

Universidad Nacional de Mar del Plata
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Electrónica

CIRCUITOS INTEGRADOS DE BAJO CONSUMO PARA
DETECCIÓN Y LOCALIZACIÓN DE DISPAROS DE
ARMAS DE FUEGO

Por
Alfonso Chacón Rodríguez

Tesis presentada para optar por el Grado Académico de:
Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica
Director de Tesis: **Dr. Pedro M. Julián**
Co-Director de Tesis: **Mg. Manuel González**

Mar del Plata, Argentina. 29 de mayo de 2009.



RINFI es desarrollado por la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Universidad Nacional de Mar del Plata
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Electrónica

CIRCUITOS INTEGRADOS DE BAJO CONSUMO PARA
DETECCIÓN Y LOCALIZACIÓN DE DISPAROS DE
ARMAS DE FUEGO

Por
Alfonso Chacón Rodríguez

Tesis presentada para optar por el Grado Académico de:
Doctor en Ingeniería, Orientación Electrónica
Director de Tesis: **Dr. Pedro M. Julián**
Co-Director de Tesis: **Mg. Manuel González**

Mar del Plata, Argentina. 29 de mayo de 2009.

Índice general

Índice general	II
Índice de tablas	V
Índice de figuras	VII
Abstract	XV
Resumen	XVI
Agradecimientos	XVII
1. Introducción	1
2. Antecedentes y resultados existentes	4
2.1. Introducción	5
2.2. Motivación para el estudio de soluciones al problema de detección y localización de armas de fuego	5
2.3. Generalidades sobre la acústica de disparos de armas de fuego	6
2.4. Aproximaciones a los métodos de detección, clasificación y localización existentes en la literatura	14
2.5. Propuesta metodológica	15
3. Análisis y evaluación de métodos de detección	18
3.1. Introducción	19
3.2. Arquitectura de detección y especificaciones de característica operativa de receptor	20
3.3. Datos usados para la evaluación algorítmica	21
3.4. Descripción y análisis de algoritmos de preprocesamiento	22
3.4.1. Valor absoluto	26
3.4.2. Filtro de mediana	27
3.4.3. Operador de energía de Teager, TEO	32
3.4.4. Filtro apareado o correlación de la señal a detectar contra una plantilla	32
3.4.5. Banco de filtros para la transformada discreta de onditas (DWT) . .	37

3.4.6.	Banco de filtros analógicos	45
3.4.7.	Sin preprocesamiento	52
3.5.	Análisis conjunto de los métodos	52
3.6.	Conclusiones	55
4.	Implementación de circuitos detectores basados en ondas	56
4.1.	Introducción	57
4.2.	Unidad de detección basada en filtros onda analógicos	57
4.2.1.	Consideraciones de rango dinámico	58
4.2.2.	Diseño de subsecciones de la unidad de detección	61
4.2.3.	Layout del circuito	83
4.2.4.	Discusión de los resultados experimentales	84
4.3.	Filtro en cascada Haar	96
4.3.1.	Resultados de las simulaciones	109
4.3.2.	Layout	109
4.3.3.	Estructuras pendientes	112
4.4.	Conclusiones	117
5.	Implementación de circuitos localizadores de señales de audio impulsivas	118
5.1.	Introducción	119
5.2.	Descripción funcional de estimadores usando líneas de retardo	121
5.2.1.	Correlación cruzada (CC)	121
5.2.2.	Derivada de la correlación cruzada (CCD)	122
5.2.3.	El CCD adaptivo (ACCD)	123
5.3.	Sistema de lazo cerrado sin cadenas de retardo	124
5.3.1.	Implementación en silicio	126
5.3.2.	Verificación eléctrica	126
5.4.	Sistema de lazo cerrado con algoritmo de filtrado lineal para estimación	133
5.4.1.	Cálculo y simulaciones de variables del estimador lineal	137
5.4.2.	Implementación en silicio	137
5.4.3.	Verificación	140
5.5.	Sistema de lazo cerrado con algoritmo de búsqueda binaria para la estimación del retardo	148
5.5.1.	Diseño y verificación	150
5.6.	Conclusiones	154
6.	Conclusiones y aportes	156
A.	Verificación de condiciones de admisibilidad de un polinomio pasabanda de orden tercero utilizado como función de onda continua.	160
A.1.	Introducción	161
A.2.	Integración a cero en tiempo infinito	162
A.3.	Pertenencia de $\psi(t)$ a $L^2(\mathbb{R})$ (energía finita)	163
A.4.	Pertenencia de $\hat{\Psi}(\omega)$ a $L^2(\mathbb{R})$	164

A.5. Condición de admisibilidad	165
A.6. Localización en tiempo y frecuencia	166
B. Análisis de filtros simétricos de diferenciado y de promedio deslizantes, construidos con filtros balanceados a capacitores conmutados.	169
B.1. Análisis de un circuito de promedio deslizante	170
B.2. Análisis de un circuito de diferenciado deslizante	174
Bibliografía	180

Índice de tablas

3.1. ROC para comparación contra valor absoluto de la señal.	26
3.2. Semiperiodo aproximado del primer o segundo pico de presión sonora. . . .	29
3.3. ROC para filtrado de mediana de la señal de entrada.	31
3.4. ROC para filtrado de la señal de entrada usando un operador de energía de Teager.	33
3.5. ROC para correlación de la señal contra plantilla hecha con el promedio de disparos a 30 m.	35
3.6. ROC para correlación de la señal contra plantilla hecha con el promedio disparos a 90 m.	36
3.7. Diadas del banco de filtros en cascada para la DWT.	41
3.8. ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 3, 4 y 5. Estimador cuadrático de energía.	42
3.9. ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 3, 4 y 5. Valor absoluto como estimador de energía.	42
3.10. ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 4, 5 y 6. Estimador cuadrático de energía.	43
3.11. ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 4, 5 y 6. Valor absoluto como estimador de energía.	43
3.12. ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3, 4 y 5. Valor absoluto como estimador de energía.	48
3.13. ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3, 4 y 5. Estimador cuadrático de energía.	49
3.14. ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3 y 4. Valor absoluto como estimador de energía.	49
3.15. ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3 y 4 . Estimador cuadrático de energía.	50
3.16. ROC para señal de entrada sin procesar.	52
3.17. Mejores pares (TPR, FPR) por algoritmo.	53
4.1. Tensiones pico entregadas, referidas a presiones sonoras esperadas por el sistema, por un micrófono EMKAY MD9745APZ-F.	60

4.2.	Razones de aspecto de transistores para cada OTA (W/L).	65
4.3.	Características de OTAs implementados, obtenidas de simulaciones SPICE.	65
4.4.	Cálculos de la desviación porcentual de las tensiones de compuerta para los pares diferenciales para la tecnología y los tamaños escogidos (transistores PMOS).	83
4.5.	Cálculos de la desviación porcentual de los copiadores de corriente NMOS, para la tecnología y los tamaños usados.	83
4.6.	Cálculos de la desviación porcentual de los copiadores de corriente PMOS, para la tecnología y los tamaños usados.	83
4.7.	Consumo completo de etapas con alimentación a 4V. CI 1.	86
4.8.	Consumo completo de etapas con alimentación a 3.3V. CI 2.	87
4.9.	<i>Offset</i> de salida para las etapas de los coeficientes, para los dos CI medidos.	87
4.10.	Tensiones de polarización para el amplificador operacional tipo cascode.	105
5.1.	Comparación de consumo y precisión entre la arquitectura de lazo cerrado y otros circuitos que realizan la misma función.	130
5.2.	Consumo final del CI estimador de retardo basado en filtro lineal de Kalman (excluidos pads).	143
5.3.	Consumo final del CI estimador de retardo basado en un algoritmo de búsqueda binaria(excluidos pads).	152
A.1.	Diadas del banco de filtros en paralelo propuesto en el capítulo 3.	161

Índice de figuras

2.1. Imagen Schlieren de alta velocidad de un rifle calibre .30-06 haciendo fuego.	7
2.2. Imagen Schlieren del estallido de boca de una pistola .45 sin silenciador (izquierda) y con silenciador (derecha).	8
2.3. Firma temporal del fenómeno acústico detrás de un disparo de arma de fuego en dirección a un micrófono, a campo abierto.	8
2.4. Cono de propagación de la onda de choque generada por la bala a velocidad supersónica.	10
2.5. Muestra temporal de algunas de las señales grabadas en un ambiente selvático.	11
2.6. Muestra de firma temporal de las cinco armas grabadas, a una distancia de 30m, 0 grados de incidencia sobre el micrófono.	12
2.7. Ejemplos espectrales para una carabina calibre .22, una pistola de 9mm y una escopeta calibre .12, todas grabadas a una distancia de 30m. Sonidos tomados de [1].	13
2.8. Muestra de firma temporal detallada para una pistola 9mm, a una distancia de 30m, 0 grados de incidencia sobre el micrófono.	13
2.9. Ejemplo de un nodo completamente integrado.	16
2.10. Ejemplo de la red de sensores para la detección de caza ilegal.	17
3.1. Estructura básica del algoritmo de detección evaluado.	20
3.2. Los positivos que ocurren en un instante demasiado alejado del verdadero evento, como los que se observan cerca de los cinco y siete segundos en este caso, se consideran como anomalías (XTP).	24
3.3. Ejemplo de detección correcta (positivo verdadero) del disparo de una escopeta calibre .12, a 250m del detector, usando el método de transformada discreta de ondita (DWT).	25
3.4. Estructura básica del algoritmo de detección por valor absoluto o rectificación de señal.	26
3.5. ROC de sistema sobre la señal rectificada en onda completa (o valor absoluto).	27
3.6. Estructura de detección por filtrado de mediana.	27
3.7. Dispositivo de brigada de baldes, o "Bucket Brigade Device", usado como registro analógico de desplazamiento.	28

3.8. Unidad básica de una celda de retardo basada en muestrear y mantener una señal usando dos relojes complementarios no solapados.	29
3.9. Ejemplo de búsqueda por el retardo y la ventana óptimos.	31
3.10. ROC. Preprocesamiento de Filtro de mediana.	32
3.11. Estructura básica del algoritmo de detección basado en el operador discreto de energía de Teager.	33
3.12. ROC. Preprocesamiento por medio de TEO.	33
3.13. Esquema básico para el algoritmo de detección basado en filtrado por apareamiento (correlación contra una plantilla).	34
3.14. ROC. Procesamiento por correlación. Plantilla de disparos a 30 metros. . .	35
3.15. ROC. Procesamiento por correlación. Plantilla de disparos a 90 metros. . .	36
3.16. Respuesta normalizada en frecuencia de filtro escala Haar. El filtro actúa como un pasa bajos.	38
3.17. Respuesta normalizada en frecuencia de filtro ondita Haar. El filtro actúa como un pasa altos.	39
3.18. Estructura general de un banco de filtros de descomposición por onditas. . .	40
3.19. Estructura del banco de filtros y el detector.	40
3.20. Suma de vectores a la salida de los filtros de ondita discreta.	41
3.21. ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Estimador cuadrático de energía. Coeficientes de niveles 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.	42
3.22. ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Valor absoluto como estimador de energía. Coeficientes de niveles 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.	43
3.23. ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Estimador cuadrático de energía. Coeficientes de niveles 4, 5 y 6. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.	44
3.24. ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Valor absoluto como estimador de energía. Coeficientes de niveles 4, 5 y 6. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.	44
3.25. Estructura de procesamiento de señal para encontrar detalles de señal, utilizando un banco de filtros paralelos como estructura de preprocesamiento CWT.	46
3.26. Banco de filtros paralelos analógico equivalente a una descomposición continua de onditas.	46
3.27. Respuesta de frecuencia de los filtros en un banco paralelo de transformada continua de onditas (CWT).	47

3.28. ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador de valor absoluto para la energía.	48
3.29. ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador cuadrático para la energía.	49
3.30. ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3 y 4. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador de valor absoluto para la energía.	50
3.31. ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3 y 4. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador cuadrático para la energía.	51
3.32. ROC. Señal sin preprocesamiento. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.	52
3.33. Falso positivo obtenido con el filtro de mediana procesando una grabación de una quebrada.	54
4.1. Banco de filtros completo a implementar, utilizando amplificadores operacionales de transconductancia (OTAs).	58
4.2. Valor de la constante de proporcionalidad entre la transconductancia del OTA y la transconductancia de los transistores del par de entrada, $K = gm_{M1}/G_m$, en función de la transconductancia normalizada como función a su vez del nivel de inversión del transistor.	63
4.3. Valor de la constante de proporcionalidad entre transconductancia del OTA y transconductancia de los transistores del par de entrada, $K = gm_{M1}/G_m$ en función del nivel de inversión i_f del transistor M_1	63
4.4. OTA linealizado con difusores simétricos.	64
4.5. Transconductor de 137nS. Se usan transistores PMOS como par de entrada por su menor transconductancia intrínseca.	66
4.6. Simulaciones de rango lineal y transconductancia de OTA de 137nS.	66
4.7. Transconductor de 68.5nS.	67
4.8. Simulaciones de rango lineal y transconductancia de OTA de 68.5nS.	67
4.9. Simulaciones de rango lineal y transconductancia OTA 34.25nS.	68
4.10. Rango lineal y transconductancia para OTA de 385nS, polarizado con 180nA.	69
4.11. Esquema de amplificación usado para las salidas a pads de los coeficientes y el nodo intermedio del banco de filtros.	69
4.12. Respuesta en frecuencia para los coeficientes 3, 4 y 5 y el nodo intermedio.	70
4.13. OTA dual, 68.5 nS.	71
4.14. Comparador para detección de cruce por cero. Versión 1, salida balanceada.	72
4.15. Comparador para detección de cruce por cero para rectificador. Versión 2.	72

4.16. Simulación en CD para comparadores, versiones 1 y 2.	73
4.17. Respuesta transitoria para comparadores versiones 1 y 2, entrada de 20mV.	73
4.18. Circuito rectificador completo.	74
4.19. Transferencia CD para el rectificador (versiones 1 y 2 con comparadores versiones 1 y 2 respectivamente).	74
4.20. Respuesta transitoria para el rectificador.	75
4.21. Unidad de cálculo con sumador de salida de filtros rectificadas.	76
4.22. Respuesta de unidad completa, entrada 20mV.	77
4.23. Salida del algoritmo teórico versus salida simulada a partir del esquemático, para una aproximación lineal a tramos al sonido grabado de una pistola 9mm a 250m, 180 grados.	77
4.24. Salida del algoritmo teórico versus salida simulada a partir del esquemático, para una aproximación lineal a tramos al sonido grabado de un revolver .32 a 250m, 0 grados.	78
4.25. Salida del algoritmo teórico versus salida simulada a partir del esquemático, para una aproximación lineal a tramos al sonido grabado de una carabina .22 a 90m, 0 grados.	79
4.26. Ejemplo de los copiadores de corrientes de polarización.	80
4.27. Fuente de autopolarización, independiente de la alimentación. Se incluye circuito arrancador.	81
4.28. Escalera de división de corrientes	81
4.29. Ejemplo de layout de los OTAs.	84
4.30. Layout final de todo el circuito integrado, en tecnología estándar CMOS de 0.5 μ m.	85
4.31. Banco de pruebas usado, con detalle de la placa de mediciones con el CI incorporado.	86
4.32. Respuesta en frecuencia para el nodo intermedio y los coeficientes 3, 4 y 5.	88
4.33. Respuesta temporal de la unidad de cálculo para un tono de 500Hz.	89
4.34. Salida del sistema, con la entrada alimentada con una sinusoidal de 500Hz, 150mV.	89
4.35. Banco de pruebas fuera de línea, aplicado sobre el CI 2.	91
4.36. Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de escopeta .12 a 30m.	91
4.37. Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de carabina .22 a 30m.	92
4.38. Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de una pistola de 9mm a 90m.	92
4.39. Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de revólver .38 a 90m.	93
4.40. Respuesta del sistema y el algoritmo para una grabación de ave, amplificada 100 veces.	93

4.41. Respuesta del sistema y el algoritmo para una grabación de avión, amplificada 100 veces.	94
4.42. Respuesta del sistema y el algoritmo para una grabación de una motosierra a 30m, amplificada 10 veces.	94
4.43. Propuesta de banco de pruebas en línea.	95
4.44. Estructura de un filtro de Haar de escala, llamado también de aproximación.	96
4.45. Estructura de un filtro de Haar de ondita, llamado también de detalle.	97
4.46. Estructura básica de descomposición de un coeficiente $c_{AN} - 1$ en un coeficiente c_{DN} de detalle y un coeficiente c_{AN} de aproximación.	97
4.47. Dos bloques de aproximación en cascada, con un submuestreo por 2 en el medio.	97
4.48. Circuito que realiza un filtrado por aproximación en dos niveles, para obtener el coeficiente CA_2	98
4.49. Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. 4.48.	99
4.50. Circuito que realiza el muestreo y mantenimiento a la salida de todos los coeficientes.	100
4.51. Circuito que realiza un filtrado por detalle de un nivel, para obtener el coeficiente cD_3 . El diagrama de tiempos de los relojes necesarios se muestra en la Fig. 4.52.	101
4.52. Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. 4.51.	101
4.53. Un bloque de aproximación seguido de un bloque diferenciador en cascada, con un submuestreo por 2 en el medio.	102
4.54. Circuito que realiza un filtrado por detalle de dos niveles, para obtener el coeficiente cD_4	103
4.55. Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. 4.54.	104
4.56. Muestra de la implementación discreta en Matlab del coeficiente cA_2	104
4.57. Diagrama de bloques del circuito completo para el cálculo de los coeficientes de detalle 3, 4 y 5.	105
4.58. Configuración del amplificador operacional con terminación o salida sencilla, tipo cascode, y respuesta de frecuencia.	106
4.59. Diagrama de tiempos de la secuencia de relojes principales.	106
4.60. Generador de relojes bifásicos.	107
4.61. Buffer de reloj.	108
4.62. Bloque de acondicionamiento de reloj para cada señal de conmutación necesaria.	108
4.63. Simulación temporal para el coeficiente de aproximación 2, luego de sus respectivo muestreo y mantenimiento.	109
4.64. Simulación temporal para el coeficiente de detalle 3, luego de su respectivos muestreo y mantenimiento.	110

4.65. Simulación temporal para el coeficiente de detalle 5, luego de su respectivos muestreo y mantenimiento.	110
4.66. Simulación temporal para el coeficiente de detalle 5, luego de su respectivos muestreo y mantenimiento.	111
4.67. Simulación de circuito final para el coeficiente cA_2	111
4.68. Simulación de circuito final para el coeficiente cD_3	112
4.69. Simulación final de circuito final para el coeficiente cD_4	113
4.70. Simulación de circuito final para el coeficiente cD_5	114
4.71. Simulación de circuito final para el coeficiente cD_4 , en las salidas no diferenciales.	115
4.72. Layout completo del circuito para implementar la DWT Haar.	116
5.1. Arreglo básico de cuatro micrófonos, M_1 , M_2 , M_3 y M_4 , para estimación de ángulo de arribo de una fuente sonora.	120
5.2. Unidad bit de correlación cruzada. Una por etapa de retardo.	122
5.3. Unidad bit de derivada de correlación cruzada.	122
5.4. Aproximación adaptiva. Las señales se almacenan en líneas de retardo. . . .	123
5.5. Sistema de lazo cerrado para estimar ITD	125
5.6. Ejemplo algorítmico sobre dos ondas desfasadas.	125
5.7. Arquitectura digital de lazo cerrado.	127
5.8. Arquitectura implementada usando celdas estándar en un proceso estándar CMOS de $0.35\mu m$	127
5.9. Banco de pruebas implementado sobre una placa Digilent Inc. con una FPGA Spartan 3.	128
5.10. Test de linealidad del CI estimador de retardo por lazo cerrado.	128
5.11. Error absoluto de estimación, con su desviación estándar.	129
5.12. Detalle de convergencia total del sistema para varios retardos aleatorios. . .	129
5.13. Esquema del ambiente de medición en campo abierto. La unidad sensora de dirección (Bearing Sensor Unit o BSU) se conecta a una red inalámbrica de sensores, con el CI estimador de retardo incorporado.	131
5.14. Resultados de mediciones angulares a campo abierto con la BSU, para un barrido de ángulo entre -90° y 90° en el eje Norte-Sur.	132
5.15. La BSU en el campo, junto con un detalle de la unidad con el CI estimador de lazo cerrado incorporado.	132
5.16. Diagrama funcional simplificado del sistema. Se supone un sistema sincrónico con matrices invariantes de transición.	133
5.17. Cálculo del tiempo de vuelo (TOF)	134
5.18. FSM de control del contador de TOF. Las ecuaciones booleanas están escritas en el formato de Verilog HDL.	134

5.19. Ejemplo de la convergencia del sistema a una estimación estable para una ganancia $W(k)$ dinámica y para $W(k)=W=\text{constante}$	138
5.20. FSM de control del estimador lineal.	139
5.21. Diagrama de bloques de la descripción RTL en Verilog de la ruta de datos del estimador lineal.	140
5.22. Respuesta del estimador lineal implementado a nivel RTL en Verilog. . . .	141
5.23. Fotografía del CI estimador lineal, realizado con una biblioteca de celdas estándar sobre un proceso CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$	142
5.24. Banco de pruebas usado para el estimador lineal.	142
5.25. Detalle de las pruebas de convergencia para un patrón aleatorio de retardos sobre dos señales de 200Hz.	143
5.26. Prueba de linealidad del estimador lineal.	144
5.27. El error del circuito está siempre acotado a una desviación estándar de $2.5\mu\text{s}$, tal como se espera.	145
5.28. Error del circuito estimador lineal para medición de retardos entre dos señales de 1kHz.	146
5.29. Verificación de la programabilidad de la constante W y comparación de la convergencia para distintos valores de la misma.	147
5.30. Diagrama de bloques de un estimador binario.	148
5.31. Diagrama de bloques de la ruta de datos del estimador binario alterno, descrito en Verilog HDL.	149
5.32. Detalle del algoritmo de búsqueda binaria para estimación del retardo. . . .	149
5.33. Respuesta del estimador por búsqueda binaria implementado a nivel RTL en Verilog.	151
5.34. Fotografía del CI de estimación de retardo basado en búsqueda binaria, realizado con una biblioteca de celdas estándar sobre un proceso CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$	151
5.35. Detalle de convergencia del algoritmo binario.	152
5.36. Prueba de linealidad del estimador binario.	153
5.37. El error del circuito está siempre acotado a una desviación estándar de $2.5\mu\text{s}$, tal como se espera.	153
A.1. Respuesta al impulso para los coeficientes 3, 4, 5.	162
B.1. Circuito que realiza un filtrado por aproximación en dos niveles, para obtener el coeficiente CA_2	170
B.2. Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. B.1. . . .	171
B.3. Circuito equivalente para el primer ciclo.	171
B.4. Circuito equivalente para el segundo ciclo.	172
B.5. Circuito equivalente para el tercer ciclo.	173

B.6. Circuito que realiza un filtrado por detalle de dos niveles, para obtener el coeficiente cD_4	175
B.7. Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. B.6. . . .	175
B.8. Circuito equivalente para el primer ciclo.	176
B.9. Circuito equivalente para el segundo ciclo.	177
B.10. Circuito equivalente para el tercer ciclo.	177

Abstract

The development, validation and testing of five low power integrated circuits is shown. The circuits are meant to be used as nodes in a miniature energy aware wireless sensor network for environmental protection against illegal hunting in tropical forests in Costa Rica. The network is supposed to provide low cost efficient detection and localization of gunshots, and some algorithms are evaluated and classified in terms of their statistical efficiency using signal detection techniques. The algorithms to be implemented are then chosen depending on their VLSI low power feasibility.

