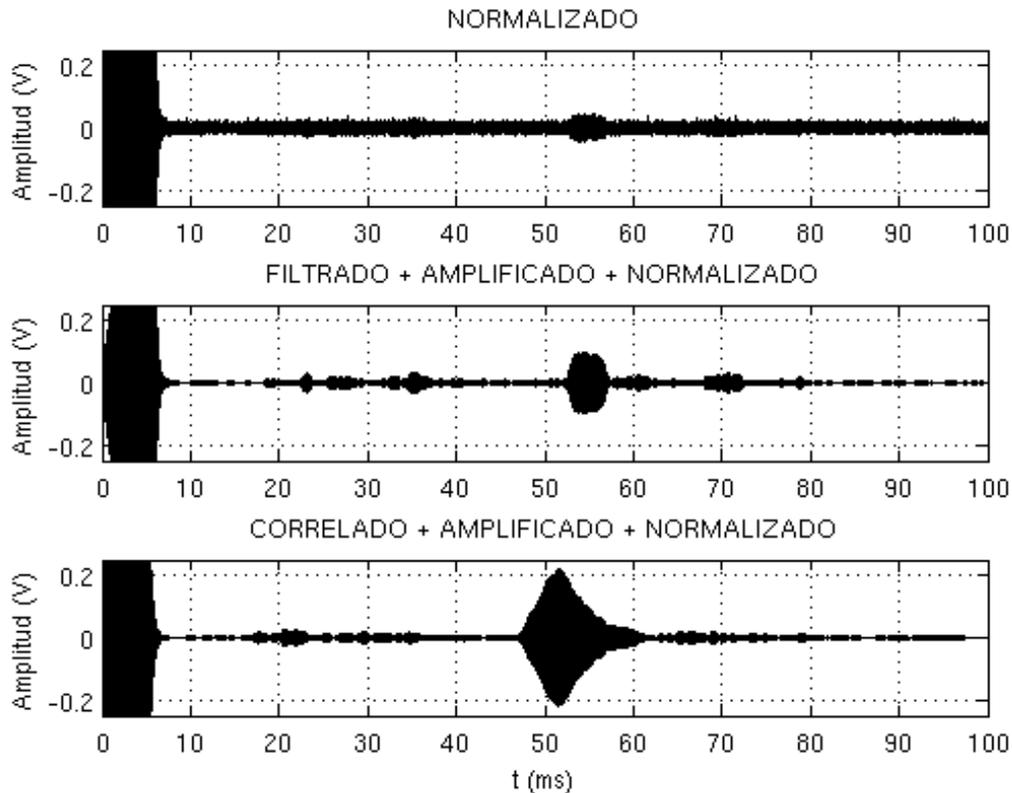


Figura 7.9: Señal captada por el sistema ultrasónico instalado en el vehículo de pruebas circulando detrás de otro vehículo. Arriba: señal normalizada; centro: señal filtrada, amplificada y normalizada; abajo: señal correlada con el impulso de disparo, amplificada y normalizada.

por segundo, es decir, un total de 100.

Se puede observar que para el caso de las señales filtradas se producen algunos falsos ecos a partir de los 30 segundos aproximadamente. Esto se debe que el impulso ultrasónico es demasiado pequeño por tratarse de distancias grandes, y artefactos presentes en la señal por delante del mismo son interpretados como ecos válidos. Estos falsos ecos pueden ser debidos a irregularidades en la carretera, bordillos, señales de tráfico, etc. combinados con unas turbulencias relativamente fuertes.

En el caso de las señales correladas con el impulso de disparo, en cambio, no

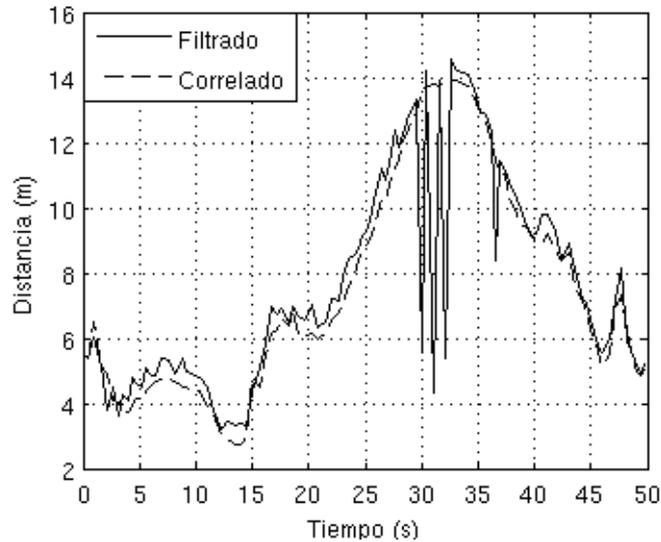


Figura 7.10: Distancias medidas durante una maniobra de seguimiento mediante las dos técnicas de procesado descritas.

se produce este efecto, ya que la correlación proporciona una mayor resolución, tal como se dijo en el apartado anterior. También se observa que las distancias obtenidas de los máximos de estas señales son sensiblemente inferiores a las obtenidas mediante las señales filtradas. Esto se debe al retraso introducido en el cálculo del tiempo de vuelo por la utilización directa de los máximos en lugar de la comparación con un nivel umbral.

En la figura 7.11 se ven las condiciones atmosféricas en las que ha sido realizado el experimento. Se pueden apreciar los relativamente fuertes cambios de la velocidad y dirección del viento, los cuales son sintomáticos de turbulencias. También se aprecian las variaciones de temperatura registradas, provocadas por las turbulencias y por la presencia de sombras durante el recorrido.

Se puede mejorar el comportamiento del sistema en la medida de distancias, si para el cálculo de la misma se tiene en cuenta la obtenida en el procesado de la señal anterior, es decir, incorporando memoria al sistema. Por ejemplo, se puede realizar la media ponderada entre la distancia obtenida en la señal actualmente procesada, y la obtenida en la señal anterior. Los pesos de ponderación pueden

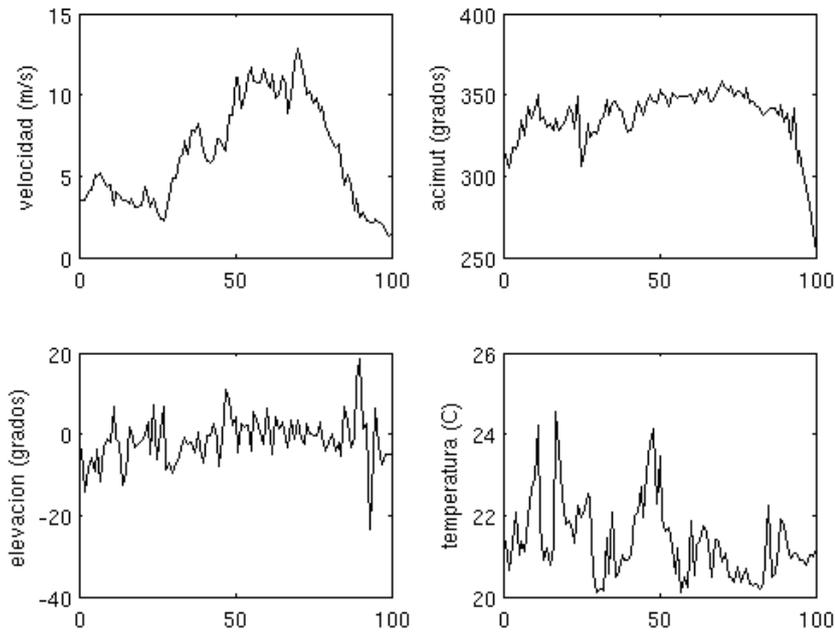


Figura 7.11: Condiciones meteorológicas del experimento de seguimiento. Arriba izquierda: velocidad del viento. Arriba derecha: azimuth respecto del sentido de marcha. Abajo izquierda: elevación respecto de la horizontal. Abajo derecha: temperatura centígrada.

ser las amplitudes de los máximos correspondientes. Esto sería equivalente a realizar un filtrado de la distancia con un filtro de coeficientes variables. La expresión matemática sería la siguiente:

$$d_i = \frac{a_i d_i + a_{i-1} d_{i-1}}{a_i + a_{i-1}} \quad (7.2)$$

siendo d_i la distancia obtenida en el paso actual, d_{i-1} la obtenida en el paso anterior, a_i la amplitud del máximo actual y a_{i-1} la del máximo anterior. En la figura 7.12 se muestra el resultado de la aplicación de esta técnica a las distancias mostradas en la figura 7.10. Como se puede apreciar, las variaciones de distancia son mucho menos abruptas. Para el caso de las señales filtradas el efecto de los falsos ecos se ha atenuado bastante, aunque aún está presente.

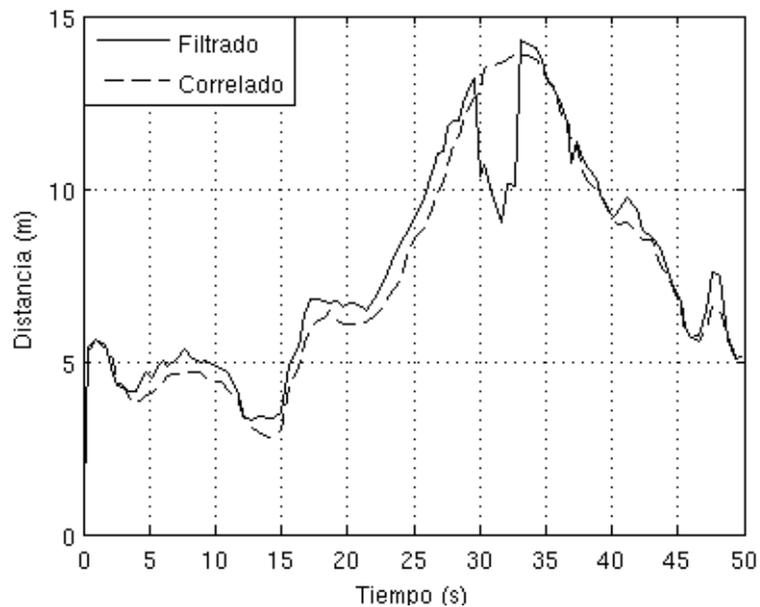


Figura 7.12: Distancias obtenidas aplicando el método de ponderación.