The first IC implements a continuous wavelet transform algorithm and an energy calculation unit, built using low power CMOS analog techniques, intended as signal pre-processing for an acoustic gunshot adaptive threshold detector. The circuit is functional and shows a power dissipation of $21.4\mu\text{W}$ at 3V.

The second IC implements a Haar discrete wavelet transform for the same purposes as IC1, using a switched capacitors approach. Simulations predict a $40\mu\text{W}$ dissipation at 3V, 14kHz, with an absolute error of less than 2 % with regards to the theoretical response.

The third IC implements a low power digital algorithm for delay estimation. The circuit uses a closed loop approach and requires only $1.04\mu\text{W}$ at 3.3V, surpassing equivalent ICs reported in the literature. The IC has been electrically verified and tested on the field, as part of a Bearing Sensor Unit integrated into a wireless sensor network.

The fourth IC implements a delay estimator based on a Kalman filter. The energy requirements of the chip are equivalent to those of the third IC for a similar estimation, with a faster convergence, and has been electrically verified.

The fifth IC implements a delay estimator based on a binary search algorithm. The power requirements are slightly inferior to those of the fourth IC, with a slower convergence speed, but power consumption may be improved through some simple changes in the architecture, without a penalty on the convergence speed.

Resumen

Se muestra el desarrollo, validación y testeo de cinco circuitos integrados de bajo consumo de potencia. Se pretende utilizar estos circuitos como nodos en una red inalámbrica miniatura de bajo consumo, para fines de protección ambiental contra caza ilegal en bosques tropicales en Costa Rica. Se espera que la red provea de una detección y localización eficientes de disparos de armas de fuego, y varios algoritmos se evalúan y clasifican respecto a su eficiencia estadística usando técnicas de detección de señales. Los algoritmos a implementarse se seleccionan luego dependiendo de sus posibilidades de realización en dispositivos VLSI de bajo consumo.

El primer CI implementa una transformada continua de ondas y una unidad de cálculo de energía, construidas usando técnicas analógicas CMOS de bajo consumo, para usarse como pre-procesamiento de señales para un detector acústico de disparos por umbral adaptivo. El circuito es funcional, con una disipación de potencia de $21.4\mu\text{W}$ a 3V.

El segundo CI implementa una transformada discreta Haar de ondas con el mismo propósito del primer CI, usando una técnica de capacitores conmutados. Las simulaciones predicen una disipación de $40\mu\text{W}$ a 3V, 14kHz, con un error absoluto debajo del 2 % de la respuesta teórica.

El tercer CI implementa un algoritmo digital de bajo consumo para estimación de retardo. El circuito usa una aproximación de lazo cerrado y requiere solo $1.04\mu\text{W}$ a 3.3V, superando CIs equivalentes reportados en la literatura. El CI ha sido verificado eléctricamente y probado en el campo, como parte de una unidad de localización angular integrada a una red de sensores inalámbricos.

El cuarto CI implementa un estimador de retardo basado en un filtro de Kalman. Los requerimientos energéticos del CI son equivalentes a los del tercer CI para una estimación similar, con una mayor velocidad de convergencia. El CI ha sido eléctricamente verificado.

El quinto CI implementa un estimador de retardo basado en un algoritmo de búsqueda binaria. Los requerimientos de potencia son levemente inferiores a los del cuarto CI, con una menor velocidad de convergencia, pero el consumo puede mejorar aplicando algunos simples cambios en la arquitectura, sin afectar la velocidad.

Agradecimientos

Es difícil enumerar agradecimientos cuando han sido tantos los que me han apoyado por este camino. En primer lugar, mi familia, amigos y colegas en Costa Rica, que me impulsaron a seguir adelante con este proyecto de vida. Y en segundo lugar, no por ello menos importante, a todos los amigos y amigas que hice durante mi estadía en Argentina, gente que cálidamente me recibieron en su país y que, a través de su amistad y cariño, transformaron lo que fue al principio un lugar extraño en un segundo hogar para mí. A todos les debo la feliz conclusión de este sueño.

Capítulo 1

Introducción

La caza ilegal de especies protegidas es un grave problema en las reservas forestales costarricenses, debido a su amplia extensión y la poca cantidad de guardaparques disponibles para la vigilancia de las mismas. Dada la importancia ecológica y económica de estas reservas, deben buscarse métodos que aseguren su conservación. El presente trabajo tiene como motivación la protección de la ecodiversidad de reservas forestales, a través del uso de tecnologías que complementen el recurso humano de vigilancia.

Una posibilidad tecnológica es la de usar una red inalámbrica de sensores dedicada a la detección y localización de disparos de armas de fuego, para avisar a los guardaparques sobre la presunta actividad de cazadores ilegales en un determinado lugar de la reserva. No obstante, el uso de redes de sensores en ambientes boscosos del tipo existente en las zonas tropicales lluviosas presenta problemas en cuanto a la alimentación de las unidades, considerando la inaccesibilidad típica de dichos bosques y las dificultades para utilizar fuentes alternativas como la solar o la eólica. Un aspecto clave del desarrollo de sensores para este tipo de red es entonces su necesidad de operar con un muy bajo consumo de potencia, que permita la alimentación por medio de baterías estándar.

En el Cap. 2 se ofrecen los antecedentes del problema a enfrentar y los resultados existentes hallados en la literatura sobre la detección y localización de disparos de armas de fuego. Del capítulo, se desprende que existen pocas aplicaciones de redes inalámbricas de sensores aplicadas a la protección ambiental reportadas en la literatura especializada. Si bien hay muchas implementaciones de redes de sensores dedicadas a la detección y localización de disparos, la mayoría se abocan a fines militares y de seguridad ciudadana, y no están sujetas a restricciones de consumo. Ello dificulta su adaptación a los fines que persigue este trabajo.

En el Cap. 3 se discuten posibles vías de solución al problema planteado y se propone la construcción de sensores adecuados para una red inalámbrica de bajo consumo, que permita la detección y localización de disparos de armas de fuego con un consumo bajo de potencia. Un método muy utilizado en la detección de señales, es el de comparación de la señal procesada contra un umbral adaptivo. Como primer paso, se realiza un estudio algorítmico de varios métodos de procesamiento de señal para determinar cuáles son idóneos en términos tanto de eficiencia del detector como de su posible realización en circuitos microelectrónicos de bajo consumo de potencia.

En el Cap. 4 se muestra el desarrollo, validación y evaluación eléctrica o de simulación de dos circuitos microelectrónicos de bajo consumo contruidos en tecnología estándar CMOS, basados en dos de los algoritmos de detección seleccionados por el estudio anterior. Se hace un análisis de sus desempeño y se proponen futuras actualizaciones de los mismos para mejorar su desempeño funcional y de consumo de potencia.

En el Cap. 5 se realiza un breve estudio de métodos usados para la localización de fuentes sonoras y su aplicabilidad a la detección de fuentes impulsivas. A partir de este estudio, se muestra el desarrollo, validación y evaluación de tres circuitos microelectrónicos de muy bajo consumo, utilizando tres distintos métodos de localización basados en un sistema de

lazo cerrado. Se compara el desempeño de los mismos contra estructuras ya existentes con prestaciones similares, y se muestran las ventajas en términos de consumo y velocidad de convergencia de los circuitos desarrollados en este trabajo.

En el Cap. 6 se ofrecen las conclusiones generales de este trabajo, se detallan los aportes del mismo y se plantean nuevas líneas de trabajo.

Capítulo 2

Antecedentes y resultados existentes

2.1. Introducción

Esta tesis se origina a partir de las necesidades de una red de protección ambiental para áreas de refugio silvestre y animal. Estas reservas se ven amenazadas entre otras cosas por la caza ilegal de especies exóticas. La detección de disparos de arma de fuego por medios electrónicos se vuelve entonces interesante en la medida que provee de una vigilancia efectiva contra cazadores ilegales. En la Sección 2.2 se enumeran en detalle los antecedentes que motivaron esta investigación. La Sección 2.3 introduce los aspectos físicos detrás del fenómeno acústico producido por un disparo de arma de fuego. La Sección 2.4 ofrece un panorama de las soluciones existentes relacionadas con los problemas de detección, clasificación y localización de disparos de armas de fuego, y sus limitaciones con respecto a la solución buscada en esta investigación. La Sección 2.5 describe el enfoque metodológico que se siguió durante este trabajo.

2.2. Motivación para el estudio de soluciones al problema de detección y localización de armas de fuego

Un 24 % del territorio costarricense está conformado por parques nacionales y reservas biológicas. Dicho territorio provee de una riqueza no tangible en términos de conservación del medio ambiente y los recursos naturales renovables del país. Pero a su vez, es un laboratorio único para la investigación sobre la vida en el planeta, una fuente de posibles soluciones farmacéuticas naturales, y un generador de riqueza inmediata, a través de la venta de certificados de emisión de carbono y la atracción del turismo ecológico. Solo en el año 2008, los ingresos brutos por turismo en el país ascendieron a 1921 millones de dólares norteamericanos, y uno de los principales atractivos que mencionan los turistas es la variedad de recursos naturales que ofrece el país [2, 3]. Es por lo anterior que la protección de este territorio se convierte en una prioridad nacional, algo que sin embargo contrasta con el escaso presupuesto del que disponen las autoridades para su protección. Por ser la mayor parte de estas reservas bosques en estado prácticamente virgen, son por tanto refugio de cientos de especies exóticas y de maderas de alto valor. Ello les convierte en zona codiciada para la tala y caza ilegales, además de ser extremadamente vulnerables a desastres tales como los incendios provocados por la roza de tierras aledañas dedicadas al cultivo.

En 2002, un grupo de profesores y estudiantes del Instituto Tecnológico de Costa Rica, dirigidos por el MSc. Néstor Hernández, iniciaron un proyecto destinado al desarrollo de redes de sensores abocadas a la protección de reservas naturales. Entre los objetivos primarios de dicho proyecto, se contaba el control de la cacería ilegal de especies, una práctica común muy difícil de controlar, dada la gran extensión de las zonas protegidas y su difícil acceso inmediato. Puesto que gran parte de dicha caza se realiza usando armas de fuego [2, 3], se

consideró importante proveer a los sensores de unidades capaces de detectar el disparo de un arma.

2.3. Generalidades sobre la acústica de disparos de armas de fuego

Con respecto a las complejidades detrás de la detección y clasificación del disparo de armas de fuego, Maher ofrece una muy completa explicación de la física detrás de un disparo [4, 5]. El sonido de un disparo se produce por al menos cuatro fenómenos.

Primero, el estallido de boca, que se debe a la rápida expansión de los gases producto de la carga explosiva usada como propulsor del proyectil. El sonido de la explosión se emite en todas las direcciones, aunque la mayor parte de la energía acústica es expulsada en la misma dirección en que apunta el cañón. Este estallido de boca dura menos de 3 ms y se propaga por el aire a la velocidad del sonido (343 m/s a 20°C), e interactúa con el suelo, obstáculos en los alrededores, la dispersión esférica, los gradientes de temperatura y los de viento en el aire y la absorción atmosférica [4–6]. Si se coloca un micrófono cerca del arma, la fuente acústica primaria será el sonido directo del estallido de boca. Pero si el micrófono se lleva más lejos, la señal acústica exhibirá efectos de propagación, reflexiones multicamino y reverberación. Por otra parte, algunas armas pueden proveerse con un supresor acústico que reducen el estallido de boca (e incluso a veces el flash visible de luz que lo acompaña) al amortiguar la expansión lateral de los gases producidos por la pólvora, lo que disminuye la presión sonora del estallido.

Segundo, si la bala viaja a una velocidad supersónica –como es normalmente el caso–, se genera una onda de choque acústico que se propaga alejándose de la ruta de la bala. La onda de choque se expande en forma cónica detrás de la bala, con el frente de onda propagándose hacia afuera a la velocidad del sonido. Este cono tiene un ángulo interno, llamado ángulo Mach (θ_M), que se relaciona con la velocidad del sonido ($c = 340\text{m/s}$ en el aire) y la del proyectil (V) por el así llamado número de Mach M ,

$$\theta_M = \sin^{-1}\left(\frac{1}{M}\right) \quad (2.1)$$

donde $M = V/c$. Aquí, la velocidad del sonido se incrementa con la temperatura, según la relación

$$c = c_0 \sqrt{1 + \frac{T}{273}} \quad (2.2)$$

donde T es la temperatura en grados centígrados y $c_0=331\text{ m/s}$ la velocidad del sonido a 0°C. Por cada grado centígrado de incremento en la temperatura, la velocidad del sonido aumenta 0.61m/s aproximadamente. Si la bala viaja a una velocidad sustancialmente mayor

a la velocidad del sonido, el ángulo de Mach es pequeño y la onda de choque se propaga casi perpendicularmente a la trayectoria de la bala. Si la velocidad de la bala está apenas encima de la velocidad del sonido, el ángulo de Mach es de casi 90° y la onda de choque se propaga casi en paralelo a la trayectoria de la bala. Al irse desacelerando la bala por efecto de la fricción con el aire, el ángulo de Mach empieza a crecer.

En tercer y cuarto lugar, las vibraciones mecánicas dentro del arma y la vibración en las superficies sólidas también son fuentes acústicas en el caso de disparos, pero sus intensidades son bajas y solo detectables a distancias cortas.

En la Fig. 2.1 se muestra una imagen de Schlieren del disparo de un arma, y las perturbaciones que produce en el ambiente viscoso del aire (las generalidades de este método de captura de imágenes de alta velocidad pueden hallarse en [7]). Son claramente perceptibles tanto la esfera acústica producto del estallido de boca, como el cono que va produciendo la onda de choque, generalmente llamada onda de choque N, por la breve firma temporal que produce.



Fig. 2.1: Imagen Schlieren de alta velocidad de un rifle calibre .30-06 haciendo fuego. La bala sale a aproximadamente Mach 2.5. Son claramente perceptibles tanto la esfera acústica producto del estallido de boca, como el cono que va produciendo la onda de choque. Fotografía de Gary Settles [7].

En la Fig. 2.2 se muestra un ejemplo del efecto que produce el uso de un silenciador o atenuador acústico. Un ejemplo de la presión acústica en función del tiempo, o firma temporal, de los fenómenos de boca de cañón y de onda de choque se muestra en la Fig. 2.3, tomada de [5], mientras que un croquis más detallado de la expansión del cono se muestra en la Fig. 2.4. Es de notar, además, que la onda de choque solo será detectable en la dirección que indica el croquis, y que desaparecerá no bien la velocidad de la bala caiga debajo de la velocidad del sonido, o haga impacto en algún objeto.

Las características sonoras detectables de un disparo de arma de fuego están por tanto determinadas por factores tales como el calibre del proyectil y del cañón, la longitud de éste y

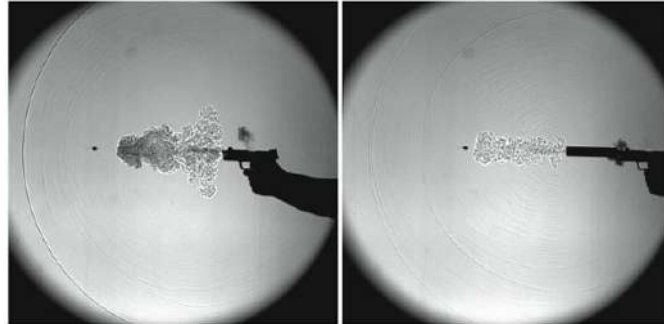


Fig. 2.2: Imagen Schlieren del estallido de boca de una pistola .45 sin silenciador (izquierda) y con silenciador (derecha). Nótese el cambio en la expansión de los gases debida a la explosión de la pólvora. Cuando se usa un supresor acústico, los gases se expanden siguiendo la trayectoria de la bala, produciendo una especie de hisido en vez de la explosión común. Fotografías de Gary Settles [7].

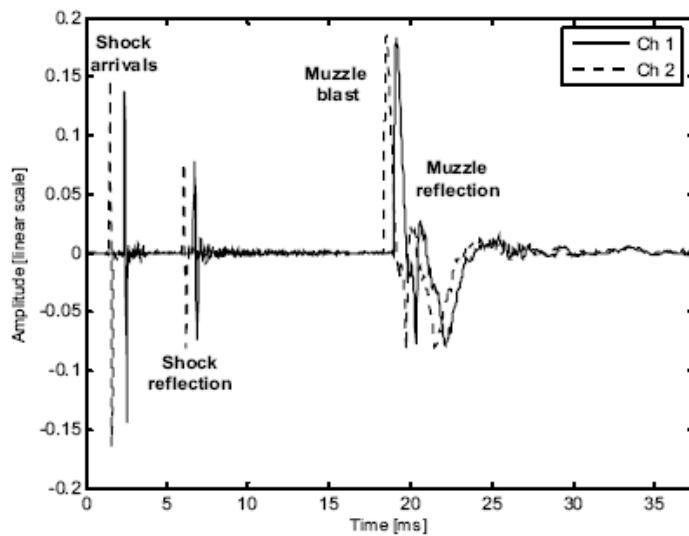


Fig. 2.3: Firma temporal del fenómeno acústico detrás de un disparo de arma de fuego en dirección a un micrófono, a campo abierto. Primero viene la onda de choque en forma de N, debida al rompimiento de la barrera del sonido por parte de la bala. Luego viene el estallido de la boca. La copia retrasada de las ondas se debe a la reflexión en el suelo de ambos sonidos. Figura tomada de [5].

las propiedades químicas del propelente. Además, por tratarse de una señal casi perfectamente impulsiva la que se produce en la boca del cañón, cualquier medición de las características espectrales o impulsivas de un disparo terminará ofreciendo más información acústica del ambiente circundante (i.e., la respuesta acústica al impulso) que de las características del arma o el proyectil [4], y que como se ha dicho son dependientes también de otra gran cantidad de factores, tales como la temperatura, la velocidad del viento, la densidad del follaje, la humedad del aire y las características del suelo [6]. Es por lo anterior que Maher afirma que el estallido de boca no resulta una fuente acústica confiable para el análisis clasificatorio de armas [4].

Para la mayoría de las armas, el estallido es más fuerte en la dirección en que apunta el cañón, y decrece a medida que el ángulo fuera del eje del disparo crece. El estallido puede también verse obscurecido por obstáculos que bloqueen el camino directo entre el arma de fuego y el sensor acústico, lo que complica su detección. Una opción alternativa es detectar la onda de choque N (tal como se propone en Sadler *et al* usando una transformación de onditas [8]), pero esto puede resultar complicado también dado que la onda pierde rápidamente esa forma debido a la dispersión no lineal, o desaparece del todo una vez que el proyectil pierde velocidad y cae bajo la barrera del sonido, o hace blanco en un obstáculo; una posibilidad mucho mayor en un denso ambiente tal como el de un bosque tropical. Además, como indica el cono en la Fig. 2.4, este sonido es aún más direccional que el del estallido de boca. No obstante, al menos en un primer nivel de detección, la característica impulsiva del disparo y su alta intensidad resultan útiles.

Según las mediciones efectuadas por Weissler y Kobal en un estudio sobre distintas armas utilizadas por la policía estadounidense, el estallido de boca de un arma típica oscila entre 171 dB_{SPL} (para un revólver Magnum calibre .44) y 139 dB_{SPL} (para un rifle calibre .22), medidos a unos dos metros de la boca del cañón [9]. Dichas intensidades están bastante por encima del umbral de dolor auditivo para un ser humano (unos 120 dB_{SPL} , aunque el límite considerado para evitar daño permanente es de 105 dB_{SPL}), y no existen fenómenos naturales comunes capaces de producir dichas presiones sonoras [10]. La firma temporal de un disparo grabado en un ambiente selvático, comparada con la de otros fenómenos grabados en ese mismo ambiente, se muestra en la Fig. 2.5 [1]. Las señales están normalizadas a un máximo de presión acústica de 130 dB_{SPL} (decibeles efectivos sobre un nivel de referencia de $20\mu\text{Pa}$). Son notables las diferencias en el tipo de impulso y la amplitud y duración relativa del fenómeno.