7.4. Localización por triangulación

Con un único sensor funcionando como transmisor-receptor es posible medir la distancia entre vehículos, tal como se describe en el apartado anterior, pero nada se sabe con certeza de la localización exacta del vehículo precedente. Debido a la anchura del lóbulo de radiación, se podría detectar (sobre todo a grandes distancias) la presencia de un vehículo que no estuviera directamente en la trayectoria de marcha, y provocar una acción injustificada sobre el sistema de frenado. Aunque se ha acoplado una bocina para aumentar el alcance y mejorar la directividad, aún puede ser necesario emplear alguna técnica que permita averiguar con precisión la localización exacta de dicho vehículo.

La técnica de localización conocida como *triangulación* es ampliamente utilizada en otros campos como la robótica móvil. Consiste en emitir el pulso ultrasónico con un transductor central y recibir el eco con otros dos situados a los lados del primero. La situación se muestra en la figura 7.13, en la que se aprecia el transductor utilizado como emisor (E), y los utilizados como

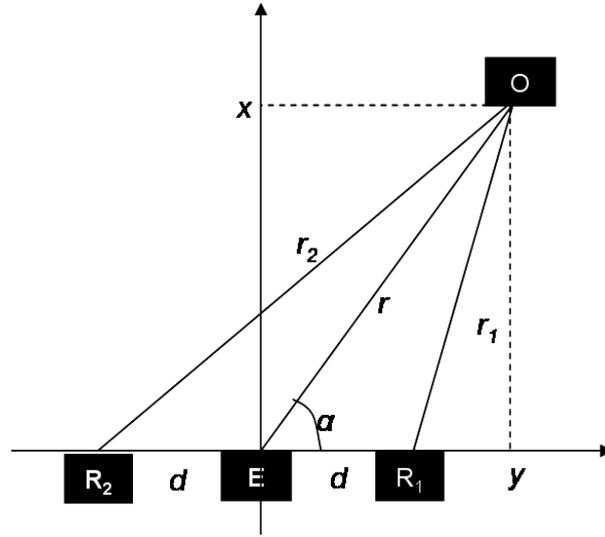


Figura 7.13: Esquema utilizado para la triangulación.

receptores (R_1 y R_2), a los lados del primero y separados por una distancia d del mismo. También se observa la posición del objeto a detectar (O), situado a una distancia x por delante del emisor, y una distancia lateral y respecto del mismo. El objetivo del sistema es encontrar los valores x e y a partir de los tiempos de vuelo t_{v1} y t_{v2} obtenidos de los ecos recogidos por ambos receptores, y de la velocidad de propagación del sonido c_s . Estos valores se pueden calcular aplicando trigonometría mediante la siguiente secuencia de fórmulas:

$$\begin{aligned}
 r &= \frac{c_s^2 (t_{v1}^2 + t_{v2}^2) - 2d^2}{2c_s(t_{v1} + t_{v2})} \\
 r_1 &= c_s t_{v1} - r \\
 \cos \alpha &= \frac{r^2 + d^2 - r_1^2}{2rd} \\
 y &= r \cos \alpha \\
 x &= \sqrt{r^2 - y^2}
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Una vez conocidas estas distancias es posible descartar ecos presentes en la señal que se correspondan con objetos situados fuera de la trayectoria del vehículo, o incluso detectar cuándo el vehículo precedente toma una curva.

7.5. Análisis de errores

El objetivo del presente apartado es analizar las principales fuentes de errores que afectan al sistema de control en la medida del tiempo de vuelo, y tratar de acotar su valor máximo en el rango de funcionamiento de dicho sistema para condiciones de tráfico urbano. Las entradas al sistema de control son la distancia entre vehículos y su velocidad relativa. La primera se calcula a partir del tiempo de vuelo del impulso ultrasónico, y la segunda a partir de la diferencia de distancias entre dos medidas consecutivas.

La primera fuente de error a considerar está en la propia medida del tiempo de vuelo. Generalmente éste se determina comparando el valor de tensión de la envolvente de la señal ultrasónica con un valor umbral. Se considera como tiempo de vuelo el transcurrido desde el comienzo de la emisión del impulso ultrasónico, hasta el instante en que la envolvente supera dicho valor umbral. Por lo tanto, la elección de este umbral afecta sensiblemente al tiempo de vuelo. Este valor debe ser lo más bajo posible para evitar retrasos ficticios, pero más alto que el nivel de ruido presente en la señal ultrasónica, para evitar falsas detecciones. Estos errores provocados por la elección del nivel umbral pueden ser del orden de las décimas de milisegundo en un sistema convencional. También afecta a la medida del tiempo de vuelo la precisión del dispositivo de medida. Precisiones del orden de un microsegundo son comunes si se emplean microcontroladores convencionales, valores muy por debajo de los errores proporcionados por la elección del nivel umbral.

La segunda fuente de error proviene de la medida del valor de la velocidad de propagación del sonido. Como se vio en el capítulo 3, dicha velocidad depende de la temperatura del aire, la cual puede ser conocida si el sistema ultrasónico incorpora un sensor para su medida, o se extrae de la electrónica del automóvil, ya que hoy en día casi todos los modelos disponen de sensores de temperatura exterior. En este caso la imprecisión en la medida de la distancia entre vehículos vendrá determinada por la precisión del sistema de medida de temperatura. Si no se dispone de este dato, habrá que utilizar un valor de temperatura ambiente promedio que podría ser para España por ejemplo de 15°C , para la cual la velocidad del sonido en el aire es de $340,75\text{m/s}$.

Otro factor que afecta también a la velocidad de propagación del sonido es la presencia de viento y las turbulencias provocadas por el mismo y por el movimiento de los vehículos. Como se vio en el capítulo 3, la velocidad del viento en cada punto debería ser sumada vectorialmente a la velocidad de propagación del sonido para conocer con precisión la distancia de separación entre vehículos. Si se conoce el valor promedio de la componente de velocidad del viento en la dirección de propagación, puede utilizarse para el cálculo de la distancia entre vehículos. Sin embargo, hoy en día es imposible conocer este dato en tiempo real a bordo de un vehículo normal. Además, aunque fuera un dato conocido, las turbulencias provocarían desviaciones instantáneas tanto más fuertes cuanto mayor fuera la velocidad del viento y de los vehículos.

Por último, otra fuente de error a considerar proviene del hecho de que para calcular con precisión la distancia de separación entre vehículos a partir del tiempo de vuelo, es necesario conocer también las velocidades absolutas de ambos vehículos, datos de los que no se dispone utilizando tan sólo la información proporcionada por el sistema ultrasónico. Este error podría disminuirse si en lugar de la velocidad relativa se utilizara para el control la velocidad absoluta del vehículo controlado extraída de la electrónica del mismo, aunque persistiría un error debido al desconocimiento de la velocidad del vehículo precedente.

A continuación se analizan cuantitativamente las distintas fuentes de error que afectan al funcionamiento del sistema, para lo cual se comienza por deducir la expresión que relaciona la separación entre vehículos con el tiempo de vuelo y sus velocidades absolutas.

Supongamos como se muestra en la figura 7.14 que en un instante dado ($t = 0$) el vehículo controlado circula con velocidad constante v_2 , por detrás de otro vehículo el cual, a su vez, circula a velocidad v_1 también constante, y separados una distancia desconocida d . En ese instante el sistema ultrasónico del vehículo controlado emite un impulso, el cual viaja por el aire con velocidad de propagación c_s . Supongamos además que el viento tiene una componente de velocidad en la dirección del movimiento de los vehículos de valor v_v . Dicho impulso alcanzará al vehículo precedente en el instante $t = t_1$. Entonces es reflejado y emprende el camino de regreso hacia el vehículo controlado. Si t_2 es el tiempo que dura el camino de regreso, entonces el tiempo de vuelo del

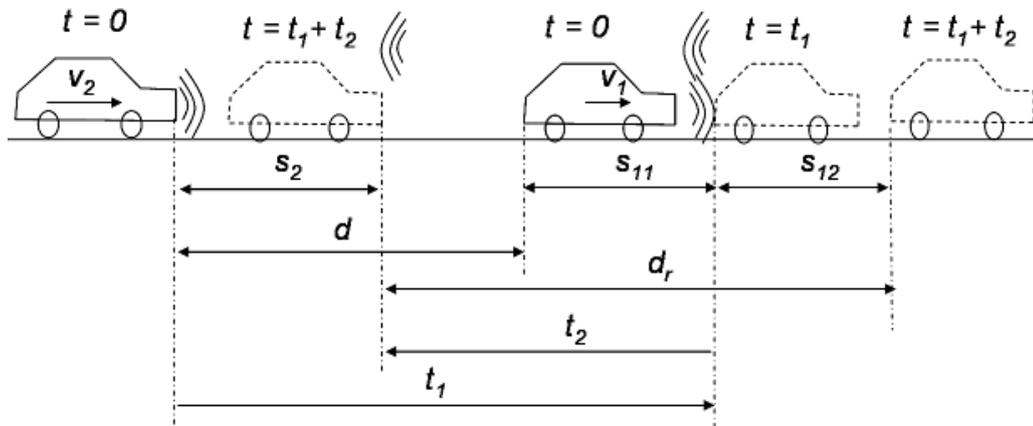


Figura 7.14: Situación de los vehículos durante la acción del control.

impulso ultrasónico será $t_v = t_1 + t_2$. Realizando unos pocos cálculos estos tiempos de ida y vuelta se pueden expresar en función de la separación inicial y de las velocidades de ambos vehículos y del viento por:

$$t_1 = \frac{d}{c_s + v_v - v_1} \quad (7.4)$$

$$t_2 = \frac{d(c_s + v_v - v_2)}{(c_s + v_v - v_1)(c_s - v_v + v_2)}$$

Sumando ambos se obtiene el tiempo de vuelo, y despejando la distancia inicial en función del mismo resulta:

$$d = \frac{(c_s + v_v - v_1)(c_s - v_v + v_2)t_v}{2c_s} \quad (7.5)$$

es decir, se puede calcular la separación inicial entre vehículos si se conocen todas las velocidades y se mide el tiempo de vuelo del impulso ultrasónico. Sustituyendo dicha distancia en las ecuaciones 7.4 se puede entonces calcular los tiempos de ida y vuelta de mismo, aunque esto no es necesario para nuestro sistema.