Como los disparos para esta muestra se hicieron siempre con el arma apuntando en sentido contrario al micrófono por razones de seguridad, no existe patrón de onda de choque. Además, no es posible ver el efecto de rebote de la señal en el suelo (como en la Fig. 2.3), toda vez que en este caso existe interferencia multicamino debido al ambiente selvático. Una simple comparación de las firmas temporales de varias armas de distinto calibre se aprecia en la Fig. 2.6. La información espectral, tal como se ve en la Fig. 2.7, no ofrece a primera

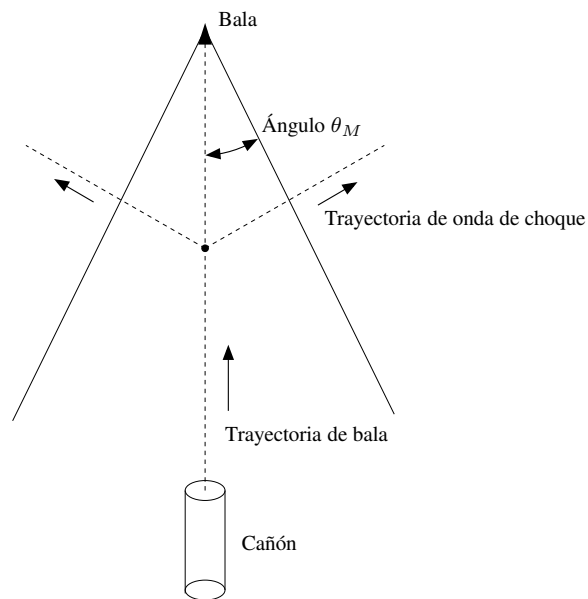


Fig. 2.4: Cono de propagación de la onda de choque generada por la bala a velocidad supersónica. El ángulo de Mach θ_M está determinado por la Ec. 2.1, según [4,5].

vista facilidades de clasificación por medio de algún esquema sencillo de filtrado para tres armas disparadas a la misma distancia. Un detalle más fino de la señal se observa en la Fig. 2.8.

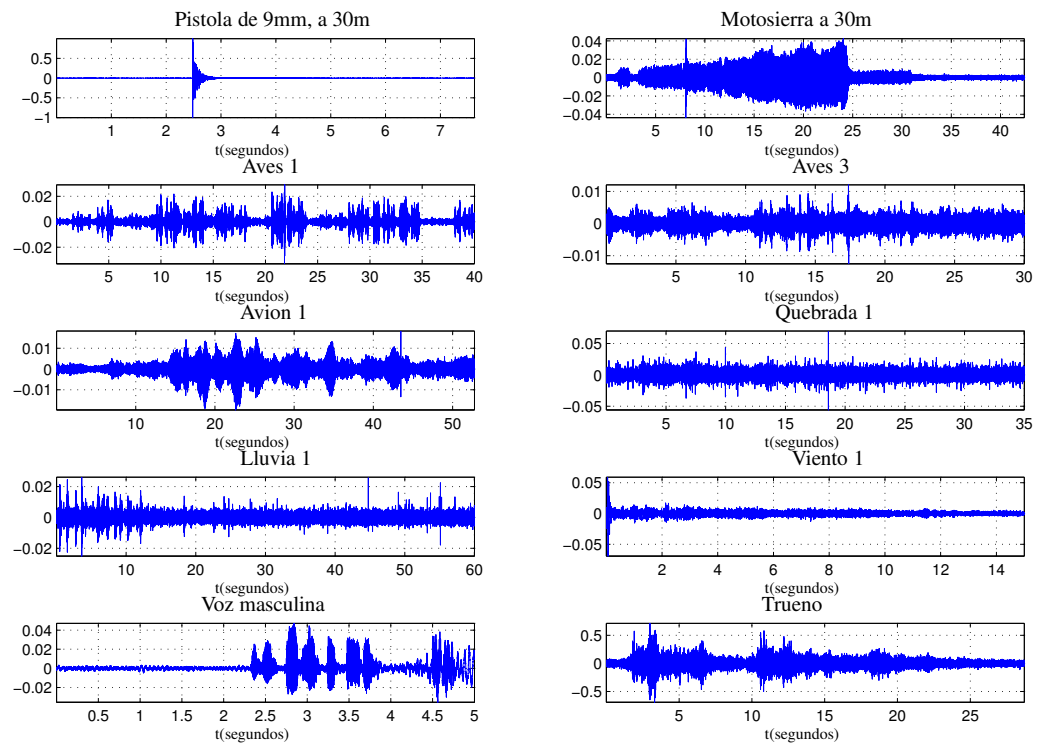


Fig. 2.5: Muestra temporal de algunas de las señales grabadas en un ambiente selvático. Amplitudes normalizadas a 130dB_{SPL} (re $20\mu\text{Pa}$). Sonidos tomados de [1].

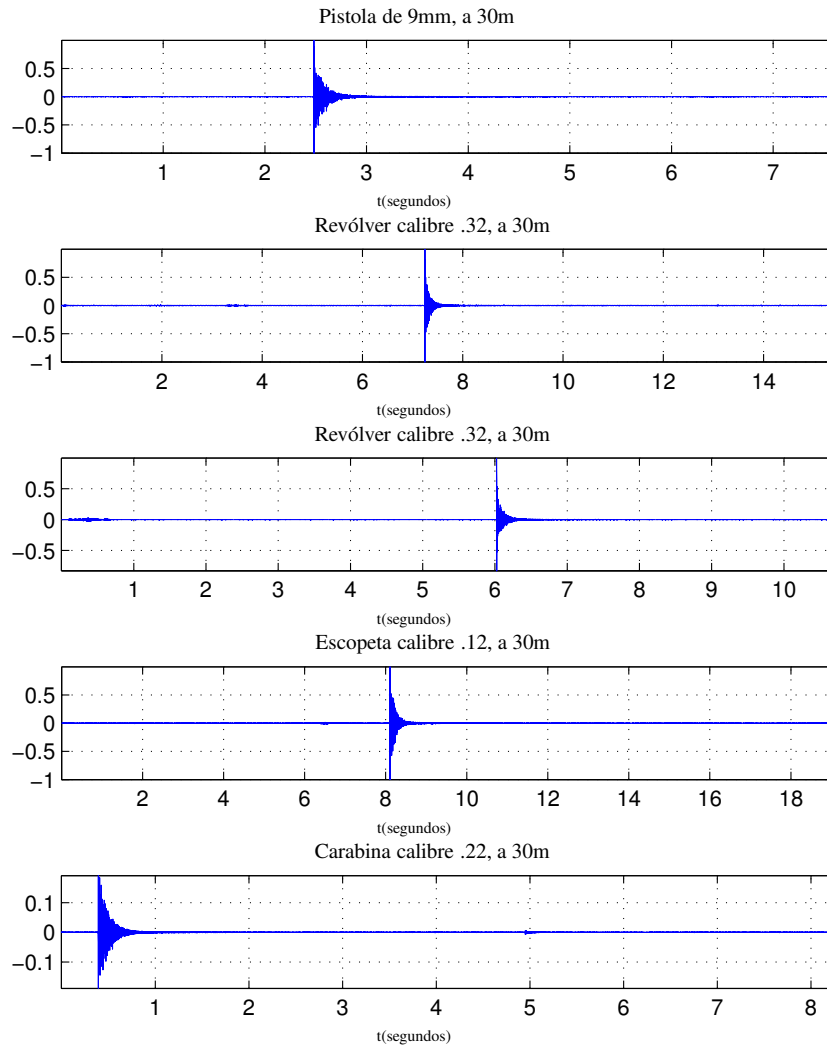


Fig. 2.6: Muestra de firma temporal de las cinco armas grabadas, a una distancia de 30m, 0 grados de incidencia sobre el micrófono. Amplitudes normalizadas a 130dB_{SPL} (re $20\mu\text{Pa}$). Como los disparos para estas muestras se hicieron siempre con el arma apuntando en sentido contrario a la ubicación del micrófono por razones de seguridad, no existe patrón de onda de choque. No es posible ver el efecto de rebote de la señal en el suelo (como en la Fig. 2.3), toda vez que en este caso existe interferencia multicamino debido al ambiente selvático. Sonidos tomados de [1].

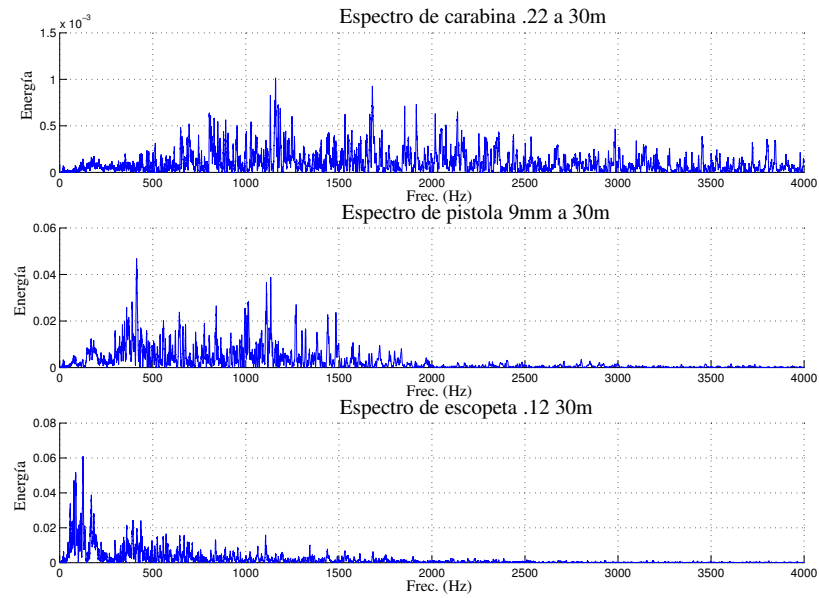


Fig. 2.7: Ejemplos espectrales para una carabina calibre .22, una pistola de 9mm y una escopeta calibre .12, todas grabadas a una distancia de 30m. Sonidos tomados de [1].

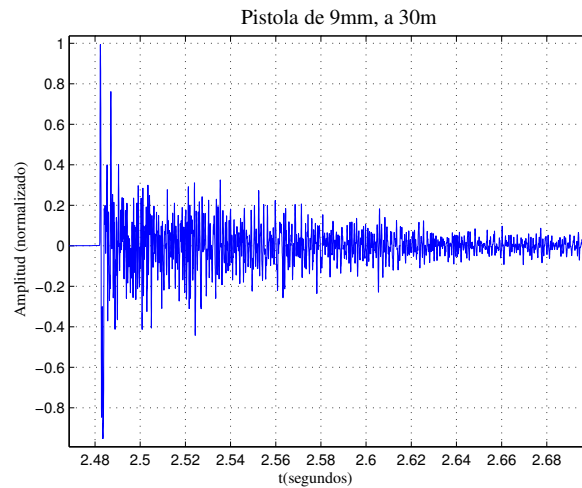


Fig. 2.8: Muestra de firma temporal detallada para una pistola 9mm, a una distancia de 30m, 0 grados de incidencia sobre el micrófono. Amplitudes normalizadas a 130dB_{SPL} (re $20\mu\text{Pa}$). Sonido tomado de [1].

2.4. Aproximaciones a los métodos de detección, clasificación y localización existentes en la literatura

Existe una gran cantidad de investigaciones alrededor de la teoría sobre disparos de armas de fuego y sus necesidades de estudio por razones de seguridad ocupacional, seguridad ciudadana y protección ambiental (ver [9, 11–13]), y varias implementaciones en software y hardware de métodos computacionalmente eficientes para procesamiento digital de señales de disparos, con el objetivo de detectar, clasificar y localizar los mismos o las armas que los producen [8, 13–19]. Estas soluciones se basan en algoritmos complejos tales como:

- Transformada de tiempo corto de Fourier (STFT) [15].
- Transformadas de ondas para detección de la onda de choque [8] y como preprocesamiento para un algoritmo de detección por umbral adaptivo y posterior procesamiento por modelos de máxima verosimilitud y mezclas gaussianas [19].
- Detecciones de cruce por cero para detección inicial [18]
- Modelos ocultos de Markov para clasificación final tomando coeficientes obtenidos de una STFT [18].
- Filtrado de mediana para detección inicial, y clasificación por modelos de máxima verosimilitud y mezclas gaussianas [14].
- Transformadas de Fourier para la extracción de coeficientes MFCC (Mel Frequency Cepstral Coefficients) usados en clasificadores bayesianos [13].
- Localización por triangulación de sensores que proveen de información de ángulo de arribo de fuentes sonoras [16].

En la mayoría de estas propuestas se reportan eficiencias superiores al 90 % en la detección, clasificación y localización de disparos de distintas armas de fuego, con distintos rangos de alcance: entre 30-150m [14, 18] y kilómetros [16].

Estas cifras de efectividad son disputadas en algunos casos por estudios del Ministerio de Justicia de EE.UU., que sitúan la efectividad de soluciones comerciales como el ShotSpotter apenas encima del 80 %, si bien el estudio es de 1999 [12], y existen reportes de eficiencia cercanos al 100 % en distancias entre 30m y 50m, para algunas implementaciones comerciales de la compañía BBN Technologies, usadas por las tropas norteamericanas en Irak para la detección y localización de francotiradores [20]. Algunos de los métodos, no obstante, no pasan de modelados matemáticos [8, 16], o requieren de un alto poder computacional [13–15, 18, 19], y su portabilidad es limitada en términos de alimentación, al requerir desde sistemas computacionales centralizados, hasta redes inalámbricas de sensores con dispositivos DSP y GPS dedicados, microcontroladores y dispositivos de lógica programable.

Un ejemplo de los sistemas más portables es el propuesto por [18], que reporta necesidades de potencia en el orden de los 31mA por nodo, sin considerar el nodo central de proceso.

Puesto que la motivación central es el establecimiento de una red de vigilancia contra la caza ilegal en reservas o bosques tropicales, es natural optar por una solución que sea de muy bajo consumo y de largo alcance. En un ambiente de este tipo es necesario contar con fuentes de alimentación de larga duración, por lo que el consumo de potencia de los sensores se transforma en un parámetro clave. El uso de algoritmos y estructuras de procesamiento complejas se ve por tanto limitado, al menos en las primeras etapas de detección.

2.5. Propuesta metodológica

Si se divide el procesamiento de cualquier fenómeno en tres partes: detección, clasificación y localización, se puede dar un paso más en dirección a una solución factible al contestar la siguiente pregunta en términos al menos cualitativos. ¿Cuán selectivos se desea ser en el procesamiento del fenómeno? Es claro que, en el caso de disparos de armas de fuego, la clasificación es un área que no resulta de interés si se trata de dar simplemente una voz de alarma sobre la existencia o no de disparos en determinado sitio; situación que se magnifica al considerarse la vigilancia de un sitio donde el uso de dichas armas es altamente improbable (a diferencia de un campo de batalla). Por otra parte, la localización efectiva de una fuente sonora en un ambiente no hostil no necesita de la misma precisión que, por ejemplo, el tratar de localizar desde dónde dispara un potencial enemigo.

Bajo dichas consideraciones, un primer criterio de descarte es entonces el abandono de algoritmos de clasificación complejos en el nodo local, tales como algunos de los usados en los dispositivos mencionados. Por otra parte, las necesidades de precisión de localización de una fuente sonora pueden entonces aliviarse también de gran manera. No hay que dejar de lado además la capacidad de procesamiento conjunta de una red de sensores relativamente no tan inteligentes, que permita a través del procesamiento paralelo de la información de cada sensor, elevar la capacidad en conjunto de todo el sistema. Varias de las aplicaciones ya mencionadas se aprovechan de lo anterior (como [13, 17, 18]), y existen ejemplos de fusión de datos para localización por estimación de ángulo de arribo usando N sensores y fusionando datos a través de un procesamiento de máxima verosimilitud y de filtrado de Kalman (ver [21, 22]) que bien pueden adaptarse posteriormente a la solución del problema.

Tal simplificación permitiría entonces considerar opciones menos complejas en términos computacionales, que no requieren de dispositivos demasiado inteligentes y que, por lo tanto, pueden integrarse en un sistema donde el bajo consumo de energía es clave.

Los objetivos finales a los que apunta esta tesis son los siguientes:

1. Encontrar y evaluar algoritmos de detección y localización lo suficientemente eficientes en términos de precisión, que sean integrables en dispositivos microelectrónicos de muy bajo consumo.

2. Integrar dichos algoritmos en circuitos microelectrónicos, de forma que se puedan evaluar en términos más reales su capacidad y funcionalidad.
3. Integrar completamente los sensores para obtener un nodo como el de la Fig. 2.9, capaz de conectarse a una red de sensores como la de la Fig. 2.10, a su vez capaz de procesar la información con el objetivo de proveer una solución completa en campo. Los nodos deberían funcionar con una alimentación barata y compacta, como por ejemplo pilas electroquímicas.

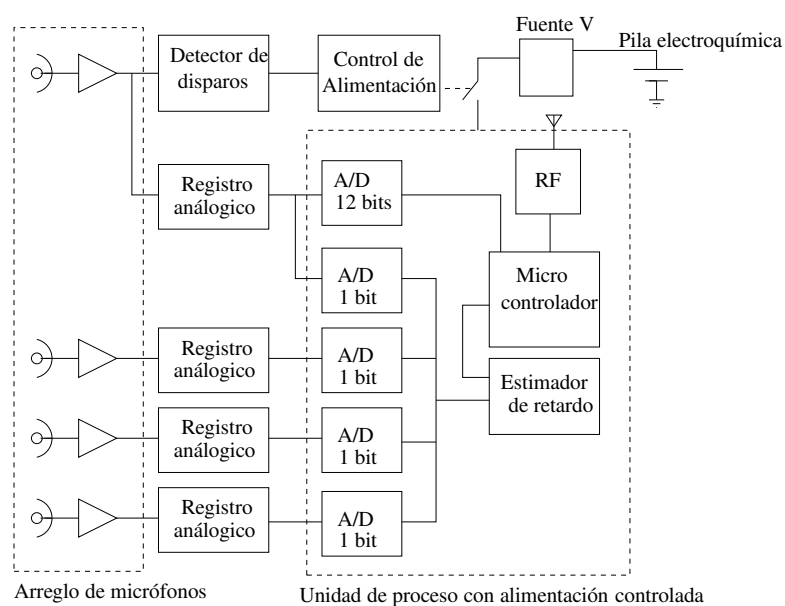


Fig. 2.9: Ejemplo de un nodo completamente integrado. Las secciones de más consumo serían administradas de manera que solo entren a funcionar cuando existe una cierta certeza de que ha habido un disparo. Así, el sistema podría alimentarse con una pila relativamente barata de pequeñas dimensiones. El arreglo de micrófonos es el adecuado para un sistema de estimación de ángulo de arribo de señales acústicas (ver Fig. 5.1 más adelante).

La realización de estos tres pasos a primera vista tan simples es un asunto que engloba a su vez otros problemas. A saber:

1. Establecer parámetros sólidos de evaluación y desarrollar una metodología para la selección de los algoritmos a evaluar.
2. Desarrollar los subsistemas electrónicos digitales y analógicos capaces de implementar los algoritmos siempre desde la perspectiva de un diseño microelectrónico de bajo consumo.

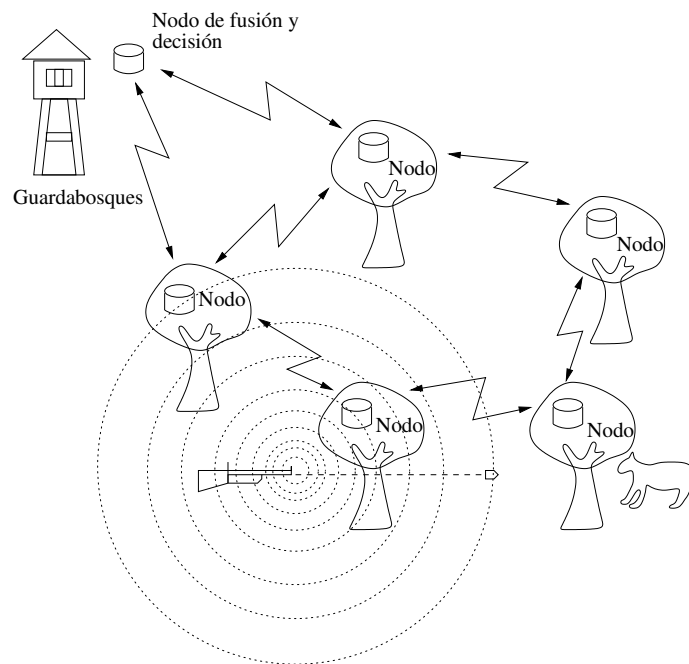


Fig. 2.10: Ejemplo de la red de sensores para la detección de caza ilegal. Los nodos ejecutarían un procesamiento básico, y alimentarían con sus datos nodos más complejos con capacidad de fusión de los mismos para toma de decisiones.

3. Integrar dichos subsistemas de forma óptima para implementar el algoritmo escogido.
4. Diseñar una estrategia de jerarquización encargada de determinar qué unidades funcionan en cada momento, con el objeto de ahorrar el máximo de energía posible.
5. Implementar los lazos de comunicación de radio frecuencia entre los dispositivos.
6. Desarrollar el sistema de control, ya sea centralizado o distribuido, que coordinará la red de sensores y procesará en última instancia la información.

Considerando lo anterior, y sabiendo de la existencia ya de prototipos funcionales de redes de sensores y de algoritmos de alto nivel para la fusión de datos de múltiples sensores, se decide por tanto concentrar los esfuerzos en las primeras tres etapas del problema, donde es posible ofrecer una solución novedosa. Ello significa concentrarse primero en el sensor mismo y su implementación microelectrónica.

Capítulo 3

Análisis y evaluación de métodos de detección

3.1. Introducción

En este capítulo se efectúa un análisis de señales de disparos basado en grabaciones realizadas en ambientes naturales, y se evalúan distintos algoritmos –algunos propuestos en la literatura y otros propios– a los fines de elegir la opción más adecuada para una implementación VLSI de bajo consumo.