Sin embargo, el tiempo de vuelo no es conocido en el instante inicial, sino una vez transcurrido dicho tiempo (despreciando el tiempo de procesado de la

señal ultrasónica). En este instante los vehículos habrán recorrido unas distancias $d_1 = v_1 t_v$ y $d_2 = v_2 t_v$ respectivamente, con lo que su separación al cabo de un tiempo t_v será:

$$d_r = d + d_1 - d_2 = \frac{(c_s - v_v + v_1)(c_s + v_v - v_2) t_v}{2c_s} \quad (7.6)$$

El error absoluto total en la medida de la distancia será la suma de los errores debidos a las imprecisiones en cada uno de los parámetros que intervienen en la expresión anterior, los cuales se pueden obtener por derivación respecto de cada uno de ellos. Se obtiene entonces:

$$\begin{aligned} \delta d_r &= \frac{\partial d_r}{\partial t_v} \delta t_v + \frac{\partial d_r}{\partial c_s} \delta c_s + \frac{\partial d_r}{\partial v_v} \delta v_v + \frac{\partial d_r}{\partial v_1} \delta v_1 + \frac{\partial d_r}{\partial v_2} \delta v_2 \\ &= \frac{(c_s - v_v + v_1)(c_s + v_v - v_2)}{2c_s} \delta t_v + \dots \\ &+ \frac{t_v}{2} \left[1 + \frac{(v_1 - v_v)(v_2 - v_v)}{c_s^2} \right] \delta c_s + \dots \\ &+ \frac{(v_1 + v_2 - 2v_v) t_v}{2c_s} \delta v_v + \frac{t_v(c_s + v_v - v_2)}{2c_s} \delta v_1 - \frac{t_v(c_s - v_v + v_1)}{2c_s} \delta v_2 \end{aligned} \quad (7.7)$$

El error relativo será el cociente entre el error absoluto y el valor real, es decir, entre las expresiones 7.7 y 7.6:

$$\begin{aligned} \frac{\delta d_r}{d_r} &= \frac{1}{t_v} \delta t_v + \frac{c_s^2 + (v_1 - v_v)(v_2 - v_v)}{c_s(c_s - v_v + v_1)(c_s + v_v - v_2)} \delta c_s + \dots \\ &+ \frac{v_1 + v_2 - 2v_v}{(c_s + v_v - v_2)(c_s - v_v + v_1)} \delta v_v + \dots \\ &+ \frac{1}{c_s - v_v + v_1} \delta v_1 - \frac{1}{c_s + v_v - v_2} \delta v_2 \end{aligned} \quad (7.8)$$

Para hacernos a la idea de las magnitudes cada término, se analizan a continuación uno a uno.

7.5.1. Error debido a la imprecisión en el tiempo de vuelo

Como se mencionó más arriba las imprecisiones en la medida del tiempo de vuelo provienen de dos fuentes principales. En primer lugar, la elección del nivel de tensión umbral empleado para la determinación del instante en que llega la señal ultrasónica al receptor puede provocar desviaciones del orden de las décimas de milisegundo. En segundo lugar, la precisión del dispositivo de medida de tiempos, que como se dijo anteriormente puede ser del orden de un microsegundo o menos con un microcontrolador convencional, valor mucho menos importante que el debido al umbral, por lo que no será tenido en cuenta.

El error absoluto debido a la imprecisión en el tiempo de vuelo corresponde al primer sumando del lado derecho de la expresión 7.7. Como se puede observar este error es independiente del tiempo de vuelo, es decir, de la distancia entre vehículos. Aumenta linealmente con la velocidad del vehículo delantero v_1 , y disminuye linealmente con la del vehículo trasero v_2 , con lo que su valor máximo en tráfico urbano se dará cuando el vehículo delantero circule a 50Km/h (máxima permitida) y el vehículo trasero esté detenido. Si suponemos que no hay viento, y si tomamos una temperatura de referencia de 15°C , la velocidad de propagación del sonido es $c_s = 340,75\text{m/s}$. Suponiendo una imprecisión en el tiempo de vuelo $\delta t_v = 0,1\text{ms}$, el error absoluto máximo será de $17,7\text{mm}$ sea cual sea la distancia entre vehículos.

En cambio, el error relativo debido a la imprecisión en la medida del tiempo de vuelo (primer sumando de la expresión 7.8), es inversamente proporcional a dicho valor, o lo que es lo mismo, a la separación entre vehículos. El error relativo aumenta a medida que el tiempo de vuelo disminuye. Si consideramos un valor $t_v = 0,01\text{s}$, que corresponde a una separación de $1,7732\text{m}$ en las condiciones descritas, distancia bastante corta en un tráfico real, el error relativo es del 1%. Puesto que este error está calculado para un caso muy desfavorable, se puede concluir que el tiempo de vuelo no es un parámetro que afecte demasiado al buen funcionamiento del sistema de control.

7.5.2. Error debido a la imprecisión en la velocidad del sonido

La imprecisión en el valor de la velocidad de propagación del sonido en aire vendrá dada principalmente por el error en la medida de la temperatura o su desconocimiento total. Si la temperatura es medida mediante un sensor incorporado al sistema, la exactitud de dicha medida dependerá de la precisión de dicho sensor, y el error cometido será en general pequeño. Si el sistema no incorpora un sensor de temperatura, habrá que utilizar un valor estimado promedio anual de la zona de circulación. Como se dijo en la introducción del apartado, un valor apropiado para España podría ser $15^{\circ}C$. A esta temperatura la velocidad de propagación es de $340,75m/s$. Este es el caso de los sistemas de control propuestos en esta tesis.

El error absoluto producido por la incertidumbre en la velocidad de propagación del sonido en el aire corresponde al segundo sumando de la expresión 7.7. Como puede verse aumenta con el tiempo de vuelo y las velocidades de los vehículos, y disminuye con la propia velocidad del sonido. Para acotar la magnitud del error supondremos un caso bastante desfavorable, donde las velocidades de los vehículos son las máximas permitidas ($50Km/h$), no hay viento, y la temperatura real es de $0^{\circ}C$, a la que corresponde una velocidad de propagación de $331,6m/s$ (por lo que el error en dicho parámetro es de $-9,15m/s$). Además suponemos un tiempo de vuelo de $0,1s$, que corresponde a una distancia de separación de $17m$. Con estos datos el error absoluto cometido en el cálculo de la distancia es de $-0,4583m$, es decir que habremos sobreestimado la distancia en casi medio metro.

El error relativo es el segundo sumando de la expresión 7.8, y como se puede observar no depende del tiempo de vuelo (y por tanto de la distancia). Su valor con los datos anteriores es del $2,7\%$, que puede ser un valor aceptable para el sistema de control.

7.5.3. Error producido por el viento y las turbulencias

El viento es un factor muy importante en el funcionamiento del sistema, ya que como se vio en el capítulo 3 afecta fuertemente a los sonidos en general y a los ultrasonidos en particular, tanto en su velocidad de propagación como en la amplitud de la señal que se va a recibir. Es en cambio el parámetro más difícil de determinar, ya que es muy variable tanto en el tiempo como en el espacio, comportándose de forma aleatoria tanto en magnitud como en dirección. Si fuera posible la medida en tiempo real de los valores instantáneos de la magnitud y dirección del viento con precisión suficiente en la posición del vehículo controlado, podría suponerse de manera aproximada que estos valores son uniformes en todo el recorrido de la onda ultrasónica, y utilizarlos para el cálculo de las expresiones anteriores. Sin embargo, esta suposición es incorrecta debido a que las turbulencias provocadas por el propio viento y por el movimiento de los vehículos crean un campo de velocidades del viento tremendamente complicado entre los dos vehículos.

Debido a estas consideraciones, en los sistemas de control propuestos en ésta tesis se considera nula la velocidad del viento. Aún así, para tratar de estimar de alguna manera el error que puede introducir la presencia de viento se supondrá que realmente tiene una magnitud constante y uniforme a lo largo del recorrido de la onda ultrasónica.

El error absoluto debido a la incertidumbre en la velocidad del tiempo corresponde al tercer sumando de la ecuación 7.7, y como se observa aumenta con las velocidades de ambos vehículos y disminuye con la propia velocidad del viento, y no depende del tiempo de vuelo. De hecho, según ésta expresión, cuando la suma de velocidades de los vehículos duplique a la velocidad del viento, el error absoluto se anulará. Para estimar el valor del error absoluto cometido al despreñar el viento, supondremos que este tiene una componente de velocidad en la dirección de marcha $v_v = 100\text{Km/h}$, y que ambos vehículos se encuentran detenidos. También supondremos que la temperatura ambiente es de 15°C y que el tiempo de vuelo es de $0,1\text{s}$. Con estos datos, la distancia real de separación en el instante en que se recibe la señal ultrasónica es de $16,9243\text{m}$ y el error absoluto en dicha distancia es de $-22,64\text{cm}$.

El error relativo corresponde al tercer término de la expresión 7.8, que resulta ser del $-1,338\%$, el cual es también muy asumible por el sistema de control.

7.5.4. Error debido a la incertidumbre en la velocidad del vehículo delantero

Los sistemas de control propuestos tienen como entrada la velocidad relativa entre vehículos, la cual se calcula a partir de la diferencia de dos medidas consecutivas de la distancia. Esto es así porque no es posible para el vehículo controlado conocer la velocidad del vehículo delantero, salvo que hubiera algún dispositivo de comunicación entre ambos, y este no es el caso de los vehículos normales.

El error absoluto en el cálculo de la distancia relativa entre vehículos es el cuarto sumando de la expresión 7.7, y como puede verse aumenta con la distancia (tiempo de vuelo) y disminuye con la velocidad del vehículo controlado. Si suponemos que ambos vehículos circulan a la máxima velocidad permitida, y que el tiempo de vuelo es de $0,1s$, y realizamos el cálculo tomando como incertidumbre dicha velocidad máxima, entonces la distancia real entre vehículos es de $17m$ y el error absoluto de $66,6cm$, lo que implica un error relativo (ecuación 7.8) del $3,92\%$.

7.5.5. Error debido a la incertidumbre en la velocidad del vehículo controlado

Al contrario que en el caso anterior, sí que es posible conocer la velocidad absoluta del vehículo controlado, puesto que está disponible en la electrónica del automóvil. Por tanto éste dato podría ser incorporado al sistema para mejorar su funcionamiento, tanto en el ajuste de los sistemas de control, como en la precisión de la medida de distancia entre vehículos. Sin embargo en esta tesis se ha optado por no utilizar este dato con el fin de simplificar al máximo el sistema, tratando de utilizar únicamente la información proporcionada por el sistema ultrasónico.

El error absoluto debido a la velocidad del vehículo controlado corresponde al último sumando de la ecuación 7.7, y el error relativo al de la ecuación 7.8. Si se consideran las mismas condiciones de circulación del apartado anterior, resultan un error absoluto de $-0,7223m$ y un error relativo del $-4,25\%$. Esto significa que los errores debidos a ambas velocidades prácticamente se compensan el uno al otro cuando son iguales, aunque este no es el caso general.

7.5.6. Conclusiones

En los subapartados anteriores se han analizado las posibles fuentes de error que afectan al sistema de medida y por tanto al sistema de control. Se ha determinado que los errores más importantes provienen del desconocimiento de las velocidades de los vehículos siendo del orden del 4% , aunque éstos tienden a compensarse el uno al otro a medida que ambas velocidades se aproximan. Como se ha dicho, la velocidad del vehículo controlado podría incluirse en el sistema de control para mejorar su funcionamiento, ya que se dispone de ella en la electrónica del automóvil.

El siguiente error en importancia es el debido a la utilización de un valor de velocidad de propagación constante, correspondiente a una temperatura de $15^{\circ}C$, y que resulta ser en torno al $2,7\%$. También podría eliminarse este error si se incluyera en el sistema la medida de temperatura, bien extraída de la electrónica del automóvil, bien acoplando un sensor específico al sistema ultrasónico, lo que permitiría ajustar el valor de la velocidad del sonido.

De menor importancia son los errores producidos por el viento y por el sistema de medida del tiempo de vuelo, siendo en ambos casos en torno al 1% . El error introducido por el viento tiene carácter aleatorio, y por tanto no se puede eliminar fácilmente. El error de tiempo de vuelo se puede disminuir fácilmente mejorando la electrónica de medida.

Finalmente, la suma de todos los factores podría suponer un error relativo en torno al 13% en el peor de los casos. Este es un valor asumible teniendo en cuenta que aunque no se llegue a evitar la colisión de los vehículos debido a este error, sí se reducen bastante las consecuencias del impacto gracias a la actuación del sistema de control. Además, siempre es posible ajustar los pará-

7. SISTEMA ULTRASÓNICO

metros de dicho sistema para aumentar la distancia de seguridad y neutralizar este error.

Capítulo 8

CONTROL DE CRUCERO ADAPTATIVO BASADO EN SENSORES ULTRASÓNICOS

8.1. Introducción

El Control de Crucero (CC) es un sistema que ya muchos automóviles incorporan de serie y que permite mantener una velocidad constante fijada por el conductor. Puede ser desactivado manualmente o pisando el pedal de freno. En algunas marcas también puede ser desconectado pisando el acelerador. Este sistema no tiene en cuenta el tráfico existente en cada momento, siendo el conductor el encargado de ajustar manualmente la velocidad deseada.

El Control de Crucero Adaptativo (ACC) es una evolución del anterior, en la que una serie de radares se encarga de detectar el tráfico precedente y adecuar la velocidad, manteniendo siempre la distancia de seguridad. Una vez que el vehículo precedente desaparece, se aumenta la velocidad hasta la que estaba prefijada. Los actuales sistemas ACC son dispositivos de confort previstos para una gama de velocidades limitada. A bajas velocidades se desactivan automáticamente, ya que la mayoría de ellos actúa únicamente sobre el acelerador, siendo por tanto incapaces de frenar al vehículo en caso de emergencia.

En el presente capítulo se pretende analizar la posibilidad de implementar

un ACC para bajas velocidades y distancias, típicas del tráfico urbano en el que se producen la mayor parte de los accidentes, capaz de actuar sobre el acelerador y el freno. El rango de distancias y velocidades considerado hace ideal la utilización de sensores ultrasónicos que permiten reducir el coste del sistema. En el capítulo 7 se analizan los posibles errores a los que está sometido el sistema por la influencia de las condiciones atmosféricas y por el sistema de medida.

Se pretende comparar el funcionamiento de diversas técnicas aplicadas al control de la velocidad de un vehículo actuando sobre el acelerador y el freno, con el objetivo de mantener una distancia de seguridad con el vehículo precedente, y evitar colisiones o minimizar sus daños en caso de que se produzca una situación inesperada, como un despiste del conductor.

La normativa española define la distancia de seguridad como aquella a la que es posible detener completamente el vehículo sin colisionar con el que nos precede, y además permite que seamos adelantados sin peligro. En el cálculo de esta distancia intervienen varios factores como el tiempo de reacción del conductor (entre 0,75 y 1 segundos), el estado de la carretera, o la visibilidad.

Un sistema inteligente basado en sensores ultrasónicos permitiría reducir esta distancia de seguridad eliminando el problema de la visibilidad y el tiempo de reacción del conductor, permitiendo circular a distancias más cortas manteniendo o incluso incrementando la seguridad, al evitar el error humano. La distancia de seguridad quedaría reducida a la distancia de frenado del vehículo, es decir, la distancia recorrida por el mismo desde que se acciona el pedal del freno a fondo hasta que el vehículo se detiene completamente. Esta distancia puede medirse para cada vehículo físicamente, o puede obtenerse por simulación si se dispone del modelo matemático del mismo. Otra posibilidad es tomar la expresión 6.19 como medida de la misma, aprovechando que es una sobreestimación de la distancia real de frenado, como se vio en el apartado 6.7.3, lo que proporciona un ligero margen de seguridad. En la presente tesis se considera como distancia de seguridad la dada por dicha expresión. La figura 8.1 muestra la dependencia de distancia de seguridad así calculada frente a la velocidad inicial del vehículo modelado en el capítulo 6, para un rango de velocidades de 0 a 50Km/h , máxima permitida en España en tráfico urbano.

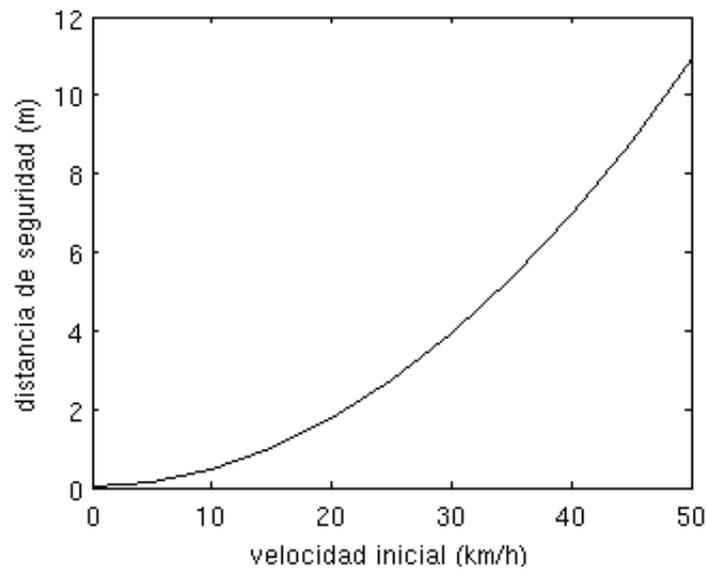


Figura 8.1: Distancia de seguridad en función de la velocidad.

Se observa la forma cuadrática de la misma, siendo la distancia de frenado a 50 Km/h de unos 11 metros. El objetivo de los sistemas de control propuestos en este capítulo es, por tanto, mantener al vehículo lo más cerca posible de esta línea pero siempre por encima. Los sistemas inteligentes a evaluar deberán actuar sobre los sistemas de freno y acelerador, basándose únicamente en la información procedente de un sistema ultrasónico de 25KHz funcionando en modo emisor-receptor, es decir, sin utilizar la información disponible en la electrónica del vehículo. El sensor ultrasónico con el sistema de procesado de señal proporciona la distancia aproximada entre vehículos a partir del tiempo de vuelo del impulso ultrasónico, y la velocidad relativa a partir de la diferencia de dos medidas consecutivas de distancia. La electrónica del vehículo proporciona información variada como la velocidad absoluta, las revoluciones del motor, la relación de marchas, etc., pero su utilización complicaría la implementación del sistema.

El modelo de vehículo utilizado es un sistema continuo, sin embargo el control del mismo tiene como entradas las señales descritas, las cuales se obtienen a intervalos discretos de tiempo. Teniendo en cuenta que la distancia máxima de

funcionamiento para el sistema ultrasónico se estima en unos 20 metros, y que la velocidad de propagación del sonido a $0^{\circ}C$ es de unos $331,6\text{ m/s}$, el tiempo de ida y vuelta máximo de un impulso ultrasónico es de unos 0,12 segundos. El período de muestreo a utilizar en las simulaciones será de 0,2 segundos, tiempo más que suficiente para procesar los ecos y ejecutar el control. Sin embargo, en la implementación definitiva este período de muestreo será proporcional a la distancia entre vehículos, ya que se disparará un impulso ultrasónico en el instante en que se reciba el eco del impulso anterior. Esto permitirá mejorar la precisión y el rendimiento del sistema.

Se utilizarán dos estrategias diferentes para el control: en la primera dicho control se realiza mediante un sistema que calcula las acciones a aplicar sobre el acelerador y el freno en base a fórmulas matemáticas establecidas mediante el análisis de la dinámica del vehículo controlado; la segunda estrategia se basa en un controlador borroso que trata de simular el comportamiento de un conductor experto.