Si se parte de las características acústicas de disparos de armas de fuego, estudiadas en el capítulo anterior, es claro que una característica determinante de un disparo es un salto impulsivo de energía. Se ha visto como un simple análisis frecuencial no ofrece mayores pistas sobre dicho salto, y que incluso intentar métodos complejos de clasificación puede resultar ineficiente considerando la influencia del medio en un fenómeno de por sí susceptible a gran cantidad de variables. En virtud de esto es deseable hallar un método sensible a la impulsividad en la presión sonora. Es importante notar que el fenómeno bajo análisis no se ve afectado en gran manera por la relación señal-ruido, lo cual constituye una ventaja significativa.

Un breve repaso por la bibliografía destaca el uso de la detección por comparación contra un umbral adaptivo (en particular Istrate *et al* [19], proponen dicho método para la detección de diferentes fenómenos impulsivos) como un método de detección inicial. Dicho método es usado ampliamente en la detección de los picos de energía que produce una neurona al comunicarse a través de sus sinapsis. Comparando ambos fenómenos es apreciable la similitud en términos cualitativos: detectar un cambio súbito de energía sobre un piso relativamente constante, que en el caso de la neurona es ruido y, en el caso de un disparo, será el sonido provocado por el ambiente alrededor (y que a todos los efectos prácticos se puede también considerar como ruido).

La utilización de un umbral fijo y el aprovechamiento de la intensidad extrema del disparo constituye una solución inicial razonable. Pero puesto que el fenómeno sonoro es altamente sensible a la atenuación, y los sensores estarán situados en medio de un ambiente que puede ser extremadamente ruidoso en función de la cercanía al sensor, fijar el umbral de detección volvería el sistema propenso a las falsas alarmas. El mero hecho de un ave cantando cerca del micrófono de detección podría superar el umbral escogido: un intento por subir dicho umbral para compensar el ruido disminuiría el rango de acción del sensor. Por tanto, la colocación de un umbral de detección adaptable con la energía promedio proporciona ya de una solución más eficiente (un ave, y otra gran cantidad de sonidos típicos de una zona boscosa, tienen una distribución energética en el tiempo que tiende a ser periódica, es decir, no tan impulsiva, como se aprecia en la Fig. 2.5 del Cap. 2). Así que se escoge este método como el piso de referencia de los métodos a evaluar. Por supuesto, si antes de la comparación se efectúa algún tipo de procesamiento de la señal, de forma que realce la impulsividad de la misma o la compare con algún patrón general, es posible aumentar el nivel de efectividad del método. Siguiendo esta línea, Obeid y Wolf [23] han propuesto una función para evaluar

la idoneidad de integración en un ASIC digital de procedimientos similares para la detección de los picos o *spikes* típicos de la interacción neuronal. En el presente caso, dado que también se consideran señales impulsivas, es lógico buscar un índice similar. Sin embargo, no se establecerán pesos relativos a la complejidad de implementación en ASIC, tal como hacen Obeid y Wolf, que asumen de antemano una implementación digital con estructuras conocidas y, por lo tanto, evaluables ya desde la perspectiva de su eficiencia. Puesto que uno de los objetivos es llevar la misma a una solución analógica o de señal mixta (a no ser que se descubra mediante el análisis de la estadística una versión digital simplificada con un rendimiento no muy lejano del algoritmo en condiciones óptimas, i. e.: alto muestreo y procesamiento en punto flotante), es de comprender que no se pueda ofrecer una figura de mérito adecuada.

3.2. Arquitectura de detección y especificaciones de característica operativa de receptor

El esquema de detección propuesto se muestra en la Fig. 3.1. Este esquema es común en el campo de la ingeniería biomédica como método de detección de picos neuronales [23], pero también en otras aplicaciones que involucren la detección y clasificación de eventos de audio impulsivos [14]. La detección se logra mediante la comparación entre una versión preprocesada de la señal y un umbral adaptivo; típicamente, un promedio deslizando (*running average*), o una estimación RMS de la misma señal preprocesada, escalada por un factor de ganancia C .

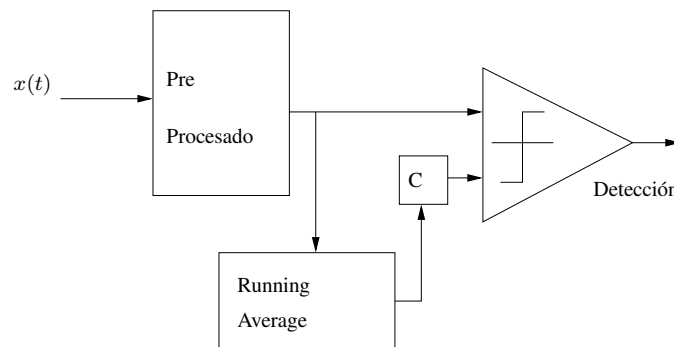


Fig. 3.1: Estructura básica del algoritmo de detección evaluado.

Un gráfico de característica operativa de receptor (Receiver Operating Characteristic, ROC, en adelante) se obtendrá para cada método de preprocesamiento. De acuerdo con la teoría de detección de señal [24], un gráfico ROC se construye con los pares ordenados

(TPR, FPR) de un sistema de detección, como función de un cierto umbral de detección. TPR significa “True Positive Rate” (Tasa de positivos verdaderos), y FPR “False Positive Rate” (Tasa de positivos falsos), y cada magnitud se define de la siguiente manera

$$\begin{aligned} TPR &= \frac{\text{Verdaderos positivos detectados}}{\text{Número total de muestras positivas}} \\ FPR &= \frac{\text{Falsos positivos detectados}}{\text{Número total de muestras negativas}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Un positivo verdadero se considera como tal cada vez que una detección ocurre dentro de unas pocas decenas de muestras cercanas al pico impulsivo de un disparo real. La evaluación se basa en determinar el par ordenado más cercano (en términos de distancia euclidiana) a un detector perfecto, con una (TPR,FPR)=(1,0), donde FPR es la coordenada y TPR la abscisa.

Usualmente, los detectores efectivos se escogen permitiendo un cierto porcentaje de FPR para aumentar el TPR, ya que un positivo falso puede descartarse por un sistema posterior de clasificación más fino (tal como se hace por ejemplo en los análisis bioquímicos), mientras que una muestra positiva verdadera pasada por alto puede perderse para siempre (si el sistema de detección no registra por ejemplo un *spike* neuronal, este no se guarda y, por ende, no puede recuperarse). Sin embargo, un detector con un FPR alto implica desperdicio de consumo. Si se considera que, para validar la detección, el nodo procede a guardar la información usando un convertidor A/D, para enviarla a otro nodo o procesarla él mismo, o incluso en el simple caso en que se desee enviar la ocurrencia positiva como un simple bit por la red inalámbrica para que la detección se procese por algún método de fusión con las detecciones de los nodos cercanos, se estará consumiendo energía. En todo caso, precisamente debido a la redundancia de la red de sensores, es posible compensar por la pérdida de un cierto número de positivos verdaderos, lo que significa que un TPR más bajo puede ser aceptable.

Realizar un ROC implica un procesamiento intensivo, por lo que se optó por generar ROCs con solo cinco valores de umbral para cada método, para así extraer los mejores pares ordenados desde los gráficos. Una vez que se hayan determinado el o los mejores métodos y estos sean implementados en hardware, sus ROC pueden refinarse para ajustar la ganancia óptima.

3.3. Datos usados para la evaluación algorítmica

Evaluar estadísticamente un algoritmo implica disponer de un cantidad abundante de datos que vuelvan significativo el análisis. Además, es imperativo que los datos provengan de un ambiente lo más similar posible a aquel en que se espera aplicar el algoritmo. De esta forma, se asegura la validez del método para el objetivo buscado, y cualquier desviación de la efectividad del mismo a la hora de su implementación podrá achacarse principalmente a problemas propios del diseño electrónico –lo que significa que en principio tienen solución–, antes que a defectos del método en sí.

Dado el objetivo general en que se enmarca este trabajo, los datos usados en la evaluación algorítmica se tomaron de una colección de sonidos grabados en un bosque lluvioso tropical, situado dentro de un parque nacional en la provincia de San José, Costa Rica (ver [1–3]). Para estas grabaciones, se usó una tasa de muestreo de 48kHz con una cuantización de 16 bits. Se grabó utilizando una grabadora DVD Fostex PD-6 y un micrófono direccional de alta sensibilidad (Sennheiser MKH416P48V3, [25]). La amplitud se normalizó a la máxima presión sonora medible por el micrófono: 130 dB_{SPL} .

Las muestras positivas incluyen cinco grabaciones de armas de fuego de distintos calibres, disparadas a 30, 90 y 250 metros del equipo de grabación, formando un ángulo de 0°, 90° y 180° del eje axial del micrófono. Las muestras adicionales negativas incluyen: una grabación de una motosierra a 30 metros (en las mismas tres angulaciones que las armas); dos grabaciones de aviones de propulsión a hélice volando sobre la escena; tres grabaciones de varios pájaros cantando; dos grabaciones de lluvia; dos grabaciones de quebradas de agua; una grabación del viento batiendo los árboles en la escena; una muestra de ruido blanco generada con Matlab, con un $\sigma^2 = 0,1$; y una grabación de una voz masculina grabada cerca del micrófono a un nivel normal del conversación.

Todas las señales se prefiltraron en Matlab usando un filtro pasabajo IIR Butterworth de 4to orden, con una frecuencia de corte de 3kHz (la frecuencia de corte fue determinada por observación del espectro de varias muestras de los disparos), excepto aquellas que se procesaron por medio del algoritmo de onditas y el de filtro de mediana, donde la frecuencia de corte se movió a 1200Hz, al reducirse la frecuencia de muestreo de 48kHz a 7kHz.

En el caso de las muestras negativas, las señales se ajustaron a niveles de amplitud equivalentes a presiones sonoras en el rango 90 dB_{SPL} y 110 dB_{SPL} , equivalentes respectivamente al ruido producido por una banda de rock y una hilandera industrial, o a las presiones típicas de disparo a más de 250 metros del cañón de una pistola de 9mm., en un ambiente de propagación libre de obstáculos. El objetivo de esta amplificación extra resultó del interés en examinar la robustez del método en rechazar señales de muy alta presión sonora no debidas a fenómenos impulsivos como el de un disparo.

3.4. Descripción y análisis de algoritmos de preprocesamiento

Los métodos a comprobar son alternativamente propuestos en [14], [19] y [23]. En las dos primeras referencias, se consideran métodos para la detección de sonidos impulsivos en general, mientras en la tercera se evalúa la detección de picos neuronales para una interfaz cerebro-máquina (Brain Machine Interface). La detección sin preprocesamiento de la señal se considera como el piso de referencia, tal como hacen Obeid y Wolf [23]. La complejidad de implementación no se considera dentro de la evaluación. Sin embargo, una evaluación

intuitiva sobre la complejidad a nivel hardware de la misma se ofrece como visión preliminar. Los métodos a evaluar son los siguientes:

1. Valor absoluto, como aplicación directa de la función de estimación de energía $x(t)^2$, según se propone en [23]
2. Filtro de mediana con una ventana de siete muestras espaciadas 1ms, según se propone en [14]
3. Operador de energía de Teager, según se propone en [23]
4. Correlación de señal contra una plantilla (Filtro apareado), según se propone en [23]
5. Transformada discreta de onditas o wavelet DWT, según se propone en [19]
6. Banco de filtros pasabanda analógicos de tercer orden, estilo coclear
7. Sin procesamiento (señal cruda), usada como piso de referencia, según se propone en [23]

La detección se lleva a cabo mediante la comparación de la señal preprocesada contra un umbral, siguiendo el esquema conocido de la Fig. 3.1, como se propone en [19] y [23]. El umbral se ajusta adaptivamente, obteniendo un valor RMS (en el caso de señales de intensidad) o promedio (en el caso de señales de energía) sobre una ventana de los más recientes 100ms de la señal. La ganancia C ajusta este valor para la comparación.

Las señales a procesar están muestreadas a 48kHz y normalizadas a un máximo de presión sonora SPL de $130dB_{SPL}$ (la máxima presión medible por el micrófono de campo). Las muestras positivas (en las que hay disparos) se desglosan de la siguiente manera: 5 armas de fuego (una pistola de 9mm, un revólver de .32, un revólver de .38, una escopeta de .12 y una carabina de .22), medidas a tres distancias (30, 90 y 250 metros), para los ángulos ya indicados.

Las muestras negativas iniciales (donde no hay disparos) son quince y se desglosan de la manera indicada con anterioridad. En todos los casos, las señales son amplificadas por un factor entre 5 y 10 para acercarlas a los niveles de intensidad producidos por un disparo de arma de fuego.

El caso en que se produce un falso positivo dentro de una muestra positiva (es decir, que hay un positivo pero no en el mismo instante en que ocurre el disparo) se anota como anomalía (XTP). Este es claramente un caso en que el algoritmo no es lo suficientemente selectivo. Un ejemplo de XTP se muestra en la Fig. 3.2. Un ejemplo de detección correcta puede verse en la Fig. 3.3

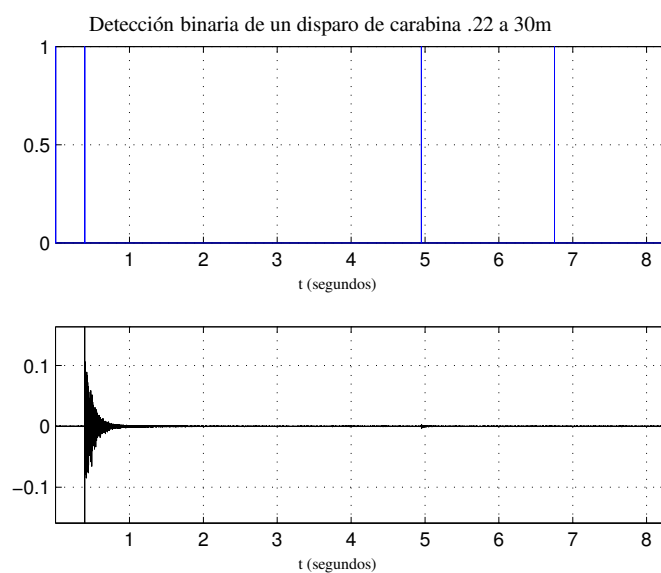


Fig. 3.2: Los positivos que ocurren en un instante demasiado alejado del verdadero evento, como los que se observan cerca de los cinco y siete segundos en este caso, se consideran como anomalías (XTP).

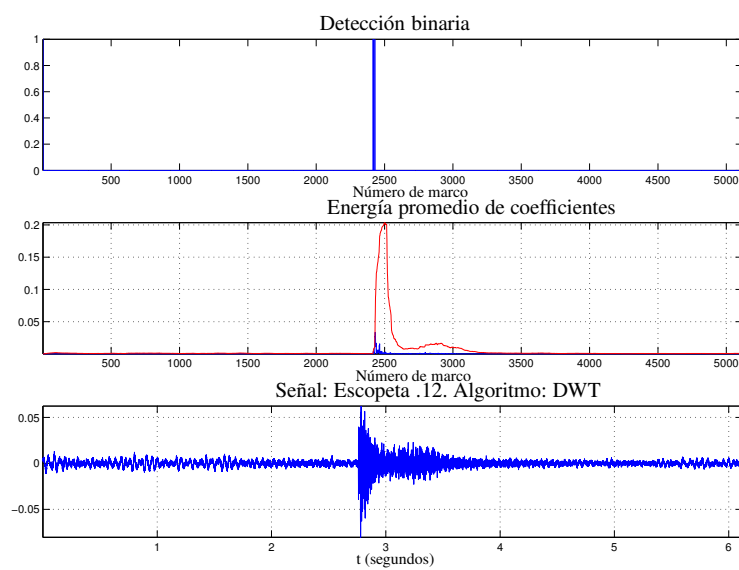


Fig. 3.3: Ejemplo de detección correcta del disparo de una escopeta calibre .12, a 250m del detector, usando el método de transformada discreta de ondita (DWT) como preprocesamiento y evaluando la energía en ciertas bandas de frecuencia, con muestreo de 7 KHz. Para la especificación del algoritmo y de las bandas ver Subsección 3.4.5. Los datos se dividen en marcos de 2048 muestras. Se muestra en el sub-gráfico intermedio el valor promedio de energía sumada de los coeficientes, multiplicado por una ganancia C y plotado sobre la energía instantánea.

3.4.1. Valor absoluto

En este enfoque se toma el valor absoluto de la señal antes de pasarla por el sistema de detección de umbral de la Fig. 3.4. Puesto que la función $abs[x(t)]$ es una aplicación uno a uno con la función de cálculo de energía $x(t)^2$, los resultados de la misma serán comparables [23], pero con una complejidad de implementación inferior. Una ventaja de este método es que es realizable analógicamente, con un rectificador de muy bajo consumo, como los propuestos en Silveira [26] y Arnaud [27]. Los resultados del ROC del sistema se muestran en la Tabla 3.1 y la Fig. 3.5. Hay que destacar tres XTP a 30 m, ganancia 10 y uno a 90m, ganancia 10. Hay además dos falsos positivos debidos a las muestras de lluvia y de quebrada de agua a ganancias 15 y 20.

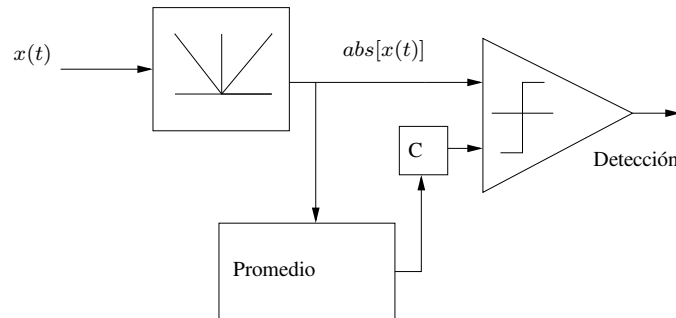


Fig. 3.4: Estructura básica del algoritmo de detección por valor absoluto o rectificación de señal.

Tabla 3.1: ROC para comparación contra valor absoluto de la señal. En esta y las tablas subsiguientes se añaden falsos positivos (XTP) que aparecen en las muestras positivas (positivos lejos del evento verdadero).

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
10	0.89	0.27	5
15	0.84	0.13	0
20	0.78	0.13	0
25	0.71	0	0
30	0.64	0	0

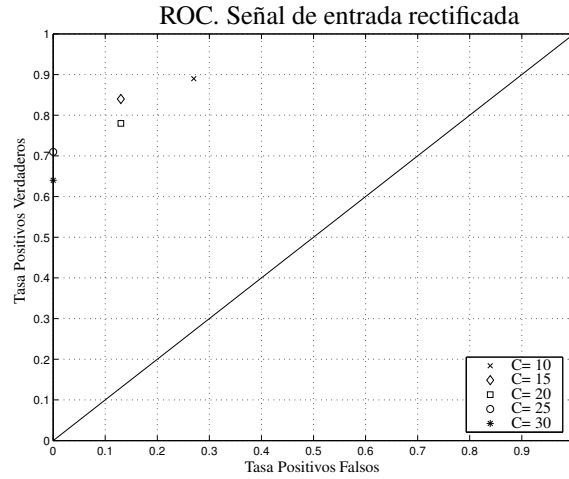


Fig. 3.5: ROC de sistema sobre la señal rectificada en onda completa (o valor absoluto).

3.4.2. Filtro de mediana

En este enfoque se pasan los datos por un filtro de mediana de ventana de siete muestras (tres muestras anteriores y tres posteriores al centro de la ventana), con retardo de 1ms entre cada muestra de la ventana. La salida de este filtro se resta de la señal en la mitad de la ventana. Esta se considera la energía normalizada que entra en la unidad de detección de umbral (ver Fig. 3.6).

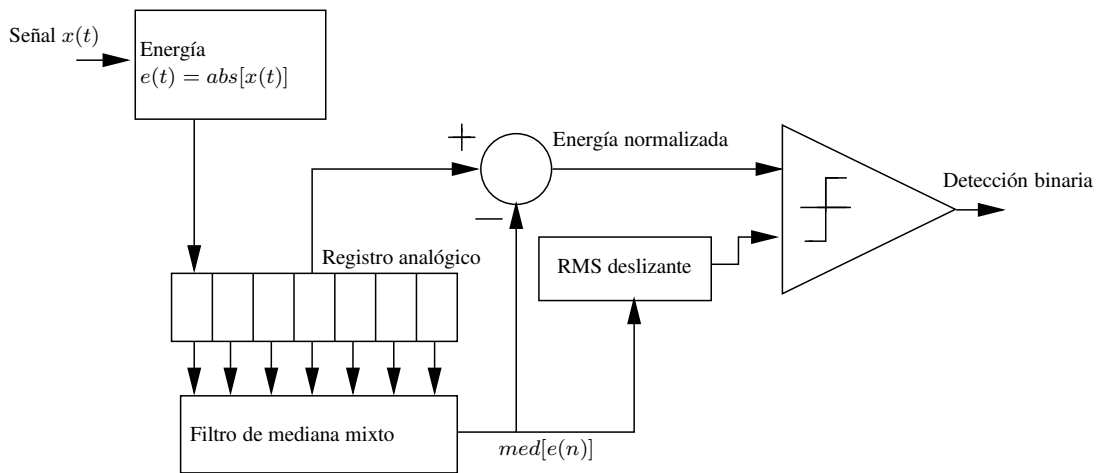


Fig. 3.6: Estructura de detección por filtrado de mediana.

Dufaux *et al* [14] propusieron esta estructura usando un filtro de mediana con ventana

de veintiún muestras (es decir, diez muestras antes y diez después de la muestra a comparar) con un muestreo de 44.1kHz y 24 bits de cuantización. En su trabajo no se ofrecen detalles acerca de las muestras que entran al filtro (es de suponer el retardo entre ellas igual al período de muestreo). Una solución digital está fuera de los objetivos, considerando la gran cantidad de información por almacenar y procesar por este método. Puesto que interesa disminuir al máximo el consumo, se deben reducir además los parámetros básicos del filtro hasta donde sea posible con miras a utilizar una estrategia de señal mixta. Se descarta una opción completamente analógica (como en [28] y [29]) debido a la dificultad de construir un dispositivo práctico que genere retardos en el orden de milisegundos. Implementaciones de los mismos se hacen usando filtros pasatodo, que emulan el retardo temporal por medio de retrasos en fase. Dichos filtros ofrecen un retraso máximo temporal equivalente a π radianes, y su construcción para las frecuencias de audio implica constantes de tiempo del orden de milésimas de segundo, difíciles de alcanzar en tecnología CMOS debido a las limitaciones para construir altos valores de capacidad.