La figura 8.2 muestra el diagrama de bloques empleado para las simulaciones de los sistemas de control. Se pueden observar el vehículo a controlar, el sistema ultrasónico (que realiza el muestreo de la distancia y velocidad relativas cada 0,2 segundos y proporciona la distancia de seguridad para la velocidad de marcha), el sistema de control y el vehículo delantero. Las entradas al sistema de control son la distancia y la velocidad relativa entre vehículos, proporcionadas por el sistema ultrasónico. Las salidas son las acciones sobre el acelerador y el freno del vehículo controlado. Para poder comparar cuantitativamente el funcionamiento de los sistemas desarrollados, se define una función de coste por la expresión:

$$J = \frac{1}{T} \int_0^T [(d_r - d_s)^2 + ac^2 + fr^2] dt \quad (8.1)$$

donde T es el tiempo total de simulación, d_r es la distancia entre vehículos, d_s es la distancia de seguridad, y ac y fr son las acciones sobre el acelerador y el freno respectivamente. En el diagrama de bloques de la figura 8.2 también se observa un bloque encargado de calcular esta función. Los sistemas de control se diseñarán con el objetivo de minimizar esta función de coste con las siguientes

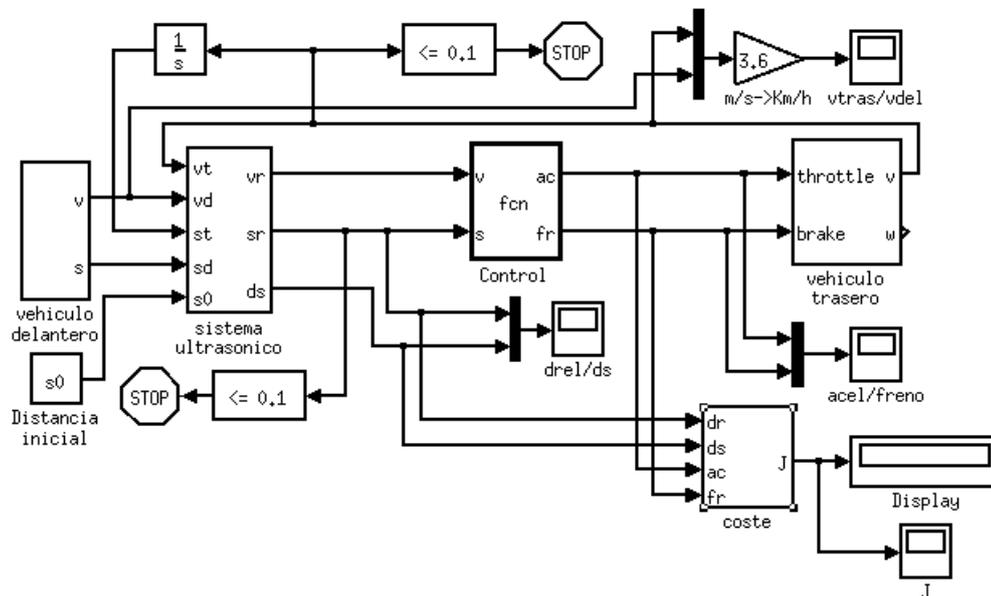


Figura 8.2: Diagrama de bloques empleado para la simulación de los sistemas de control que utilizan únicamente la información procedente del sistema ultrasónico.

restricciones:

- Mantener el máximo tiempo posible una separación entre vehículos superior a la distancia de seguridad.
- Evitar en lo posible la actuación simultánea sobre el acelerador y el freno.
- Detener el vehículo sin colisionar con el precedente en caso de frenado brusco del mismo, siempre que la separación inicial sea superior a la de seguridad a la velocidad actual de circulación.

La minimización de esta función de coste garantiza la minimización simultánea de las señales de control (ac y fr), así como la diferencia entre la separación y la distancia de seguridad ($d_r - d_s$).

8.2. Sistema de control basado en la dinámica del vehículo

En este subapartado se describe la implementación de un sistema de control que proporciona las acciones sobre el freno y el acelerador del vehículo a partir de la distancia y velocidad relativas con el vehículo precedente, obtenidas del sistema ultrasónico. Dichas acciones se calculan mediante fórmulas matemáticas ajustadas en base al comportamiento dinámico del sistema, con el objetivo descrito anteriormente.

En cierto modo, el sistema de control implementado podría verse como un control Proporcional-Derivativo (PD) clásico con algunas matizaciones. En primer lugar, un control PD clásico es un sistema lineal con una entrada y una salida. La entrada es el error o diferencia entre la salida deseada del sistema (señal de referencia), y la salida real del mismo; la salida es la acción de control sobre dicha planta. Esta salida se compone de una parte proporcional a dicho error y una parte proporcional a la derivada del mismo. La función de la parte proporcional es corregir el error aumentando la señal de control en proporción al mismo. La función de la parte derivativa es variar la señal de control en función del ritmo de cambio de la señal de error, es decir, la señal de control será mayor cuanto mayor sea la velocidad de variación de la señal de error.

El sistema propuesto tiene sin embargo dos entradas (la distancia y velocidad relativas), y dos salidas (acciones sobre el acelerador y el freno). Además dichas salidas deben ser preferiblemente excluyentes, es decir, no deben actuar simultáneamente, ya que no tendría sentido actuar a la vez sobre el acelerador y sobre el freno del vehículo.

Para aproximarse a un control PD clásico es necesario reducir las dos entradas a una sola, considerada como señal de error. Esto se logra definiendo dicho error por la siguiente expresión:

$$error = d_s - d_r \quad (8.2)$$

donde d_s es la distancia de seguridad obtenida a partir de la expresión 6.19, pero utilizando la velocidad relativa entre vehículos proporcionada por el sis-

tema ultrasónico en lugar de la velocidad absoluta, tomando un coeficiente de rozamiento $\mu = 0,9$, y con la restricción de que nunca sea inferior a un metro, y d_r es la distancia entre vehículos obtenida del sistema ultrasónico. Esta señal de error será positiva siempre que la separación entre vehículos sea menor que la distancia de seguridad, y negativa en caso contrario.

Por otro lado, para obtener la derivada de la señal de error bastaría con calcular su diferencia en dos medidas consecutivas y dividir por el período de muestreo, pero aquí se utiliza un punto de vista diferente. Si consideramos que la distancia de seguridad en la expresión 8.2 es constante (aunque en realidad varía con el tiempo, ya que varía la velocidad), se observa que la derivada del error es proporcional a la derivada de la distancia relativa (con el signo contrario), es decir, a la velocidad relativa entre vehículos (v_r), la cual es proporcionada directamente por el sistema ultrasónico. Por tanto usaremos esta señal para el factor derivativo, en lugar de la derivada del error directamente.

Con estas consideraciones, el algoritmo de control es el siguiente:

1. Se calcula la distancia de seguridad mediante la expresión 6.19, utilizando la velocidad relativa en lugar de la absoluta (ya que es la que proporciona el sistema ultrasónico), y multiplicando dicha expresión por el signo de dicha velocidad, para evitar que valores negativos de la misma produzcan distancias de seguridad positivas, y se limita su valor mínimo a 1 metro, para tratar de que la separación entre vehículos sea al menos esa distancia.
2. Se calcula el error con la expresión 8.2.
3. Con el error y la velocidad relativa se obtienen las acciones sobre el freno y el acelerador mediante las expresiones:

$$\begin{aligned}freno &= k_1 \cdot error + k_2 \cdot v_r \\acelerador &= k_3 \cdot error + k_4 \cdot v_r\end{aligned}\tag{8.3}$$

donde las constantes de proporcionalidad se establecen experimentalmente buscando el funcionamiento óptimo descrito anteriormente.

4. Si alguna de las acciones calculadas es menor de 0 o mayor de 100, se limitan a estos valores.

Se han realizado numerosas simulaciones para ajustar las constantes de proporcionalidad bajo las siguientes condiciones:

1. La separación inicial entre vehículos es de un metro y sus velocidades iniciales son de 1 Km/h para el vehículo controlado y 50 Km/h para el vehículo precedente.
2. Durante 30 segundos el vehículo delantero mantiene constante su velocidad, y al cabo de ese tiempo se detiene instantáneamente (caso ideal).
3. La simulación termina en el momento en que la separación entre ambos vehículos cae por debajo de 1 metro. Para considerar válido el sistema de control, la separación debe ser siempre superior a esta distancia.

Se ha encontrado que las constantes de proporcionalidad que minimizan la función de coste sujeta a las restricciones descritas, en las condiciones de simulación anteriores son las siguientes:

$$\begin{aligned}k_1 &= 11,2 \\k_2 &= 17,5 \\k_3 &= -1,18 \\k_4 &= -3,0\end{aligned}\tag{8.4}$$

A continuación se muestra el código de la función de control implementada en Matlab:

Algoritmo 8.1 *Algoritmo de control basado en la información proporcionada por el sistema ultrasónico.*

```
function [ac,fr] = control(vr,dr)

%definicion de constantes
g=9.81; mu=0.9; k=2*mu*g;
k1=11.2; k2=17.5; k3=-1.18; k4=-3.0;

%distancia de seguridad
ds=sign(vr)*vr*vr/k;
if ds<1 ds=1; end

%señal de error
error=ds-dr;

%acciones sobre el freno y el acelerador
fr=k1*error+k2*vr;
ac=k3*error+k4*vr;

%limitacion al rango
if fr>100 fr=100; end
if fr<0 fr=0; end
if ac>100 ac=100; end
if ac<0 ac=0; end
```

La figura 8.3 muestra la simulación del caso descrito, para los valores óptimos de las constantes de proporcionalidad. En la parte superior se muestran la distancia entre vehículos y la distancia de seguridad; en el centro se muestran las velocidades absolutas de ambos vehículos; en la parte inferior se observan las acciones sobre el acelerador y el freno. Como se puede observar, en el instante inicial el vehículo delantero acelera de 0 a 50 Km/h instantáneamente (caso ideal) provocando una aceleración inicial próxima al 50% del vehículo controlado, la cual va disminuyendo a medida que gana velocidad, hasta estabilizarse en un valor en torno al 17%. A partir de entonces ambos vehículos circulan a la misma velocidad y separados por una distancia superior en unos cinco metros a la de frenado a dicha velocidad, lo que garantiza que el vehículo con-

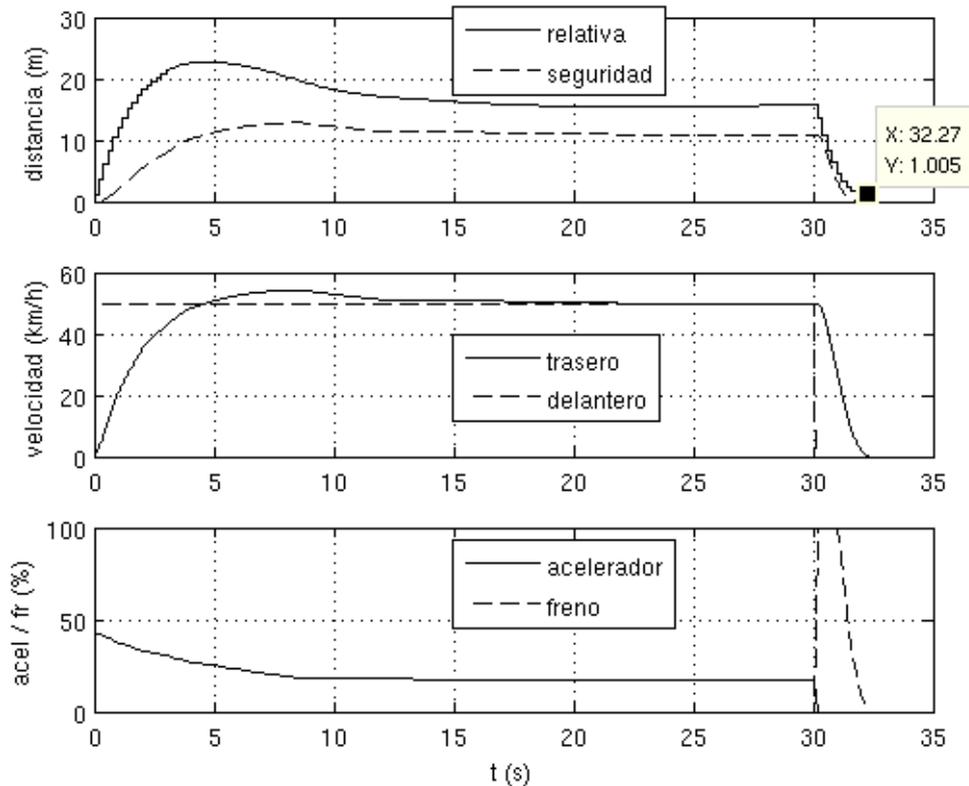


Figura 8.3: Simulación del control basado en la dinámica para el caso de aceleración y frenado brusco del vehículo delantero. Arriba: distancia relativa y distancia de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.