Una opción de almacenamiento es usar un registro analógico de tiempo discreto tipo *bucket brigade* como el de la Fig. 3.7, según se propone en [30]. Este registro funciona bajo el principio de transferencia de déficit de carga entre los capacitores, en sincronía con un reloj bifásico a la velocidad de la frecuencia de muestreo. Es claro que el largo excesivo de este registro implica una importante degradación de la señal (como se muestra en la literatura [30, 31]), aparte de requerir más área y consumo. Restringir el largo de este registro por otro lado significa disminuir la ventana de comparación del filtro, lo que significa a su vez disminuir la sensibilidad del filtro.

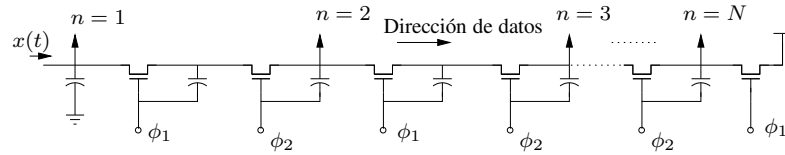


Fig. 3.7: Dispositivo de brigada de baldes, o "Bucket Brigade Device", usado como registro analógico de desplazamiento. ϕ_1 and ϕ_2 son las fases complementarias de un reloj bifásico de muestreo.

Una alternativa menos sensible a la degradación de señal es utilizar una cadena de muestreadores y mantenedores como cadena de retardo, tal como proponen Stanacevic y Cauwemberghs en [32], que se ejemplifica en la Fig. 3.8. El precio a pagar es un aumento en área y por ende en el consumo, pues se requieren dos amplificadores operacionales para su implementación (que tienen un consumo estático no existente en un registro BBD). Ello implica a su vez un límite en el largo de la cadena, aunque estas limitaciones pueden reducirse bastante utilizando compuertas inversoras del tipo cascodo.

De lo anterior, se deduce que para obtener un filtro de mediana óptimo y realizable se

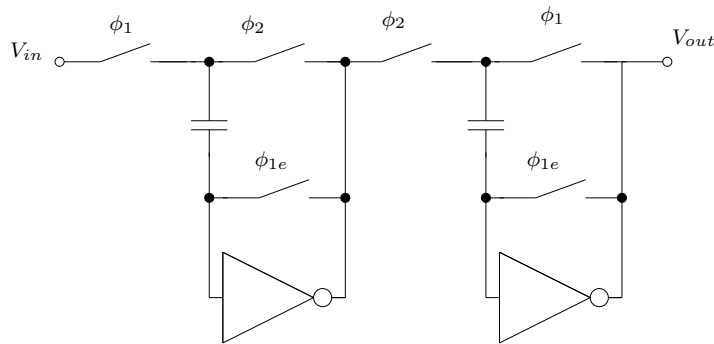


Fig. 3.8: Unidad básica de una celda de retardo basada en muestrear y mantener una señal usando dos relojes complementarios no solapados. ϕ_{1e} es idéntico a ϕ_1 excepto que su flanco de caída ocurre ligeramente antes, para compensar el error por transferencia de carga de los transistores del conmutador que cortocircuita el amplificador [32].

requieren definir tres variables: el largo de la ventana del filtro, el retardo entre las muestras en la ventana y el muestreo mínimo necesario.

Para determinar la frecuencia de muestreo, se efectuaron observaciones sobre el primer o segundo pico del transitorio de la señal impulsiva de varias muestras a 30m, donde la presión sonora es máxima y los efectos de interferencia multicamino aún no son aparentes en la señal. El interés es precisamente realzar estos máximos sobre el sonido de fondo por lo que, intuitivamente, es deseable tener el máximo número de muestras posibles para no perder los máximos de la señal. Por otra parte, un muestreo muy rápido implica un registro muy largo con sus consiguientes problemas de degradación de la señal (o un aumento de consumo en caso de usar la cadena de retardos propuesta en [32]). En la Tabla 3.2 se muestran valores de cruce por cero (o de semiperiodo) de los pulsos máximos de presión de las distintas armas (puesto que la señal es rectificada, éstos son los periodos de dichas señales a la entrada del filtro).

Tabla 3.2: Semiperiodo aproximado del primer o segundo pico de presión sonora.

Arma	Escopeta .12	Revólver .38	Revólver .32	Pistola 9mm	Carabina .22
Semiperiodo (ms)	2.0	1	1	1	0.8

A partir de estos datos, vemos que el pulso mínimo es de 0.8 ms aproximadamente (para

la Carabina .22, a 30 metros de distancia), por lo que:

$$\begin{aligned} T_{min} &= 800\mu s \\ f_{max} &= \frac{1}{T_{min}} = 1250Hz \end{aligned} \quad (3.2)$$

La frecuencia de Nyquist es entonces 2500Hz. Para relajar las condiciones del filtro pasabajo de antialias, aplicamos el criterio de una frecuencia 5 veces superior a f_{max} , o sea, 6250Hz, que se redondea para efectos prácticos a 7kHz.

Para la determinación del retardo entre muestras y el número de ellas que conforman la ventana de filtrado, se llevaron a cabo simulaciones intensivas con los datos disponibles submuestreados a 7kHz. Se buscaron las combinaciones que proveyeran de una diferencia máxima entre el pico de la señal y la energía normalizada para un valor lo suficientemente bajo de longitud de ventana de muestras y retardo específico entre ellas. De los gráficos de resultados obtenidos fue posible determinar que una ventana de siete muestras con un retardo de 1ms entre muestras, a una tasa de muestreo de 7kHz, es adecuada. En la Fig. 3.9 se muestra uno de los gráficos usados para la determinación de estos parámetros. Se aprecia como, más allá de 1ms, la mejora en las diferencias de energía no es significativa. Intuitivamente, estas magnitudes corresponden con la simple observación inicial de las características impulsivas de varias de las señales muestra, donde el ancho del primer o segundo impulso varía entre 800 μ s and 2ms. Ello implica que un retardo de 1ms es un buen compromiso que puede ajustarse luego, y que una frecuencia de muestreo de 7kHz permite al menos la toma de cinco muestras del impulso más rápido, mejorando las posibilidades de capturar en alguna de esas muestras el máximo valor de la señal.

Utilizar un criterio más relajado en el muestreo de la señal ($10 * f_{max}$), significa duplicar el largo de la cadena de dispositivos de muestreo para alcanzar el mismo retardo entre muestras de la ventana. Puesto que se necesitan 14 transistores para un retardo óptimo de 1ms entre cada muestra de la ventana de siete (criterios obtenidos mediante simulación Spice de la estructura con señales de prueba, para una tecnología de 0.5 μ m), significa que con esta frecuencia es necesario una cadena de muestreo y almacenamiento de 98 transistores. Duplicar el muestreo significa entonces 196 transistores (esto sin considerar los transistores extra de acondicionamiento entre cada etapa de transferencia de carga).

En el caso de optar por el circuito de la Fig. 3.8, para un retardo de un milisegundo se necesitarán siete etapas de dos operacionales cada una por cada muestra de la ventana, lo que significa siete etapas de 56 transistores de tamaños no mínimos (considerando un amplificador cascode telescópico de cuatro transistores, para un total de 392 transistores para la ventana de siete muestras), más 70 transistores mínimos complementarios para los conmutadores (seis NMOS y cuatro PMOS por etapa, considerando que los conmutadores que cortocircuitan los operacionales se pueden implementar con un único NMOS, para un total de 490 transistores para la ventana de siete muestras). Estos números se duplicarían en caso de doblar la frecuencia de muestreo de la señal.

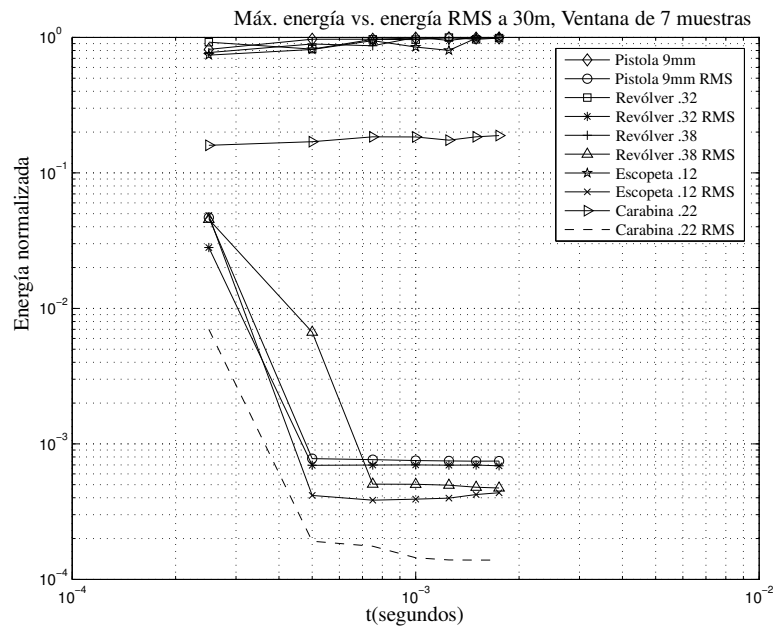


Fig. 3.9: Ejemplo de búsqueda por el retardo y la ventana óptimos: filtro de mediana con una ventana de siete muestras. Se busca la combinación que produzca la máxima distancia entre el pico de energía y su valor RMS deslizando.

Una vez determinado todo lo anterior, se termina de implementar el banco de detección en Matlab, como en la Fig. 3.6. El conjunto total de señales se submuestra a 7kHz. Los datos del ROC final se muestran en la Tabla 3.3 y la Fig. 3.10. La ganancia de compromiso es entonces 25, para un (TPR, FPR) de (0.87, 0.13), sin anolamías.

Tabla 3.3: ROC para filtrado de mediana de la señal de entrada.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
15	0.93	0.33	2
20	0.89	0.2	0
25	0.87	0.13	0
30	0.78	0.07	0
35	0.73	0	0

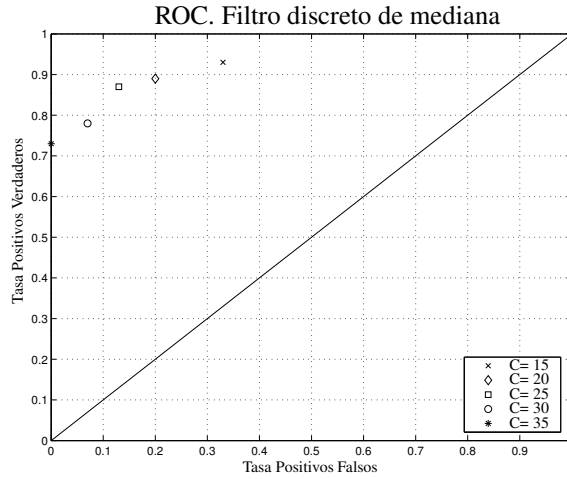


Fig. 3.10: ROC. Preprocesamiento de Filtro de mediana.

3.4.3. Operador de energía de Teager, TEO

En este método se aplica el operador TEO a la señal antes de hacerla pasar por el detector de umbral, según la propuesta de [33] a partir de la definición de [34] (ver Fig. 3.11). Este operador se describe por la ecuación discreta

$$y(n) = x(n)^2 - (x(n-1)x(n+1)) \quad (3.3)$$

que acentúa los picos impulsivos de alta frecuencia presentes en la señal de entrada $x(n)$. Una ventaja de este método es su posible implementación analógica, cuya ecuación en tiempo continuo es [34]

$$y(t) = x^2(t) - x(t) \frac{d^2 x(t)}{dt^2} \quad (3.4)$$

Gosselin y Sawan proponen una implementación de muy bajo consumo en [35] con fines detección de picos neuronales, por lo que se considera este procesamiento dentro de las posibles soluciones al problema de detección de una señal impulsiva. Los resultados para cinco distintas ganancias son sin embargo poco alentadores, según muestran la Fig. 3.12 y la Tabla 3.4. Además, se tienen varios XTP. La ganancia de compromiso oscila alrededor de 45, para un (TPR, FPR) de (0.8, 0.2) con dos XTP.

3.4.4. Filtro apareado o correlación de la señal a detectar contra una plantilla

La detección y clasificación basada en el apareo por correlación son comunes en gran cantidad de campos, desde las interfaces cerebro-máquina [23] hasta los receptores de banda

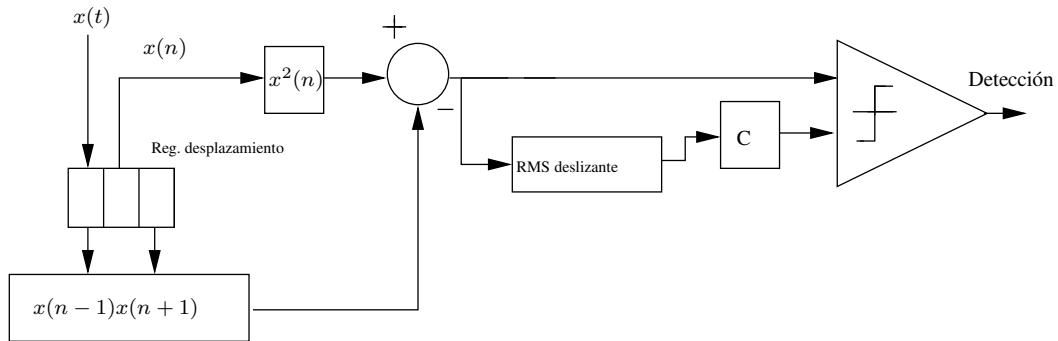


Fig. 3.11: Estructura básica del algoritmo de detección basado en el operador discreto de energía de Teager.

Tabla 3.4: ROC para filtrado de la señal de entrada usando un operador de energía de Teager.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
40	0.84	0.33	2
45	0.8	0.2	2
50	0.76	0.2	1
55	0.6	0.07	0
60	0.49	0	0

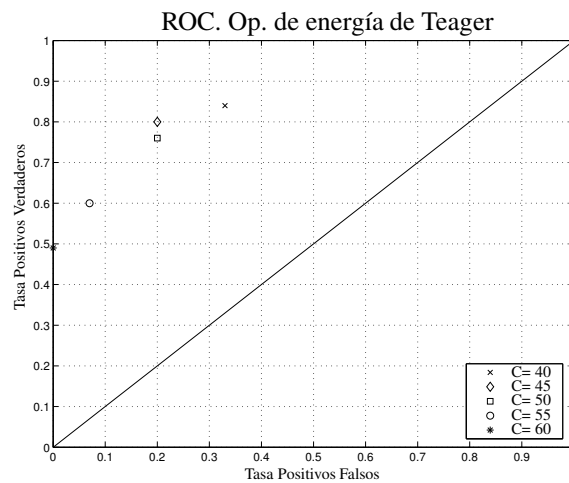


Fig. 3.12: ROC. Preprocesamiento por medio de operador de energía de Teager.

ultra ancha (Ultra Wide Band) [36]. Si bien una implementación completamente digital es muy costosa en términos de consumo, detectores y localizadores digitales simplificados basados en la correlación, con una muy baja disipación de consumo, han sido construidos con éxito para aplicaciones particulares (ver [37] y [38]). Además, clasificadores generales de señal mixta basados en la correlación han sido propuestos también, tal como en [30]. En este caso, se propone el uso de la correlación con resolución máxima (resolución de punto flotante con una tasa de muestreo de 48kHz), para que sirva como métrica tope para la evaluación de la eficacia del método.

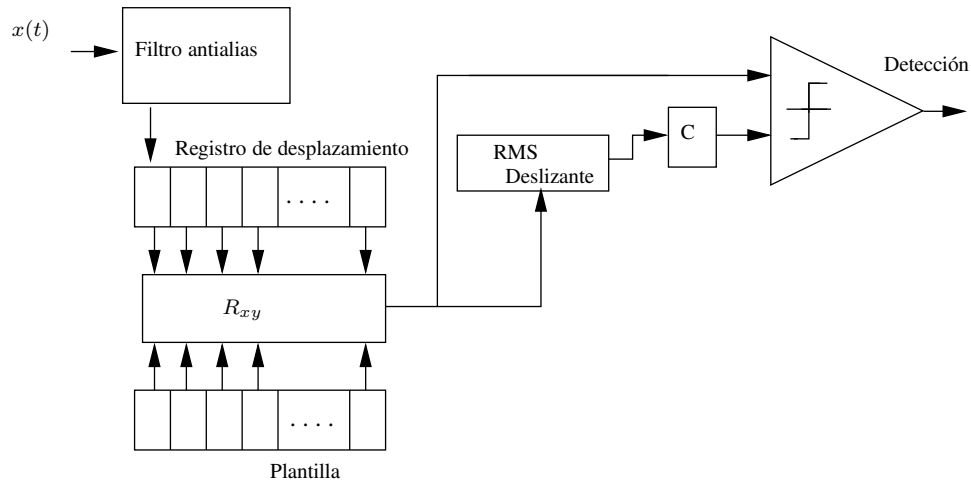


Fig. 3.13: Esquema básico para el algoritmo de detección basado en filtrado por apareamiento (correlación contra una plantilla).

La estructura de detección es la mostrada en la Fig. 3.13. Primero, dos plantillas se obtienen por la promediación de quince señales de disparos a 30 y 90 metros, basándose en las propuestas de Obeid y Wolf, que obtienen sus plantillas de la promediación masiva de 50 muestras de picos impulsivos neuronales [23]. Las plantillas se guardan en dos vectores de 1000 muestras. La señal a analizar se hace pasar a través de una ventana del mismo tamaño de los vectores plantilla, a una tasa de 39 muestras por iteración. A cada iteración, la correlación cruzada con cada vector es computada y almacenada en otro par de vectores. Estos serán las salidas del sistema, que irán al detector de umbral. Como la correlación es una operación con signo, el promediado se realiza usando un esquema de cálculo de valor RMS deslizante (running RMS), sobre una ventana de 100ms. Los resultados son bastante satisfactorios y se observan en las Tablas 3.14 y en las Figs. 3.14 y 3.15, con una ganancia de veinticinco para los dos tipos de plantilla y un notable (TPR, FPR) de (0.91, 0). Hay que hacer notar, sin embargo, anomalías particularmente en el caso de la escopeta calibre .12 y el revólver .38, para ganancias superiores a veinte. Existen también algunas anomalías para el revólver .32

que podrían no considerarse al producirse muy temprano en el vector de detección, quizás debido a efectos de la discontinuidad inicial de la señal de entrada.

Tabla 3.5: ROC para correlación de la señal contra plantilla hecha con el promedio de disparos a 30 m.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
15	0.91	0.13	15
20	0.91	0.13	8
25	0.91	0	2
30	0.91	0	2
35	0.82	0	1

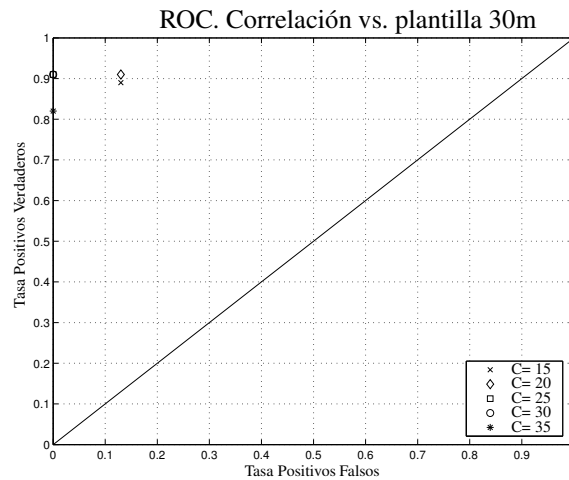


Fig. 3.14: ROC. Procesamiento por correlación. Plantilla de disparos a 30 metros.

Como puede intuirse, a diferencia de los métodos hasta ahora expuestos, en este caso no se realiza una comparación directa de la señal contra su energía promedio, sino de similitud contra un patrón promedio. De hecho, en la propuesta de Edwards y Cauwenberghs de un clasificador en modo mixto de este algoritmo [30], el cómputo no se hace directamente sobre la señal sino sobre las características extraídas por un algoritmo de preprocesamiento coclear, de onditas o de algún otro tipo de procesamiento tiempo-frecuencia. En este caso, el vector de muestreo se implementa con una estructura BBD y la correlación se realiza mediante la multiplicación de corrientes. Tal como en el caso del filtro de mediana, el registro BBD no

Tabla 3.6: ROC para correlación de la señal contra plantilla hecha con el promedio disparos a 90 m.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
15	0.96	0.13	3
20	0.91	0.13	2
25	0.91	0	0
30	0.84	0	0
35	0.84	0	0

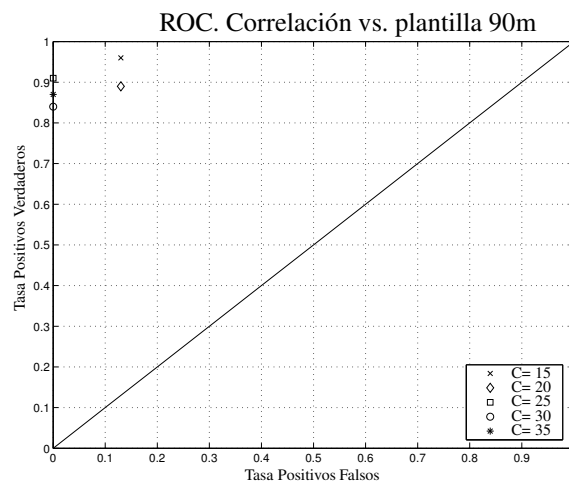


Fig. 3.15: ROC. Procesamiento por correlación. Plantilla de disparos a 90 metros.

puede ser demasiado largo debido a la degradación de la señal. Ello significa un recorte de la plantilla también (que en el caso de señal mixta, tendrá que guardarse a su vez en una memoria analógica), y una velocidad de muestreo inferior. No obstante estos problemas a priori, este método es atractivo además para una etapa posterior, por ejemplo en caso de que su consumo sea prohibitivo para la detección, para implementarse como un clasificador muy efectivo que solo se activará cuando exista una detección válida.