trolado pueda detenerse en caso de emergencia. A los 30 segundos el vehículo delantero se detiene instantáneamente (caso ideal), provocando una acción del 100% sobre el freno y la anulación de la acción sobre el acelerador. El vehículo controlado se detiene finalmente a una distancia de un metro del vehículo precedente, evitando por tanto el choque entre ambos. El valor de la función de coste obtenido en este caso es de $J = 855$. La figura 8.4 muestra un caso más realista, donde el vehículo delantero realiza aceleraciones y frenados aleatorios durante un período de tiempo de un minuto. Se puede observar cómo la velocidad del vehículo controlado se va adaptando a la del vehículo delantero,

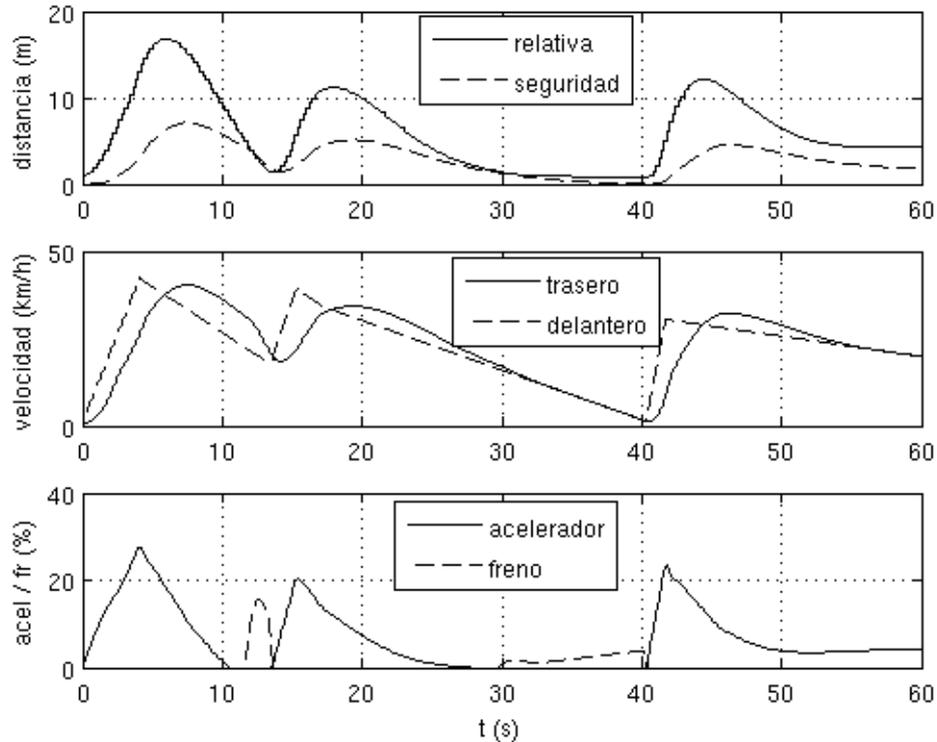


Figura 8.4: Simulación del control basado en la dinámica para el caso de aceleraciones y frenados aleatorios del vehículo delantero. Arriba: distancia relativa y distancia de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.

y cómo la distancia entre ambos aumenta y disminuye con el fin de mantener una distancia de seguridad apropiada a la velocidad de marcha. También se observa cómo los intervalos de tiempo en que el acelerador y el freno actúan simultáneamente son de duración prácticamente nula. En este caso el valor de la función de coste es $J = 128,6$, siendo mucho menor que en el caso de las aceleraciones y frenados bruscos, ya que las distancias pueden acortarse más y los esfuerzos de aceleración y frenado son mucho menores. Se puede concluir a la vista de los resultados y a falta de validación experimental, que un sistema de este tipo implementaría eficazmente un control de cruceo adaptativo basado en sensores ultrasónicos, utilizando únicamente la información proporcionada

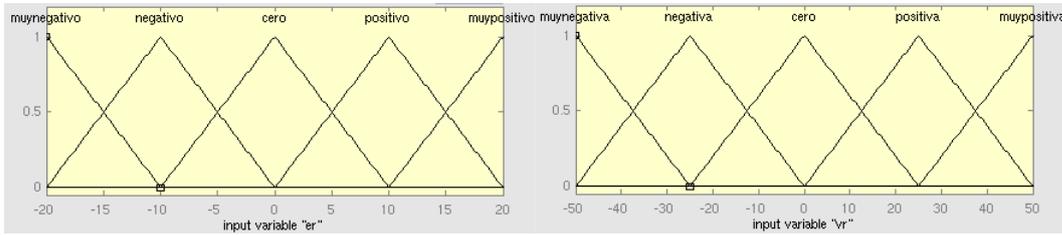


Figura 8.5: Funciones de pertenencia de las entradas: error de posición (arriba) y velocidad relativa (abajo).

por el sensor ultrasónico, lo cual evitaría la interacción con la electrónica del automóvil.

8.3. Sistema de control borroso

En este apartado se pretende sustituir el control descrito en el apartado anterior por un sistema basado en lógica borrosa. Las entradas a dicho sistema son el error dado por la expresión 8.2 (lo que obliga a calcularlo antes de ejecutar el control borroso), y la velocidad relativa proporcionadas por el sistema ultrasónico. Se plantea el mismo objetivo de diseño: minimizar la misma función de coste con las restricciones descritas. Para facilitar la implementación hardware posterior, se utilizará un sistema tipo Sugeno con cinco funciones de pertenencia triangulares para cada una de las entradas, distribuidas uniformemente dentro del dominio, y cinco funciones lineales de las entradas para cada una de las salidas. La figura 8.5 muestra las funciones de pertenencia elegidas para las entradas, y la tabla 8.1 muestra las expresiones de las funciones obtenidas para las salidas de freno y acelerador. Así mismo, las reglas empleadas se muestran en la tabla 8.2 (todas con el mismo peso) y tratan de reproducir el comportamiento de un conductor experto. La operación borrosa *AND* se ha implementado con la función mínimo, y la salida se ha calculado con la media ponderada de los resultados de cada una de las reglas. La figura 8.6 reproduce el comportamiento de los vehículos para el caso ideal de aceleración y frenado brusco del vehículo delantero, cuando están inicialmente en reposo

Freno	Aceleración
$cero = 0$	$cero = 0$
$poco = 2er + 4vr + 25$	$poca = -0,1er - 0,2vr + 10$
$medio = 4er + 4vr + 50$	$media = -0,15er - 0,35vr + 20$
$mucho = 8er + 4vr + 75$	$mucha = -0,3er - 0,7vr + 30$
$maximo = 16er + 4vr + 100$	$maxima = -0,6er - 1,4vr + 40$

Cuadro 8.1: Funciones para las acciones sobre el freno y el acelerador.

<i>er/vr</i>	<i>muynegativa</i>	<i>negativa</i>	<i>cero</i>	<i>positiva</i>	<i>muypositiva</i>
<i>muynegativo</i>	$br=cero$ $ac=maxima$	$br=cero$ $ac=mucha$	$br=cero$ $ac=media$	$br=cero$ $ac=poca$	$br=cero$ $ac=cero$
<i>negativo</i>	$br=cero$ $ac=mucha$	$br=cero$ $ac=media$	$br=cero$ $ac=poca$	$br=cero$ $ac=cero$	$br=poco$ $ac=cero$
<i>cero</i>	$br=cero$ $ac=media$	$br=cero$ $ac=poca$	$br=cero$ $ac=cero$	$br=medio$ $ac=cero$	$br=mucho$ $ac=cero$
<i>positivo</i>	$br=cero$ $ac=poca$	$br=cero$ $ac=cero$	$br=poco$ $ac=cero$	$br=medio$ $ac=cero$	$br=mucho$ $ac=cero$
<i>muypositivo</i>	$br=cero$ $ac=cero$	$br=poco$ $ac=cero$	$br=medio$ $ac=cero$	$br=mucho$ $ac=cero$	$br=maximo$ $ac=cero$

Cuadro 8.2: Reglas del sistema borroso para las salidas de freno (*br*) y acelerador (*ac*).

y separados por una distancia de un metro. Se observa cómo al cabo de unos cinco segundos la velocidad del vehículo trasero sobrepasa ligeramente a la del vehículo delantero permitiendo su aproximación hasta un valor próximo a la distancia de frenado. Posteriormente, tras el frenado repentino del vehículo delantero, el sistema borroso aplica una acción sobre el freno del 100%, lo que permite la detención del vehículo trasero sin colisionar, siendo la distancia final entre ambos de 1,03 metros. También se observa que el acelerador y el freno no actúan simultáneamente. El valor de la función de coste para este caso es $J = 840,5$, es decir, ligeramente inferior al obtenido en el apartado anterior en las mismas condiciones. La figura 8.7 muestra un caso más realista, donde el vehículo delantero realiza aceleraciones y frenados aleatorios durante un período de tiempo de un minuto. Se puede observar cómo la velocidad del vehículo controlado se va adaptando a la del vehículo delantero, y cómo la distancia en-

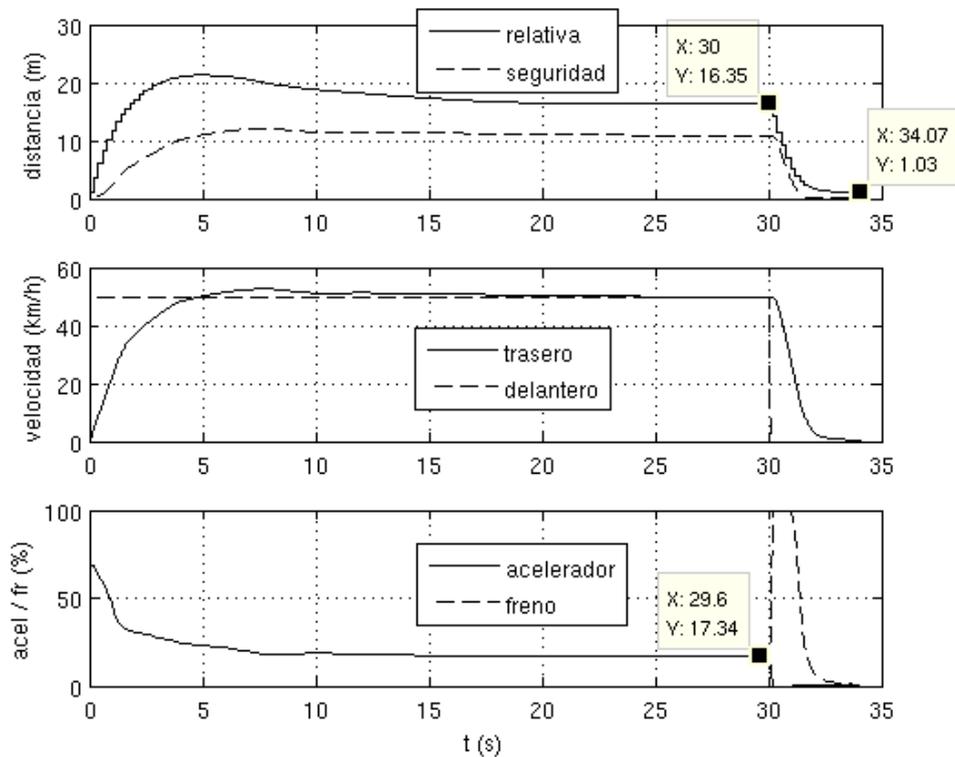


Figura 8.6: Simulación del control borroso para el caso de aceleración y frenado brusco del vehículo delantero. Arriba: distancias relativa y de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.

tre ambos aumenta y disminuye con el fin de mantener una distancia superior a la de seguridad. También se observa cómo los intervalos de tiempo en que el acelerador y el freno actúan simultáneamente son de duración reducida, y siempre con acciones de valor pequeño. La función de coste toma un valor de $J = 335,4$, bastante inferior al caso de aceleración y frenado bruscos. Se puede concluir que el sistema borroso tiene un comportamiento bastante similar al sistema basado en la dinámica, aunque con un coste computacional bastante superior. Es por tanto una alternativa viable para la implementación de un control de crucero adaptativo basado en sensores ultrasónicos en condiciones de tráfico urbano.

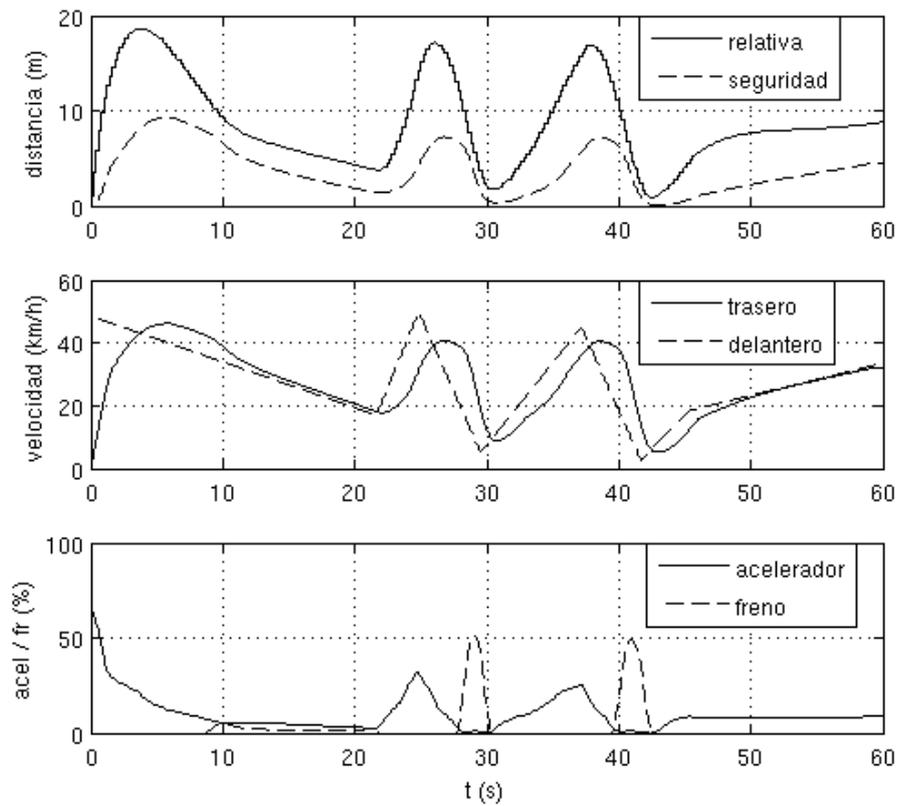


Figura 8.7: Simulación del control borroso para el caso de aceleraciones y frenados aleatorios del vehículo delantero. Arriba: distancias relativa y de seguridad. Centro: velocidades de los vehículos delantero y trasero. Abajo: acciones sobre el acelerador y el freno.

Capítulo 9

CONCLUSIONES, APORTACIÓN Y TRABAJO FUTURO

9.1. Conclusiones

A modo de resumen, se mencionan las principales conclusiones alcanzadas en la realización de la presente tesis doctoral.

En primer lugar, se ha comprobado la validez de los transductores ultrasónicos como elementos sensores en los sistemas de seguridad activa de los automóviles, siempre para rangos de distancias cortas y bajas velocidades (unos diez metros y 50Km/h como valores máximos), típicas del tráfico en ciudad. En la actualidad la mayor parte de estos sistemas utilizan sensores radar de alcances de más de 100 metros, y válidos para velocidades superiores a los 70Km/h, los cuales requieren una electrónica más exigente que los ultrasónicos, lo que supone un coste económico superior.

En segundo lugar se ha comprobado que el factor que más afecta a la atenuación y dispersión del impulso ultrasónico para este tipo de aplicaciones en aire, es la presencia de turbulencias originadas por el viento y el propio movimiento de los vehículos, siendo estas más intensas cuanto mayor es la velocidad del viento y de los automóviles. Otros factores como la lluvia o

la niebla tienen un efecto despreciable. Aún así, en el rango de distancias y velocidades típicas del tráfico urbano, un sensor ultrasónico estándar con una electrónica de acondicionamiento convencional es capaz de detectar sin problemas ecos procedentes de vehículos situados por delante en el sentido de la marcha. Se ha comprobado que la incorporación de bocinas a los transductores permite extender el rango de distancias de funcionamiento, así como mejorar la directividad del sistema.

Por otra parte, las herramientas típicas de procesado digital de señales, como el filtro Butterworth para la eliminación del ruido presente en la señal, y la transformada de Hilbert para la obtención de la envolvente de la onda acústica, así como la amplificación mediante una ganancia creciente con el tiempo para compensar la atenuación de la señal, permiten extraer la distancia de separación entre vehículos a partir del tiempo de vuelo del impulso ultrasónico. Este tiempo de vuelo se obtiene por comparación de la envolvente de la señal acústica con un nivel umbral, lo cual introduce retrasos ficticios, o por búsqueda del máximo de la señal correlada con su impulso de disparo, lo que proporciona el instante de llegada del eco ultrasónico con mayor precisión.

En un porcentaje pequeño de los casos se ha observado la pérdida del eco ultrasónico debido a las turbulencias, o la detección de falsos ecos debidos a desniveles en el asfalto, señales de tráfico, etc. Estos efectos contraproducentes pueden ser disminuidos aplicando técnicas de promediado con las distancias obtenidas en medidas anteriores.

Los sistemas de Control de Crucero Adaptativo comercialmente disponibles en la actualidad son extremadamente complejos en su funcionamiento, debido a interacciones y dependencias con otros sistemas como el ABS, necesitando por tanto de la utilización de diversos sensores con su electrónica asociada, y algoritmos de control altamente sofisticados, intercambiando información a través del bus CAN del vehículo. Están pensados además como elementos de confort más que como elementos de seguridad, ya que la mayoría de ellos no son capaces de actuar sobre el freno o lo hacen en un porcentaje reducido de la capacidad máxima de frenado. Esto hace además que no sean útiles para bajas distancias y velocidades (algunos se desactivan automáticamente a velocidades por debajo de los 30Km/h aproximadamente, con el peligro que esto conlleva).

El sistema que se propone utiliza únicamente la información proporcionada por el sistema ultrasónico, no necesitando de la interacción con otros sistemas presentes en el vehículo, lo cual facilita su instalación y reduce su coste. Este sistema puede actuar sobre el acelerador y sobre el freno hasta su máxima capacidad cuando es necesario, integrando por tanto seguridad y confort en un mismo sistema.

9.2. Aportación de la tesis

El trabajo de tesis realizado ha tenido fundamentalmente dos vertientes. La primera de ellas ha sido rellenar un cierto vacío existente en el estudio del comportamiento de las ondas ultrasónicas en aire con condiciones ambientales fuertemente aleatorias, alejadas de las condiciones de laboratorio habituales. El estudio se ha realizado en base a simulaciones mediante elementos finitos y diferencias finitas, empleando éstas últimas esquemas no convencionales que permiten aumentar el tamaño del dominio de simulación, manteniendo el número de puntos de la discretización y mejorando la precisión numérica. Esto ha permitido analizar a influencia de fenómenos meteorológicos como gradientes de temperatura, lluvia, granizo, etc. Las simulaciones han confirmado las relaciones analíticas obtenidas por otros autores, muchas de ellas halladas realizando simplificaciones matemáticas. Así mismo, se ha estudiado empleando las mismas técnicas de simulación, la influencia de elementos conformadores acoplados al sensor para la modificación del diagrama de radiación ultrasónica, mejorando la directividad y el alcance de los transductores comerciales existentes y posibilitando su empleo en aplicaciones concretas como la que se presenta en esta tesis.