Ante la notable efectividad del método, se procedió a evaluar implementaciones con una resolución finita de 1, 2 y 4 bits, con miras a una estructura menos costosa en términos de hardware (siguiendo ejemplos propuestos en [37] y [38]), a costa de una leve degradación. No obstante, las evaluaciones de los mismos no fueron satisfactorias, con tasas de falsos negativos que llegaban el 30 % de las muestras en el caso de la implementación de 4 bits, y que superaban dicho porcentaje para los otros dos casos, y una tasa de positivos demasiado

baja: menos del 60 % para la cuantificación a 1 y 2 bits, y un 70 % para la de 4 bits.

3.4.5. Banco de filtros para la transformada discreta de onditas (DWT)

Istrate *et al* proponen en [19] el uso de una ondita de Daubechies con seis momentos de desvanecimiento para la detección de señales impulsivas. En este caso, se usa una aproximación similar, pero con un banco de ocho niveles con ondita Haar, sobre una señal submuestreada a 7kHz (Fig. 3.18). La frecuencia de muestreo escogida se deriva del análisis realizado para el filtro de mediana. De acuerdo con el algoritmo de descomposición usado en este tipo de filtros (para una elaboración detallada de las relaciones presentadas a continuación, ver [39,40]), sea f_n una función que puede descomponerse de forma única en dos espacios ortogonales complementarios, $f_n \in V_n = V_{n-1} \oplus W_{n-1}$, tal que

$$f_n = f_{n-1} + g_{n-1}, \text{ con } f_{n-1} \in V_{n-1}, g_{n-1} \in W_{n-1}. \quad (3.5)$$

Si esto se repite, entonces

$$f_n = g_{n-1} + g_{n-2} + \dots + g_{n-m} + f_{n-m}, f_j \in V_j, g_j \in W_j. \quad (3.6)$$

El entero m es lo suficientemente grande cuando f_{n-m} es lo suficientemente “borrosa”. Ahora, sean

$$\begin{aligned} f_j &= \sum_k v_{jk} \varphi_{jk}, v_j = (v_{jk}) \in \ell^2(\mathbb{Z}) \\ g_j &= \sum_k w_{jk} \psi_{jk}, w_j = (w_{jk}) \in \ell^2(\mathbb{Z}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

donde $\varphi(t)$ es una base de Riez y $\psi(t)$ es una base ortonormal (a ambas se les llama a menudo función padre de escala y función madre de ondita, respectivamente), las que generan los espacios V_n y W_n . Los coeficientes de aproximación y detalle de un nivel n se relacionan con aquellos del siguiente nivel $n + 1$ mediante las ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{nk} &= \sum_l \bar{h}_{l-2k} v_{n+1,l} \\ w_{nk} &= \sum_l \bar{g}_{l-2k} v_{n+1,l} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Estas ecuaciones corresponden a la aplicación de filtros respectivos con funciones de transferencia $H(z) = \sum_k h_k z^k$ y $G(z) = \sum_k g_k z^k$, seguidos de un submuestreo por dos, donde $h_k = c_k/\sqrt{2}$ y $g_k = d_k/\sqrt{2}$, con c_k y d_k como los coeficientes de la ecuación de dilatación

$$\varphi(t) = \sum_k c_k \varphi(2t - k), \sum_k c_k = 2 \quad (3.9)$$

y la ecuación de ondita

$$\psi(t) = \sum_k d_k \psi(2t - k), d_k = (-1)^k \bar{c}_{1-n} \quad (3.10)$$

Se decide utilizar una ondita Haar por su relativa simpleza de implementación discreta (por medio de filtros de capacitores conmutados, por ejemplo), aun a riesgo de sacrificar fineza en la detección (las onditas de Haar son mejores para analizar ondas tipo lineales a tramos, no tan suaves como las que se pretende detectar). La respuesta temporal de un filtro de escala de Haar es la de un promediador deslizante, con una función de transferencia

$$H(z) = \frac{z^{-1} + 1}{\sqrt{2}} \quad (3.11)$$

mientras que su filtro complementario de detalle u ondita, es un diferenciador deslizante que responde a la función de transferencia

$$H(z) = \frac{z^{-1} - 1}{\sqrt{2}} \quad (3.12)$$

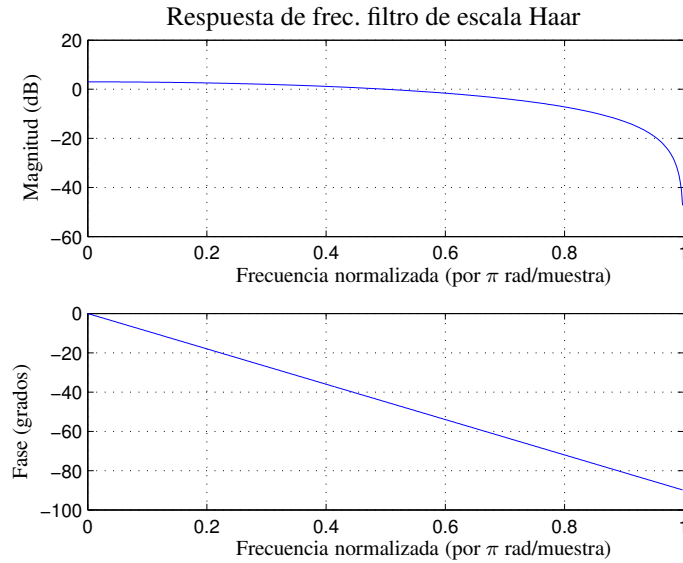


Fig. 3.16: Respuesta normalizada en frecuencia de filtro escala Haar. El filtro actúa como un pasa bajos.

Como demuestra Bultheel en [39] ambos filtros son complementarios espejo en cuadratura (QMF) y complementarios en potencia (PCF). La respuesta de los mismos corresponde a la de las Figs. 3.16 y 3.17. De las figuras, resulta obvio que el filtro de escala es un filtro

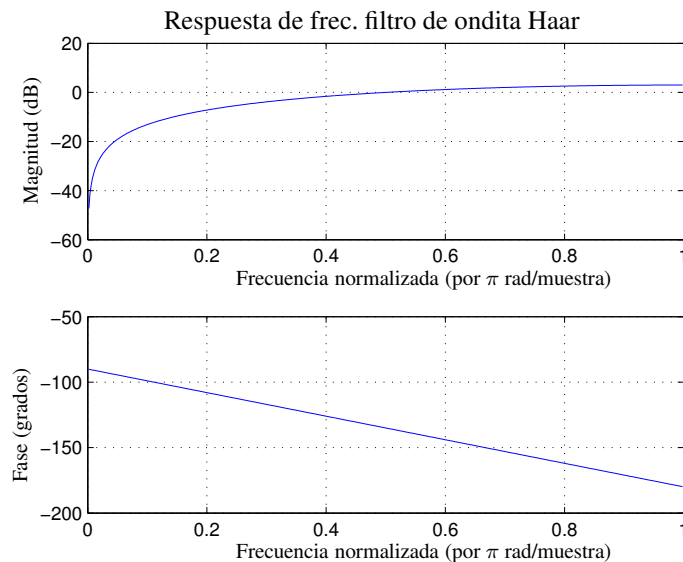


Fig. 3.17: Respuesta normalizada en frecuencia de filtro ondita Haar. El filtro actúa como un pasa altos.

pasa bajos de aproximación, mientras que el de ondita es un filtro pasa alto de detalles. Una ventaja adicional de estos filtros es que no requieren de largos almacenamientos de información pasada, como en el caso de otros filtros FIR. A lo sumo, se requiere guardar el valor anterior de la señal de entrada. Esto significa que una implementación en tiempo real de la transformada es directa (en línea) y no implica el almacenamiento de vectores de datos para la aplicación del filtro.

La normalización de los filtros por $1/\sqrt{2}$ deviene de las características de ortogonalidad que se busca cumpla la matriz equivalente de filtrado que realizan este par de funciones complementarias (ver [39]). En el capítulo siguiente, se evaluará la necesidad de conservar esta normalización en aras de facilitar la implementación electrónica.

El banco de filtros se estructura siguiendo las escalas diádicas (o de octavas) mostradas en la Tabla 3.7, con 3500Hz como la frecuencia de Nyquist. Este banco se alimenta con secuencias de entrada de 2048 muestras. El número de niveles de la descomposición y la selección inicial de los coeficientes son el resultado de un análisis preliminar con el *toolbox* interactivo de onditas de Matlab. La energía se calcula para cada coeficiente, y luego se suman siguiendo un esquema piramidal como el de la Fig. 3.20, propuesto en [19].

Para el cálculo de energía se utiliza primero un análisis con función cuadrática como estimador, y luego se evalúa la degradación que se produce al usar una función de valor absoluto en su lugar. La razón primordial para lo anterior es la mayor facilidad de implementación

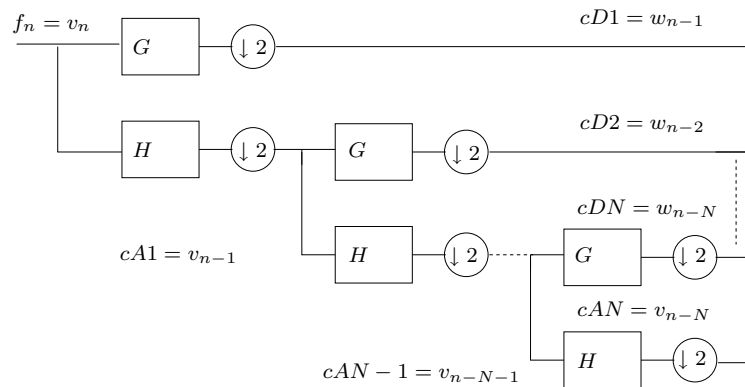


Fig. 3.18: Estructura general de un banco de filtros de descomposición por onditas. Los detalles de la señal son dados por los coeficientes w_n . Los coeficientes v_n dan la aproximación a la señal.

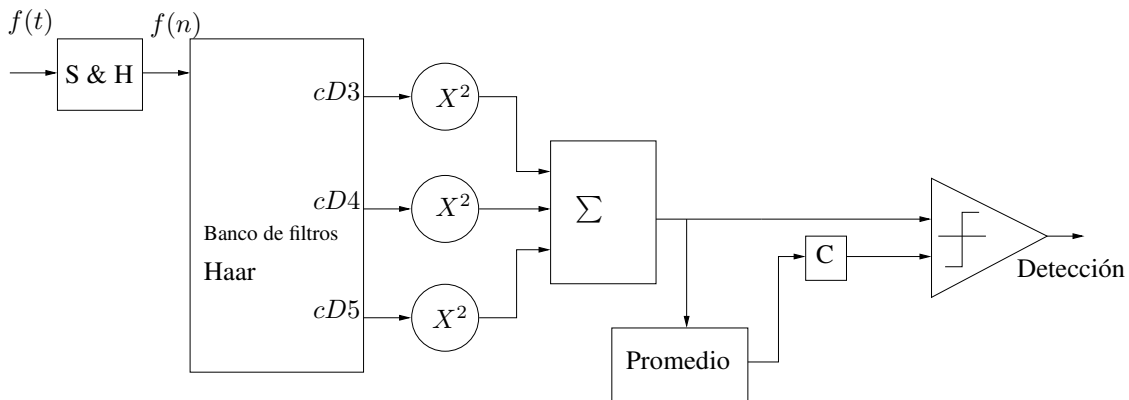


Fig. 3.19: Estructura del banco de filtros y el detector. La energía a partir de los coeficientes de detalle se calcula y se suma para proveer la entrada al detector de umbral adaptable. Se utiliza una función cuadrática en una primera fase del análisis y luego una función de valor absoluto, de más fácil implementación electrónica.

de un rectificador, a costa de perder la característica de refuerzo de impulsividad que tiene la función cuadrática (en el capítulo siguiente se discutirá más sobre las dificultades de construir circuitos multiplicadores de un rango dinámico amplio).

La suma energética de los coeficientes se hace pasar por el detector de umbral, tal como en la Fig. 3.19. A partir de esta energía total, el umbral adaptivo se calcula mediante la energía promedio sobre una ventana de 100ms.

Partiendo del estudio preliminar, se sitúan los coeficientes de interés entre los valores dos y seis de la descomposición. Se evalúan con más detalle varios casos y combinaciones de coeficientes: los mejores resultados se obtienen para las combinaciones de niveles 3, 4,

Tabla 3.7: Diadas del banco de filtros en cascada para la DWT. Se indica el número de muestras disponible por coeficiente luego de la descomposición y el submuestreo. En el último nivel, queda un remanente de muestras de aproximación luego de la última descomposición.

Nivel	Frec. (Hz)	Muestras por coeficiente
1	3500-1750	1024
2	1750-875	512
3	875-437.5	256
4	437.5-218.75	128
5	218.75-128.375	64
6	128.375-64.187	32
7	64.187-32.09	16
8	32.09	8
		8

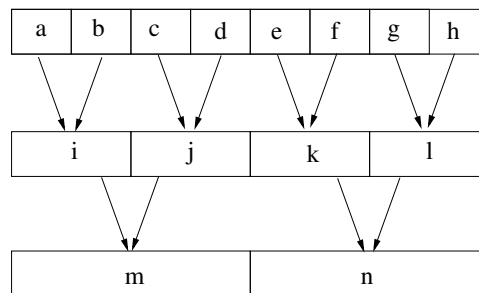


Fig. 3.20: Suma de vectores a la salida de los filtros de onda discreta.

5 y 4, 5, 6. Los resultados obtenidos tanto para un estimador cuadrático de energía como para uno de valor absoluto se detallan en las Figs. 3.21, 3.23, 3.22 y 3.24. Utilizando una función cuadrática, para una ganancia de quince, no se producen XTP para los niveles 3, 4 y 5. Además, se obtiene una TPR apenas un 2 % menor a la obtenida por el método de correlación.

Los resultados de los niveles 4, 5 y 6 son menos satisfactorios y con la presencia de falsos positivos extra. El análisis con función de valor absoluto muestra una degradación mayor para el procesamiento con los niveles 4, 5 y 6 (aumenta sobre todo la FPR). Sin embargo, para el caso de los niveles 3, 4 y 5, se mantienen los valores de (TPR, FPR) alcanzados en la

Tabla 3.8: ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 3, 4 y 5. x^2 como estimador de energía.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
40	0.91	0.13	4
45	0.91	0.13	2
50	0.89	0	1
55	0.89	0	1
60	0.89	0	1

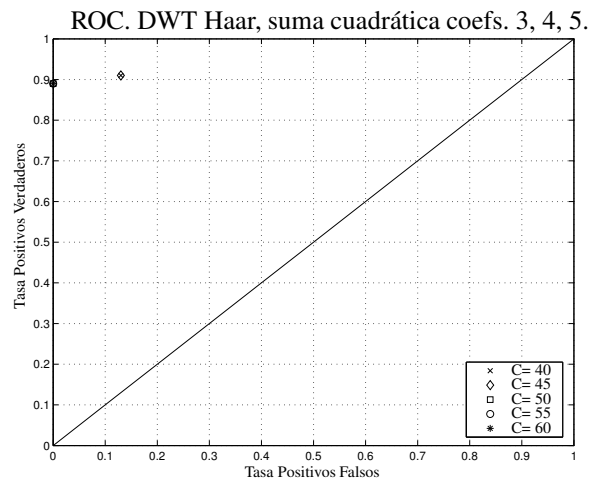


Fig. 3.21: ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Estimador cuadrático de energía. Coeficientes de niveles 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.

Tabla 3.9: ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 3, 4 y 5. Valor absoluto como estimador de energía.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
5	0.91	0.4	12
10	0.89	0.13	4
15	0.89	0	0
20	0.8	0	0
25	0.76	0	0

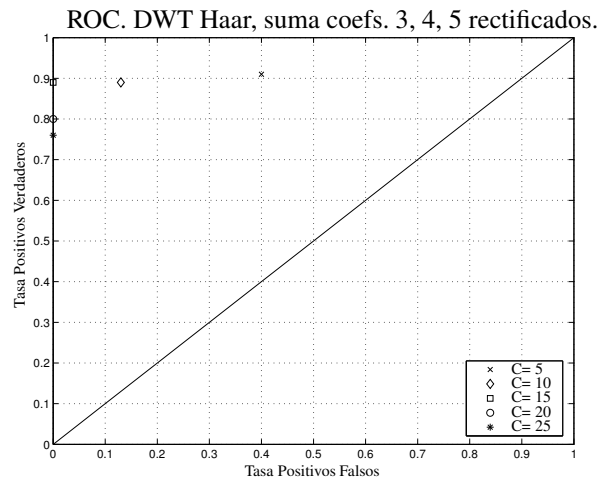


Fig. 3.22: ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Valor absoluto como estimador de energía. Coeficientes de niveles 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.

Tabla 3.10: ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 4, 5 y 6. Estimador cuadrático de energía.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
40	0.84	0.07	4
45	0.8	0.07	1
50	0.78	0.07	1
55	0.71	0.07	1
60	0.69	0.07	0

Tabla 3.11: ROC para filtro transformada de ondita discreta (DWT). Bandas 4, 5 y 6. Valor absoluto como estimador de energía.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
5	0.84	0.4	3
10	0.82	0.07	1
15	0.76	0	1
20	0.69	0	1
25	0.67	0	1

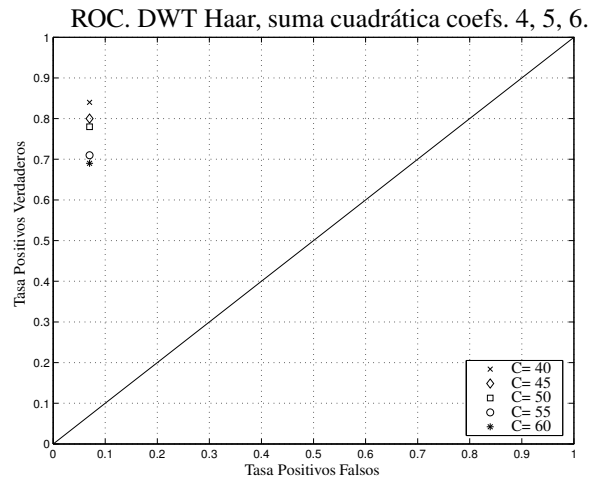


Fig. 3.23: ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Estimador cuadrático de energía. Coeficientes de niveles 4, 5 y 6. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.

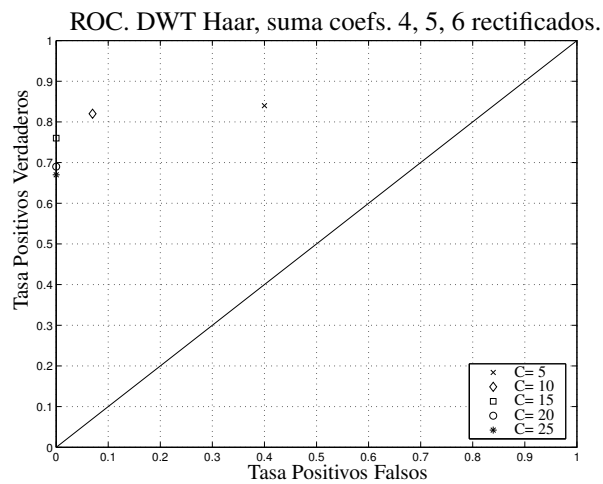


Fig. 3.24: ROC. Procesamiento por DWT. Banco de filtros Haar. Valor absoluto como estimador de energía. Coeficientes de niveles 4, 5 y 6. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.

primera iteración con función cuadrática, lo que sugiere la posibilidad de usar un rectificador en vez de un multiplicador para ejecutar este procesamiento.

3.4.6. Banco de filtros analógicos

El análisis por onditas puede resultar en una implementación digital compleja, sobre todo si se sigue un esquema vectorial como el considerado en el análisis anterior (2048 muestras por segundo, con una resolución de 16 bits). Por supuesto, se ha visto como al usar filtros del tipo Haar, el uso de vectores de datos se vuelve innecesario, pero también resulta interesante aproximar el problema desde el espacio continuo. Podría por ejemplo optarse por una transformada continua de onditas, CWT (Continuous Wavelet Transform) utilizando onditas complejas tales como las de Morlet o de Gauss tal como en [28, 41–45].

Sin embargo, como se sabe de la teoría de onditas, el análisis con bancos paralelos de filtros pasabanda es un equivalente al proceso de descomposición tiempo-frecuencia mediante filtros en cascada discretos. De hecho, un banco de filtros cocleares, provee de una descomposición tiempo-frecuencia similar al análisis por onditas (ver [46–49]). Por ello se plantea la posibilidad de realizar una descomposición analógica por medio de un filtro de estructura similar al de la Fig. 3.19, pero utilizando un banco paralelo de filtros continuos pasabanda en vez del filtro discreto de Haar.

En este caso, puesto que se conoce la descomposición de interés, se propone una estructura simplificada utilizando solo filtros de segundo o tercer orden, siguiendo el modelo de la Fig. 3.26. Como no se puede realizar una operación de submuestreo entre las etapas, se debe ir escalando la respuesta frecuencial de los filtros de manera diádica, en las mismas frecuencias de corte que se plantearon para el banco de DWT. Así, entonces, se define un banco de filtros con tres bandas de paso, con las frecuencias ejemplificadas en la Fig. 3.19, y con una respuesta de frecuencia tal como exhibe la Fig. 3.27. Se toman las salidas de las ramas 3, 4, 5 y se alimentan a una estructura similar a la que se usó para la DWT, la cual por supuesto ahora es continua y no discreta.