En cuanto a la segunda vertiente de la presente tesis, se han realizado algunas aportaciones al campo de la seguridad activa en vehículos inteligentes, que el autor estima que pueden facilitar la instalación de serie de estos sistemas, contribuyendo de esta forma a la reducción del número de accidentes, o a la reducción de los daños personales y materiales cuando no se puedan evitar.

En primer lugar, se propone el desarrollo de un Control de Crucero Adap-

tativo útil, a diferencia de los actuales, en rangos de distancias cortas y bajas velocidades de circulación, típicos del tráfico urbano. No se debe olvidar que aunque los accidentes en estas condiciones no suelen tener consecuencias irreparables para las personas o los bienes, sí constituyen un alto porcentaje de las pérdidas económicas totales atribuibles a los accidentes de tráfico, no sólo en tratamientos médicos, sino también en costes de reparación de los vehículos y del mobiliario urbano, así como en retrasos y pérdidas de mercancías y de horas de trabajo debidas a la congestión de tráfico causada. Esta utilidad para bajas velocidades y distancias se debe a que el sistema propuesto es capaz, a diferencia de los actuales, de actuar sobre el sistema de frenado hasta su máxima capacidad, permitiendo la detención del vehículo en la distancia más corta posible en las condiciones de circulación.

En segundo lugar, para el rango de distancias y velocidades típicas del tráfico urbano se propone la utilización de transductores ultrasónicos, en sustitución o como complemento, de los actuales sistemas de radar, útiles a distancias y velocidades más elevadas, típicas de las carreteras interurbanas o las autopistas. Los sistemas ultrasónicos propuestos tienen un coste económico inferior a los sistemas radar, lo cual facilitaría su introducción en el mercado.

Además, el sistema propuesto constituye un elemento de seguridad y confort integrado en un sólo sistema. Hoy en día para lograr la funcionalidad del sistema propuesto son necesarios al menos dos sistemas diferentes trabajando de forma combinada: el Control de Crucero Adaptativo y el Sistema de Frenado de Emergencia. La reducción de dos sistemas a uno sólo simplifica la fabricación e instalación de serie, y disminuye el riesgo de mal funcionamiento.

Finalmente, el sistema propuesto no requiere del conocimiento de la velocidad absoluta del vehículo, ya que utiliza la velocidad relativa (junto con la distancia de separación) con el vehículo precedente para establecer las acciones sobre los sistemas de aceleración y de frenado. Esta velocidad se obtiene a partir de dos medidas consecutivas de distancia, la cual es proporcionada directamente por el sistema ultrasónico. Por tanto, el sistema propuesto utiliza un único sensor con su electrónica de acondicionamiento, en lugar de varios distribuidos por el vehículo y compartidos por varios sistemas.

Un conductor humano no conoce con precisión ni la distancia de separa-

ción entre vehículos, ni la diferencia de velocidades entre ambos, ni siquiera la velocidad del vehículo propio, dado que no está constantemente comprobando este dato en el cuadro de mandos. Sin embargo, es capaz de mantener la distancia de separación y la velocidad apropiada para evitar situaciones de peligro, únicamente en base a las sensaciones proporcionadas por los sentidos, principalmente la vista, y aplicando una serie de reglas mentales basadas en el sentido común. El algoritmo de control propuesto, desde este punto de vista, funciona de manera similar a un conductor humano, al aplicar lógica borrosa en la toma de decisión sobre la actuación sobre el freno o el acelerador.

9.3. Trabajo futuro

El presente trabajo de tesis se encuentra en una fase relativamente temprana, quedando aún mucho trabajo por realizar. Entre las tareas a desarrollar están las siguientes:

- Se pretende realizar numerosas pruebas del sistema ultrasónico en un vehículo experimental en tráfico real, abarcando la mayor diversidad posible de condiciones meteorológicas, las cuales serán registradas en computador. Esto permitirá realizar un análisis cuantitativo exhaustivo de la influencia que sobre el sistema ultrasónico tienen las turbulencias, los bordillos, las señales de tráfico, los desniveles en el asfalto, etc.
- El punto anterior permitirá la mejora del hardware del sistema ultrasónico, para hacerlo más robusto a las condiciones meteorológicas y a la presencia de objetos en la vía que no están directamente en la trayectoria del vehículo, o que no son relevantes para el sistema. Entre otras cosas se probarán diferentes perfiles y longitudes de la bocina de conformación del diagrama de radiación, y se probarán sensores de frecuencias más elevadas que, en teoría, tienen mejor directividad aunque también sufren una mayor atenuación. Además se analizará la influencia de la colocación física del sensor sobre la carrocería del automóvil, buscando la posición óptima.

- Así mismo se pretende mejorar los algoritmos de discriminación de falsos ecos, mediante técnicas estadísticas o posiblemente de Inteligencia Artificial, comparando las características más importantes de última señal recibida con las de las recibidas anteriormente.
- Se pretende probar un sistema ultrasónico estéreo que, mediante la técnica de triangulación, permita averiguar la posición exacta en dos dimensiones (y posiblemente en un futuro más lejano, también en tres dimensiones), de los objetos que provocan la reflexión del impulso ultrasónico, eliminando directamente aquellos que no estén en la trayectoria del vehículo. Tener el eco de un mismo objeto en dos sensores diferentes puede servir también para hacer el sistema más robusto ante falsos ecos o pérdidas de los mismos, mediante comparación de las señales recibidas por ambos sensores en una medida y con medidas anteriores.
- Finalmente se implementará todo el sistema sobre un hardware específico, para ejecutar tanto el procesado de la señal ultrasónica como el algoritmo de control en tiempo real, reduciendo el período de muestreo en lo posible, lo que permite mejorar la precisión del sistema en cuanto a la medida de la distancia y la velocidad relativa entre vehículos. Entre las diversas posibilidades se encuentran los Controladores de Automatización Programables (PAC's), las FPGA's, las tarjetas de Procesado Digital de Señal (DSP), o los Microcontroladores.

Bibliografía

- [1] Fernando J. Alvarez. Codificación de emisiones ultrasónicas con secuencias complementarias para uso en exteriores. Master's thesis, Escuela Politécnica Superior, Universidad de Alcalá, 2005.
- [2] William F. Ames. *Numerical methods for partial differential equations*. Academic Press, 1977.
- [3] Adedeji B. Badiru and John Y. Cheung. *Fuzzy engineering expert systems with neural network applications*. John Wiley and Sons, Inc., 2002.
- [4] Leo L. Beranek. *Acoustics*. Amer. Inst. of Physics, 1986.
- [5] Dennis A. Bohn. Environmental effects on the speed of sound. *Journal of the Audio Engineering Society*, 36(4):223–231, 1988.
- [6] Bruce G. Buchanan and Richard O. Duda. Principles of rule-based expert systems. Technical Report STAN-CS-82-926, Stanford University, August 1982.
- [7] John E. Cole and Richard A. Dobbins. Propagation of sound through atmospheric fog. *Journal of the Atmospheric Sciences*, 27:426–434, May 1970.
- [8] Control and Applications 2005. *Qualitative analysis of the influence of horns on ultrasonic lobes*, 2005.
- [9] J. David and N. Cheeke. *Fundamentals and applications of ultrasonic waves*. CRC Press, 2002.

- [10] G. A. Davidson. Sound propagation in fogs. *Journal of the Atmospheric Sciences*, 32(11):2201–2205, November 1975.
- [11] Mitsuo Gen and Runwei Cheng. *Genetic algorithms and engineering design*. Wiley-Interscience, 1997.
- [12] Thomas D. Gillespie. *Fundamentals of vehicle dynamics*. Society of Automotive Engineers, December 1992.
- [13] Vinay K. Ingle and John G. Proakis. *Digital signal processing using MATLAB V4*. PWS, 1997.
- [14] Acoustics Sub-Committee SC1 Noise ISO/TC 43 Technical Committee. Attenuation of sound during propagation outdoors. part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere. Technical report, International Organization for Standardization, 1993.
- [15] Mathias Johansson. The hilbert transform. Master's thesis, Vaxjo University, 1999.
- [16] Lawrence E. Kinsler, Austin R. Frey, Alan B. Coppens, and James V. Sanders. *Fundamentals of acoustics*. Wiley, 2000.
- [17] Andrei Nikolaevich Kolmogorov. Local structure of turbulence in an incompressible viscous fluid at very high reynolds numbers. *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 30:301–305, 1941.
- [18] Jay Liebowitz. *The handbook of applied expert systems*. CRC Press LLC.
- [19] Stéphane Mallat. *A wavelet tour of signal processing*. Academic Press, 1999.
- [20] The Mathworks. *Fuzzy logic toolbox user's guide*, March 2009.
- [21] Mercedes-Benz. Datos técnicos y medidas de la nueva clase e coupé.
- [22] Katsuhico Ogata. *Modern control engineering*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.

- [23] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, and S. Hamid Nawab. *Signals and systems*. Prentice-Hall, 1997.
- [24] Hans B. Pacejka. *Tyre and vehicle dynamics*. Butterworth-Heinemann Ltd, November 2002.
- [25] Daniel R. Raichel. *The science and application of acoustics*. Springer, 2006.
- [26] Luciano Alonso Rentería, Juan M. Pérez Oria, Pilar Agüero, and Mónica Fernández. Rain effect in ultrasonic propagation analysis. 9th IFAC Workshop ALCOSP'07, August 2007.
- [27] Georg Rill. Vehicle dynamics. Technical report, University of Applied Sciences, March 2009.
- [28] Lyudmila G. Shamanaeva. Acoustic sounding of rain intensity. *Journal of the Acoustical Society of America*, 84(2):713–718, August 1988.
- [29] B. A. Sheno. *Introduction to digital signal processing and filter design*. Wiley, 2006.
- [30] Michael Short, Michael J. Pont, and Qiang Huang. Simulation of vehicle longitudinal dynamics. Technical report, Embedded Systems Laboratory, October 2004.
- [31] William Siler and James J. Buckley. *Fuzzy expert systems and fuzzy reasoning*. Wiley, 2005.
- [32] Michio Sugeno. *Industrial applications of fuzzy control*. Elsevier Science Inc., 1985.
- [33] Igor Tsukerman. A class of difference schemes with flexible local approximation. *Journal of Computational Physics*, 211:659–699, 2006.
- [34] World Automation Congress. *Compensation of environmental parameters for driving-aid ultrasonic systems in foggy conditions*, 2004.
- [35] Lotfi A. Zadeh. Fuzzy sets. *Information and Control*, 8:338–353, 1965.