Tal como se demuestra en el Apéndice A, un filtro pasabanda de tercer orden o superior cumple los requerimientos fundamentales para ser considerada una ondita. La función transferencia resultante de cada banco es del tipo

$$CD(s)_n = \frac{\frac{2^n s}{\omega_1}}{(1 + \frac{2^{n-1}s}{\omega_1})^2 (1 + \frac{2^n s}{\omega_1})} \quad (3.13)$$

El filtro se complementa con un filtro extra paso alto a la entrada destinado a eliminar el *offset* y ruido rosa proveniente del micrófono. La evaluación algorítmica se hace considerando este término extra (se tiene entonces un filtro de orden 4 en cada coeficiente, lo que respeta el orden mínimo establecido por el análisis teórico en el apéndice A). Las simulaciones se hacen mediante el toolbox de sistemas continuos de Matlab.

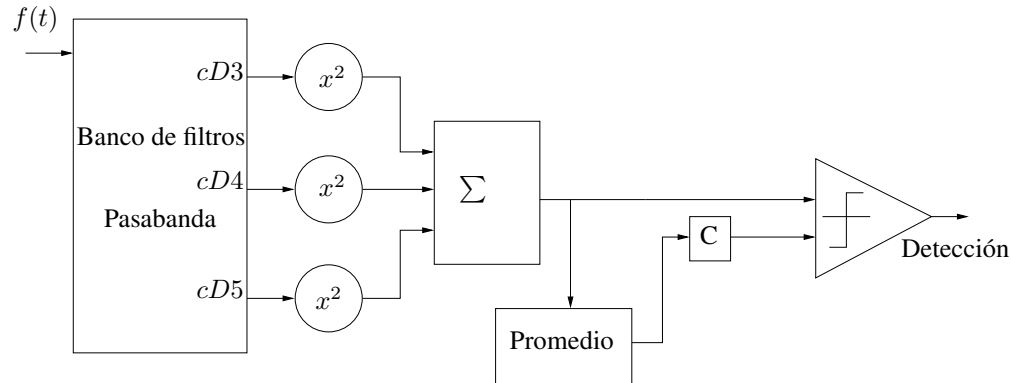


Fig. 3.25: Estructura de procesamiento de señal para encontrar detalles de señal, utilizando un banco de filtros paralelos como estructura de preprocesamiento CWT. Al igual que con el caso DWT, se evalúan las diferencias entre usar una función cuadrática y valor absoluto como estimador de energía.

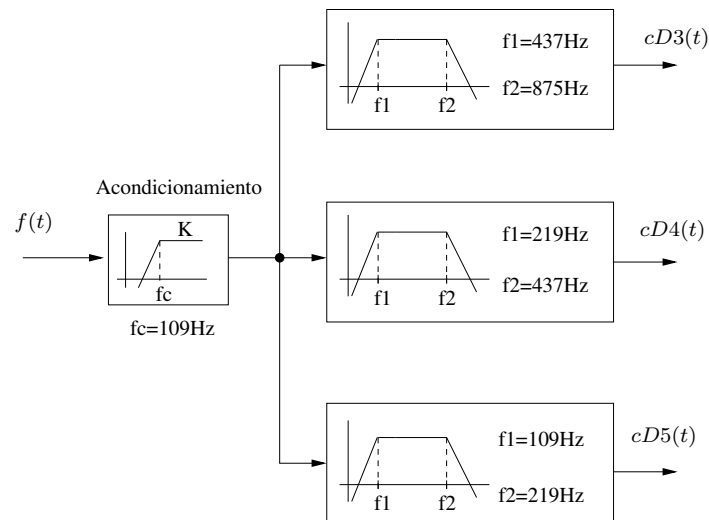


Fig. 3.26: Banco de filtros paralelos analógico equivalente a una descomposición continua de onditas. Las frecuencias de corte se basan en la división diádica del análisis de onditas discreto de la Tabla 3.7. Los filtros paralelos son todos de tercer orden, más un filtro pasa altos de primer orden como acondicionador de señal de entrada.

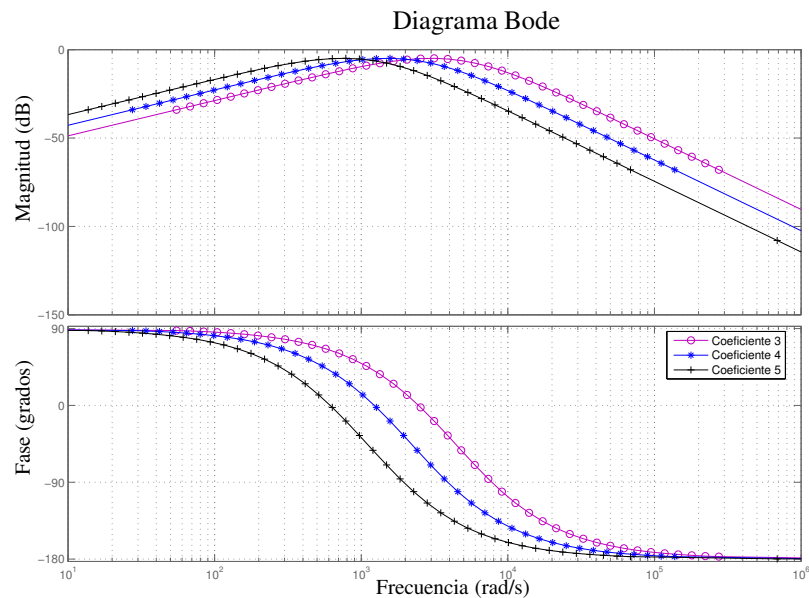


Fig. 3.27: Respuesta de frecuencia de los filtros en un banco paralelo de transformada continua de onditas (CWT).

Los resultados de la estructura continua son bastante satisfactorios, lo que abre la posibilidad de una implementación de bajo consumo utilizando filtros tipo GmC, por ejemplo. En el caso de considerar las bandas 3, 4 y 5, se tiene un (TPR, FPR) de (0.89, 0.07) para ganancias de 30 (en el caso de usar un estimador con valor absoluto) y de 210 (estimador cuadrático).

Es de notar que no existen anomalías para estos valores. En el caso de usar sólo los coeficientes 3 y 4, cabe destacar además que la utilización del estimador cuadrático provee de los mismos resultados, si se utiliza una ganancia alta (230) en el detector de umbral. En el caso de usar valor absoluto, se obtiene este mismo resultado usando una ganancia de 30, pero con la salvedad de la aparición de tres anomalías. Puesto que ganancias bajas implican menor consumo y mayor facilidad de implementación, se tiene entonces una razón extra de peso para usar las bandas 3, 4 y 5 con un detector de valor absoluto (la menor ganancia necesaria para este detector, aunque contraintuitiva, deviene del hecho de trabajar con valores normalizados, lo que hace que la operación cuadrática más bien atenue la función de entrada. Este sería el caso también al trabajar con amplitudes de señal inferiores a 1V, tal como las señales de audio que se pretende procesar).

El efecto de añadir el quinto coeficiente fortalece sobre todo el rechazo de falsos positivos, sin tener casi incidencia en la detección de verdaderos positivos, lo que sugiere que, en

algunos casos, podría bastar utilizar solo la 3da y 4ta banda y dejar la eliminación de falsos positivos para etapas posteriores.

Tabla 3.12: ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3, 4 y 5. Valor absoluto como estimador de energía.

Ganancia (C)	TPR	FPR	XTP
30	0.89	0.07	0
40	0.82	0	0
50	0.8	0	0
60	0.8	0	0
70	0.8	0	0

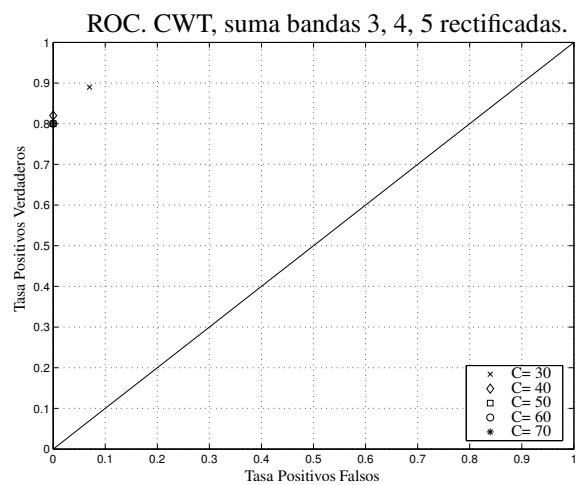


Fig. 3.28: ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador de valor absoluto para la energía.

Tabla 3.13: ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3, 4 y 5. Estimador cuadrático de energía.

Ganancia	TPR	FPR	XTP
150	0.93	0.07	4
170	0.93	0.07	3
190	0.93	0.07	1
210	0.89	0.07	0
230	0.89	0.07	0

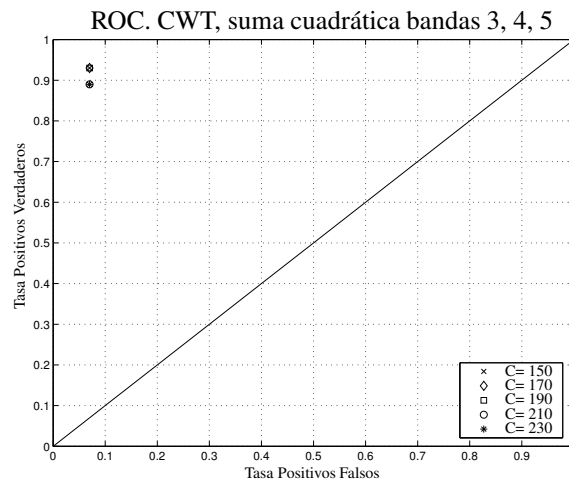


Fig. 3.29: ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3, 4 y 5. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador cuadrático para la energía.

Tabla 3.14: ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3 y 4. Valor absoluto como estimador de energía.

Ganancia	TPR	FPR	XTP
30	0.89	0.07	3
40	0.84	0	0
50	0.84	0	0
60	0.8	0	0
70	0.8	0	0

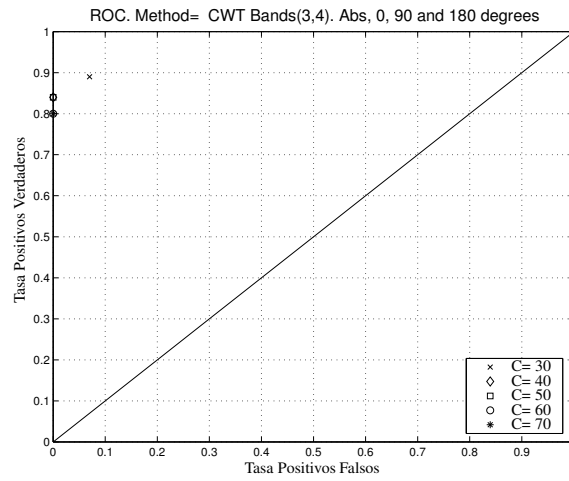


Fig. 3.30: ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3 y 4. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador de valor absoluto para la energía.

Tabla 3.15: ROC para filtro transformada de ondita continua (CWT). Bandas 3 y 4 . Estimador cuadrático de energía.

Ganancia	TPR	FPR	XTP
150	0.93	0.27	5
170	0.93	0.13	4
190	0.93	0.13	3
210	0.93	0.13	1
230	0.89	0.07	0

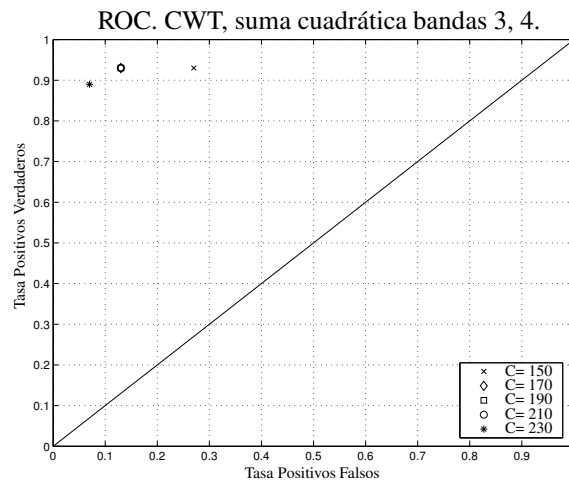


Fig. 3.31: ROC de procesamiento por banco de filtros CWT. Bandas 3 y 4. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono. Estimador cuadrático para la energía.

3.4.7. Sin preprocesamiento

El último algoritmo a probar es la utilización de ningún algoritmo de preprocesamiento, es decir, alimentar la señal cruda (luego de acondicionarse) directamente al detector de umbral. Este procedimiento se ofrece como piso de referencia con respecto a los demás métodos, tal como se propone en [23] (ver Tabla 3.16 y Fig. 3.32). Hay dos XTP a ganancia diez a 30 metros, y uno a 90 metros.

Tabla 3.16: ROC para señal de entrada sin procesar.

Ganancia	TPR	FPR	XTP
10	0.87	0.33	4
15	0.78	0.13	0
20	0.67	0.07	0
25	0.58	0	0
30	0.51	0	0

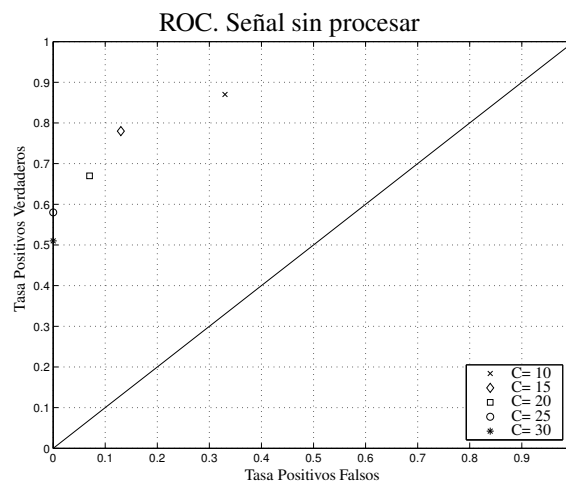


Fig. 3.32: ROC. Señal sin preprocesamiento. A 0, 90 y 180 grados de incidencia sobre el micrófono.

3.5. Análisis conjunto de los métodos

Se toman las combinaciones algorítmicas que produjeron los mejores pares-ordenados (TPR, FPR) para cada método. El mejor (TPR, FPR) se escoge como aquel situado a menor

distancia del punto ideal (1,0).

Tabla 3.17: Mejores pares (TPR, FPR) por algoritmo.

Método	TPR	FPR	Ganancia de umbral C
Correlación. Plantilla de 30m	0.91	0	25
Correlación. Plantilla de 90m	0.91	0	25
Transformada discreta de onditas (DWT). Coefs. 3, 4, 5 con estimador de valor absoluto	0.89	0	15
Transformada continua de onditas (CWT). Coefs. 3, 4, 5 Con estimador de valor absoluto	0.89	0.07	30
Transformada continua de onditas. Coefs. 3 y 4 Con estimador de valor absoluto	0.89	0.07	30
Filtro de mediana	0.8666	0.1333	25
Estimador de valor absoluto	0.8444	0.1333	15
Transformada discreta de onditas. Coefs. 4, 5, 6 con estimador de valor absoluto	0.82	0.07	10
TEO	0.80	0.20	45
Sin pre-procesamiento	0.77	0.1333	15

La Tabla 3.17 lista de mejor a peor los algoritmos propuestos. Ya en esta tabla se toman en cuenta algunas de las sugerencias planteadas en las subsecciones anteriores, a saber: para los estimadores de transformada de onditas se prefieren estimadores de valor absoluto sobre los de valor cuadrático por su mayor simpleza y menor requerimiento de ganancia en la detección. El método de preprocesamiento de correlación contra una plantilla de señales a 30m o a 90m (*Matched Filter* o filtro apareado) fue el mejor, llevándose los dos primeros puestos. El tercer puesto en términos de efectividad es el de usar un filtro discreto de onditas con estimador de valor absoluto, utilizando la información de los coeficientes de detalle 3, 4, 5. Para este método, se obtiene una TPR de 0.89 para los tres ángulos de incidencia, con FPR nula. En el cuarto puesto, se encuentra el filtro continuo de onditas para las bandas 3, 4 y 5, con una FPR de apenas 0.07 (con un falso positivo debido a la señal de lluvia 2 y sin anomalía alguna). En el quinto puesto, se halla el mismo filtro pero sólo considerando las bandas 3 y 4, con tres anomalías. El sexto proceso en términos de efectividad es el Filtro de Mediana. Este método se ve particularmente afectado por los falsos positivos. Ello implica mayor consumo (al significar una activación más frecuente de las etapas posteriores), lo que sumado a su ya de por sí compleja implementación lo vuelve poco atractivo. Como séptimo proceso está el de valor absoluto, seguido de la transformada discreta de onditas para los coeficientes 4, 5 y 6. Finalmente, el TEO apenas supera el piso de la métrica, dada por la detección de la señal cruda. Sorprendentemente, incluso el no procesar la señal da una mejor

FPR que el TEO. Ahora, si se considera la complejidad de los métodos, está claro que tanto el TEO como el valor absoluto pueden compensar su relativamente menor desempeño con su simpleza de implementación, en contraste con el de Filtro de mediana, el de DWT o la correlación.

Un dato interesante surge de analizar el FPR de los métodos alternativos al de correlación. Un análisis de los falsos positivos producidos en algunos de los métodos, como el de mediana, resultan de fuertes ‘pops’ en la grabación (ver por ejemplo la Fig. 3.33), causados probablemente por gotas de agua que golpean el micrófono y generan por ende un impulso sonoro. Una protección acústica en el micrófono entonces permitiría bajar la FPR en estos casos, con la consiguiente posibilidad de aumentar la ganancia para una mejor TPR. En todo caso, es notable que ni el procesamiento por correlación ni por onditas discretas se ven afectados por estos ‘pops’.

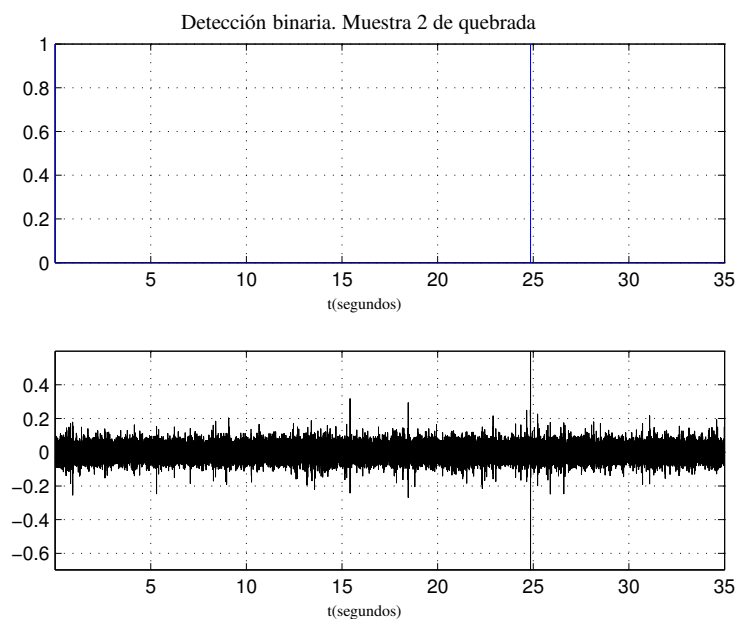


Fig. 3.33: Falso positivo obtenido con el filtro de mediana procesando una grabación de una quebrada. Notar el “pop” que engaña el algoritmo. Una ganancia más alta en el detector de umbral corrige este falso positivo, a expensas de perder algunos verdaderos positivos. Una protección acústica en el micrófono puede ser una simple solución, sin sacrificar la TPR.

Del análisis anterior se deslinda la conveniencia de optar por alguno de los primeros tres o cuatro algoritmos. Queda hecha sin embargo la salvedad de lo extremadamente complejo que resulta implementar la correlación en sistemas de señal mixta (descartado de antemano un procesamiento enteramente digital por los argumentos ya expuestos). Por otra parte, como se ha mostrado, la implementación de los filtros discretos y continuos de onditas como unidad

de preprocesamiento es no solo factible, sino que a primera vista parece requerir menos potencia para su funcionamiento.

3.6. Conclusiones

La detección de señales impulsivas puede lograrse con una amplia variedad de algoritmos efectivos, utilizando una estructura típica en el área de detección de señales: comparación contra un umbral adaptivo. Se ha propuesto una métrica estadística ROC para ordenar los mismos en términos de su eficiencia de detección. Además, se han bosquejado algunas anotaciones sobre la factibilidad de implementación en un sistema VLSI de bajo consumo para cada algoritmo. Claramente, un filtro apareado, seguido de algoritmos de detección basados en transformadas de ondas, proveen de las soluciones óptimas en términos estadísticos. En el caso de su factibilidad de integración, no obstante, resultan más favorecidos algoritmos simples como el cálculo del valor absoluto y el operador de Teager, con los algoritmos de ondas como una opción intermedia. De lo anterior resulta la decisión de optar como compromiso por la implementación de los algoritmos de ondas discretas y analógicas, con una tasa de detección alta versus una implementación de complejidad mediana. El siguiente capítulo da cuenta del proceso seguido para el diseño y evaluación de dichas implementaciones.

Capítulo 4

Implementación de circuitos detectores basados en ondas

4.1. Introducción

En el capítulo anterior se describieron distintos métodos de procesamiento de señales de audio, dentro de un esquema de detección de eventos impulsivos tales como el sonido de disparos de armas de fuego. Los métodos fueron evaluados estadísticamente y escalonados en términos de su eficiencia de detección siguiendo la teoría de detección de señales. Este capítulo está dedicado a la implementación de un método que pueda funcionar de manera apropiada satisfaciendo restricciones de bajo consumo, como las de un sensor o nodo en una red inalámbrica de protección ambiental. Estos nodos se diseñan con el propósito de funcionar en un ambiente aislado operado a baterías por un largo tiempo, y por ello deben estar integrados por dispositivos no solo de muy bajo consumo, sino que también puedan desactivarse en la medida que no sean utilizados. Un sistema de primer nivel de detección de muy bajo consumo puede actuar como un árbitro de primera decisión, que determine con una fiabilidad aceptable si un evento pertenece o no a los eventos de interés, y a partir de ahí active los circuitos subsiguientes ya sea para que procesen más la información o la transmitan a otros nodos en la red.

Para la realización de este primer nivel de detección, los análisis de factibilidad realizados llevaron a la selección de dos candidatos para la realización de los CI, considerando los aspectos de su viabilidad en términos de bajo consumo y fiabilidad estadística: el de onditas analógicas y el de onditas discretas de Haar, como preprocesamiento antes de la unidad de detección por umbral adaptivo. En primer lugar, se diseñó un banco de filtros continuos hechos en tecnología CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$, utilizando técnicas de diseño de bajo consumo para bancos de filtros en cascada y paralelos, tal como se propone en [46–49]. En segundo lugar, se diseñó una unidad de preprocesamiento de onditas discretas por medio de capacitores conmutados, también desarrollada en tecnología CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$, basada en los trabajos de Stanacevic, Razavi y Temes [32, 50–52] en el área de circuitos a capacitores conmutados.

La Sección 4.2 detalla el desarrollo de la unidad de detección por onditas analógicas, con su correspondiente verificación electrónica. La Sección 4.3 explica el diseño e implementación del banco de filtros Haar, junto con los resultados de simulación, y propone una posible aproximación a la implementación de la unidad de cálculo de energía de coeficientes.

4.2. Unidad de detección basada en filtros ondita analógicos

El algoritmo de pre-procesamiento mediante onditas analógicas consiste en implementar los polinomios característicos de pasa banda calculados en secciones anteriores según las bandas determinadas en la Fig. 3.26 del Capítulo 3, y calcular la energía sumada de los tres

coeficientes escogidos. Se añade además un filtro pasa altos a la entrada para eliminar el *offset* de la alimentación del micrófono y el ruido rosa.

Luego de considerar la opción de usar estructuras del tipo bicuadrático para los filtros pasa banda [53, 54], se optó por la opción más sencilla de filtros de primer orden en cascada, que requieren un menor número de transconductores en cada coeficiente. El filtro pasa alto de cada etapa se coloca al final de cada banco, para eliminar el *offset* acumulado hasta ese momento. El circuito completo de filtrado se detalla en la Fig. 4.1.

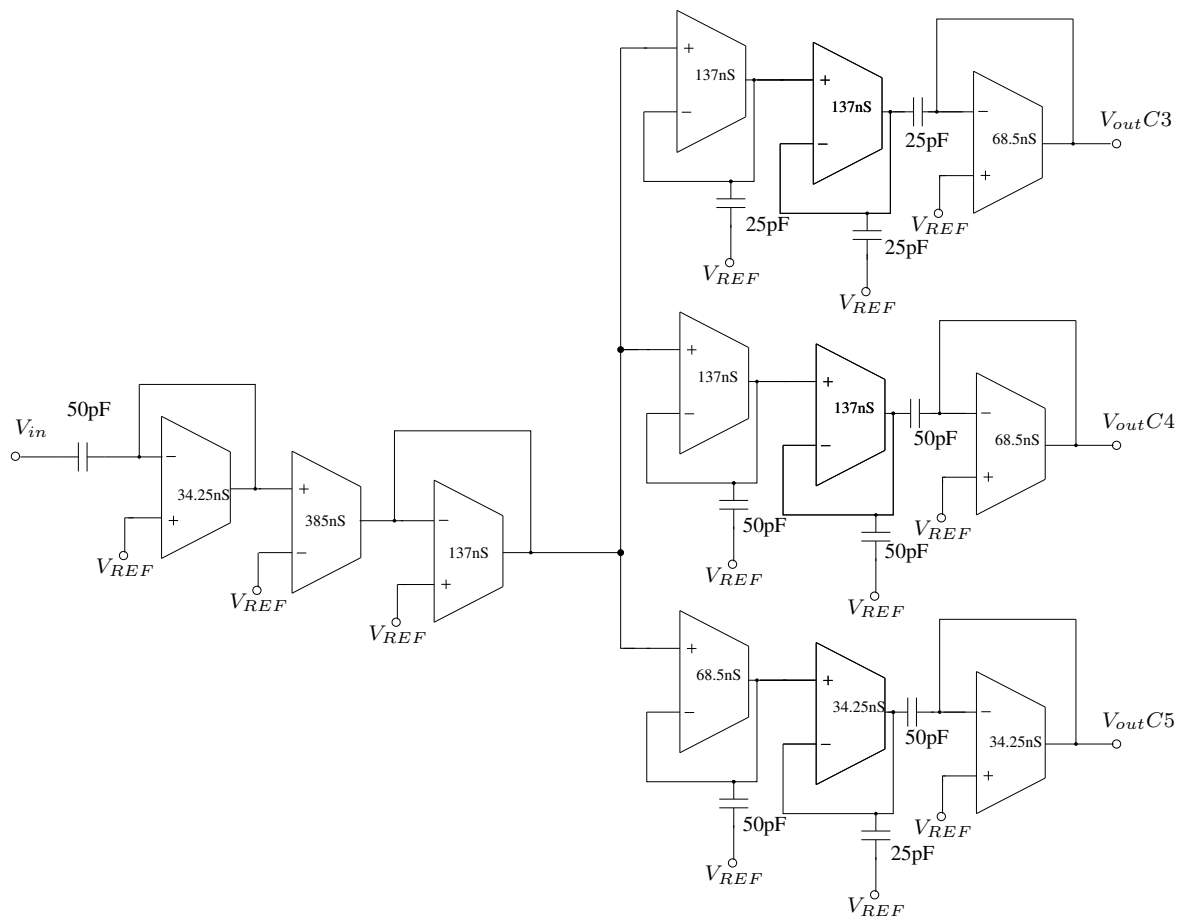


Fig. 4.1: Banco de filtros completo a implementar, utilizando amplificadores operacionales de transconductancia (OTAs). $V_{REF}=V_{DD}/2$. El escalamiento de transconductancias y capacitores se ajusta para utilizar un banco cuadrado de 16 capacitores unitarios de 25pF.

4.2.1. Consideraciones de rango dinámico

Puesto que no se hizo una calibración de presión in situ durante las mediciones, se parte de un modelo simplificado de atenuación por propagación para determinar las presiones

equivalentes a las tres distancias estudiadas en el análisis estadístico del Cap. 3: 30, 90 y 250m. Considerando una propagación isotrópica en espacio libre, según [10], la presión del sonido sigue una ley logarítmica de atenuación dada aproximadamente por:

$$L_p \approx L_W - 20 \log 4\pi r \quad (4.1)$$

con r la distancia radial desde la fuente sonora. Suponiendo una presión sonora típica de 151-152dB_{SPL}, y considerando la información provista por Weissler sobre armas de calibre similar al usado en las grabaciones de prueba usadas (pistola de 9mm, escopeta de .12, [9]), resultarán presiones equivalentes a las de la Tabla 4.1. Se toma la presión máxima de 130 dB_{SPL} como referencia para las mediciones obtenidas con un micrófono Sennheiser MKH416P48U3 (Sensibilidad de 25mV/Pa, y una máxima presión soportada de 130dB_{SPL} según datos del fabricante [25]). Por observación de las señales detectadas usando los algoritmos de procesamiento en Matlab, se determina que el sistema debe al menos discriminar señales en un rango entre 1.0 y 0.017 del valor normalizado de amplitud, considerando que el arma con menor intensidad sonora –la carabina .22– provoca un pico apenas superior a 90dB_{SPL} a 90 metros de distancia, con el micrófono en contrafase. Es decir, el rango dinámico debe ser de al menos 40 dB más un adecuado margen de ruido. La tensión de salida de las configuraciones que se elijan deberán entonces cubrir este rango dinámico, a su vez acotado por el rango lineal de transconductancia de los dispositivos electrónicos de amplificación y filtrado. Utilizar transistores en inversión débil es inconveniente pues los transconductores polarizados en estas zonas poseen rangos lineales de decenas de milivoltios (ver [49]). En el otro extremo, transistores en inversión fuerte pueden significar un consumo excesivo. En términos generales entonces conviene intentar colocar los transistores lo más cerca posible de la zona de inversión moderada, para obtener un compromiso adecuado entre el rango dinámico deseado, la relación señal ruido y el consumo.

Considerando las restricciones existentes, se utiliza una estructura Gm-C como la de la Fig. 4.1. Para alcanzar los requisitos de linealidad se propone usar amplificadores de transconductancia con una topología como la de la Fig. 4.4, tal como se describen en [55], pero operando en inversión moderada para disminuir su consumo, sin penalizar mucho su rango dinámico. Según [55], en inversión débil este circuito posee un rango lineal de 58.4mV, y su transconductancia es ajustable por medio del parámetro $m = S_a/S_b$, que define la relación de aspecto relativa entre los dos pares de transistores apareados. En esta región, no obstante, el tamaño de los transistores puede volverse excesivo. Por ejemplo, como se ve en [55], para una tecnología de 1.2 μm , el tamaño típico de los transistores de los pares diferenciales es de 1377.6 μm x 4.8 μm , lo que resulta prohibitivo en este caso.

Para acotar más estos valores, se calcula la sensibilidad del micrófono a usar en términos de las presiones esperadas para el sensor que se desea construir. Puesto que gran parte del trabajo de detección y localización acústicas que se ha venido realizando por parte del grupo de investigación de la Universidad Nacional del Sur se basa en un micrófono EMKAY

omnidireccional tipo electret, se decide platear el diseño a partir de este dispositivo. Este micrófono tiene una sensibilidad de $-44\text{dB} \pm 2.0$ ($0\text{dB}=1\text{V/Pa}$, 1kHz), o sea, 6.31 mV/Pa (que incluye el efecto un amplificador FET usado como convertidor de impedancia entre el micrófono en sí y su salida; para más información ver [56]). La máxima presión soportada por el micrófono es de 120dB_{SPL} . En la Tabla 4.1 se desglosan también algunas tensiones de salida del micrófono, referidas a presiones sonoras dentro del rango de detección esperado para el sistema.

Con esta información, se puede plantear una cota inferior de sensibilidad requerida. La carabina a 90 metros, como se mencionaba, con un ángulo de incidencia de 180° es detectable según el algoritmo, así que la colocamos en la Tabla 4.1 como referencia, considerando su valor pico relativo según las mediciones en campo. Resta por estudiar el fenómeno de saturación de la señal al superarse el máximo detectable por el micrófono usado. Como se desprende de la Tabla 4.1, incluso el revolver .32 a 250m alcanza el máximo medible por un EMKAY como el que se planea utilizar. No obstante, es de esperar que el algoritmo no se vea afectado toda vez que ya incluso algunas de las señales usadas para el estudio muestran dichos recortes por saturación del micrófono Sennheiser (particularmente la pistola de 9mm y la escopeta .12, a 30 m de la fuente).

Tabla 4.1: Tensiones pico entregadas, referidas a presiones sonoras esperadas por el sistema, por un micrófono EMKAY MD9745APZ-F. Sensibilidad del micrófono: $-44\text{dB} \pm 2.0$ ($0\text{dB}=1\text{V/Pa}$). 6.31mV/Pa [56]. La presión de referencia a 2m es tomada de [9]. Se supone una atenuación ideal isotrópica del sonido

Sonido	Presión relativa (dB_{SPL})	Presión absoluta (Pa)	Tensión RMS (mV)	Tensión pico (mV)
Pistola 9mm a 2m de boca del cañón [11]	160dB	2000	NA	NA
Pistola 9mm a 30m	130dB	63	398.0	563.0
Máxima presión mic. EMKAY [56]	120dB	19.95	125.8	178.0
Revolver .32 a 250m	120dB	20.04	126.6	179.0
Pistola 9mm a 250m, 180°	116dB	13.250	398.0	562.9
Carabina 22 a 90m, 180°	94.6dB	1.078	6.81	9.63
Piso de ruido de mediciones en campo	68.5dB	0.053	0.336	0.475
Piso de ruido de micrófono	35dB	0.0011	0.007	0.001

4.2.2. Diseño de subsecciones de la unidad de detección

En esta parte se muestra el procedimiento de diseño y cálculo para las distintas unidades del detector, acompañadas de las simulaciones de comprobación.

Cálculo y ajuste de los transconductores para el banco de filtros

Los transconductores diseñados se resumen en la Tabla 4.3. Para las transconductancias de 137nS y 385 nS se utiliza el OTA linealizado por difusor propuesto por Krummenacher en [57] (ver Fig. 4.4). Los transconductores de 68.5nS y 34.25nS se obtienen a partir del de 137nS, por medio de espejos de corrientes, tal como se propone en Arnaud [27]. El layout de los OTAs se realiza también siguiendo las recomendaciones descritas en Arnaud [27]: transistores apilados e intercalados en columnas. Para el cálculo de la relación de transconductancia K del OTA en términos de la transconductancia del transistor de entrada, se sigue la recomendación propuesta en [57], donde se supone una relación de aspecto 7:1 entre los transistores de entrada (M_1) y los difusores (M_2), para obtener mayor rango lineal, tal que

$$G_m \approx \frac{g_{m1}}{K} \quad (4.2)$$

Analíticamente, la ecuación que describe la relación de transconductancia de salida del OTA se puede expresar como (ver [53]):

$$G_m \approx \frac{g_{m1}}{2 + \frac{g_{m1}}{2g_{m2}}} \quad (4.3)$$

Si se considera que

$$gm_{M_1} = \frac{I_{BIAS}}{n\phi_t} G_{i_{f1}} \quad (4.4)$$

con $G_{i_{fx}}$ la transconductancia normalizada del transistor x en términos de la máxima transconductancia, se puede reescribir la Ec. (4.3) como

$$G_m \approx \frac{g_{m1}}{2 + \frac{G_{i_{f1}}}{2G_{i_{f2}}}} \quad (4.5)$$

Si el transistor M_2 se escala en términos de M_1 , y suponiendo que ambos están polarizados por la misma corriente, entonces M_2 termina en una zona de inversión diferente que M_1 . Siguiendo el modelo EKV, podemos definir las corrientes de inversión i_{f1} e i_{f2} para cada transistor. Puesto que

$$i_{fx} = \frac{I_{BIAS}}{I_s \frac{W_x}{L_x}} \quad (4.6)$$

con

$$I_s = \mu C_{ox} n \phi_t^2 \quad (4.7)$$

la corriente específica del proceso en cuestión, y utilizando la relación de aspecto entre los transistores, se llega a la relación

$$\frac{g_{m1}}{2g_{m2}} = \frac{\sqrt{1 + 0,5\sqrt{7}\sqrt{i_{f1}} + 7i_{f1}}}{2\sqrt{1 + 0,5\sqrt{i_{f1}} + i_{f1}}} \quad (4.8)$$

Puede resolverse esta ecuación analíticamente para tener entonces una expresión para la constante buscada

$$K = 2 + \frac{g_{m1}}{2g_{m2}} \quad (4.9)$$

o simplemente averiguar numéricamente los puntos de interés utilizando Matlab. Esta solución por supuesto, es muy aproximada (sobre todo porque asume al M_2 en saturación, cuando en realidad debe estar en triodo. En el caso presente, se realizaron simulaciones en la zona de inversión moderada para varias relaciones de transistores, y se halló que, en promedio:

$$G_m \approx \frac{g_{m1}}{2,69} \quad (4.10)$$

lo que se acerca a lo predicho por las ecuaciones. No obstante, es claro que es necesario mejorar dichas expresiones evaluando la verdadera zona de trabajo de M_2 .

En todo caso, la relación permitió aproximar relativamente bien los transconductores en unas pocas iteraciones. Ahora, era de interés colocar el transistor lo más cerca de la zona de inversión moderada, para utilizar una polarización de baja corriente, pero con un rango lineal de al menos 500mV. Simulaciones en la zona de inversión débil y moderada muestran que la relación 7:1 produce una distorsión muy grande de la transconductancia media sin ampliar mucho el rango lineal (en inversión débil, la relación debe bajar a 2:1 para una transconductancia lineal máxima con un rango de menos de 100mV, como se demuestran Furth y Andreou en [55]).

En las Figs. 4.2 y 4.3 se observa la variación de esta función en términos de la transconductancia normalizada y del nivel de inversión respectivo del transistor. En este caso, se optó por una transconductancia final entre un 40 % y un 35 % de la transconductancia máxima, que provee de un rango lineal aceptable, con el transistor siempre cerca de la zona de inversión moderada, i. e., con un consumo relativamente bajo.

Hay tres transconductores básicos para obtener las octavas de las bandas según la Fig. 3.26 del Cap. 3. El escalado de las frecuencias de corte se hace por medio de las capacidades. Para los valores más altos, la capacidad de carga máxima acota el *slew rate* para una dada corriente de polarización (I_{bias}), una tensión máxima de pico y la frecuencia tope de cada banda. Partiendo del caso de la banda superior (875Hz), con una tensión pico de al menos 500mV, a partir de la conocida ecuación de *slew-rate* (ver [58]):

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = V_{pico}\omega \cos\omega t = \frac{I_{bias}}{C_{carga}} \quad (4.11)$$

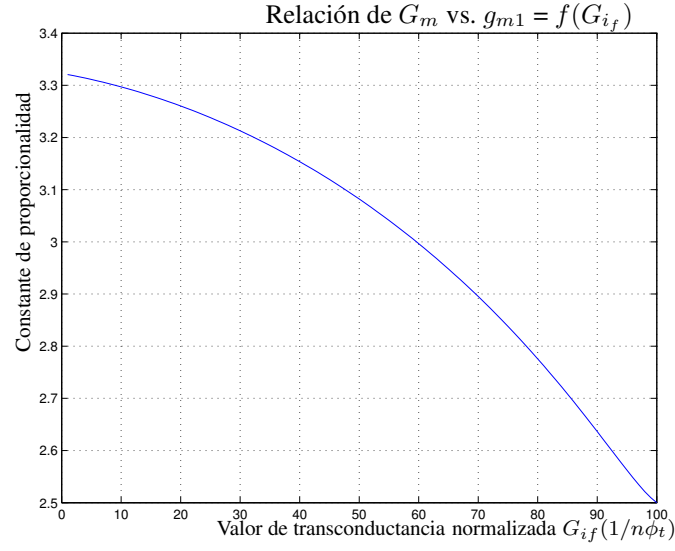


Fig. 4.2: Valor de la constante de proporcionalidad entre la transconductancia del OTA y la transconductancia de los transistores del par de entrada, $K = gm_{M1}/G_m$, en función de la transconductancia normalizada como función a su vez del nivel de inversión del transistor.

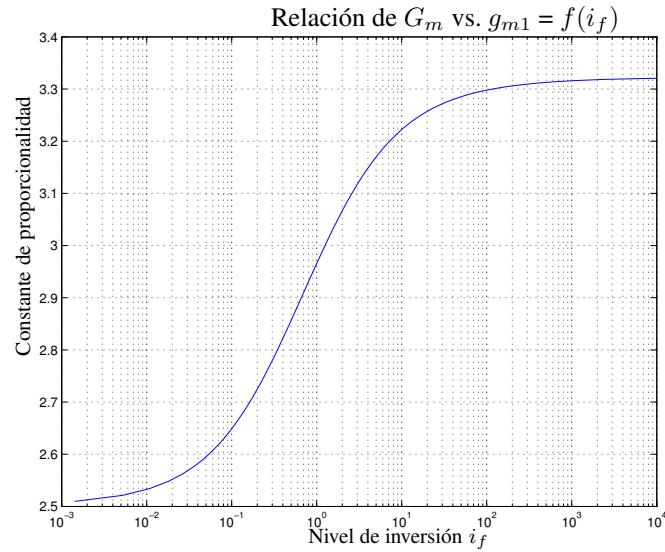


Fig. 4.3: Valor de la constante de proporcionalidad entre transconductancia del OTA y transconductancia de los transistores del par de entrada, $K = gm_{M1}/G_m$ en función del nivel de inversión i_f del transistor M_1 .

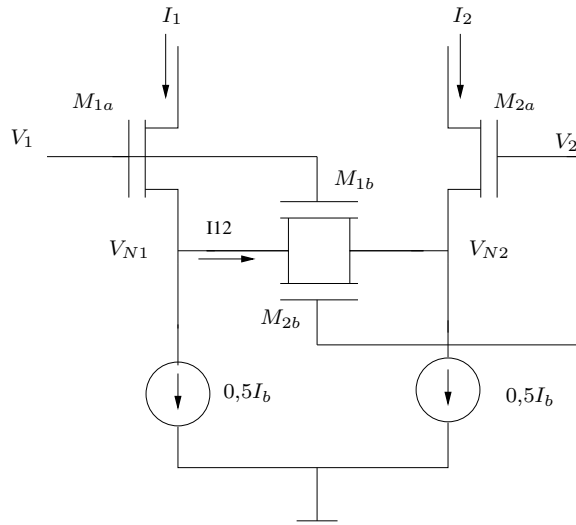


Fig. 4.4: OTA linealizado con difusores simétricos, según [57].

Puesto que el peor caso ocurre en el cruce por cero de la señal

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = 500mV \times 2 \times \pi \times 875Hz = 2,75mV/\mu s$$

y entonces

$$I_{bias} = SR * C_{carga} = 25pF \times 2,75mV/\mu s = 68,75nA$$

puede estimarse que, para una capacidad de carga de 25pF, una corriente de 70nA es suficiente para obtener el *slew-rate* deseado. Para las siguientes bandas, al dividirse por dos la frecuencia tope, se divide por dos también el *slew-rate* necesario, lo que significa que se puede dividir la transconductancia por dos sin problemas, para una misma carga.

El diseño de los OTAs se hizo siguiendo las ecuaciones de aproximación deducidas en el apartado anterior como paso inicial. Se partió de un transconductor base de 137nS. Mediante simulaciones se ajustaron los tamaños para obtener el rango lineal deseado. Los transistores se polarizaron cerca de la zona de inversión moderada, tendiendo a inversión fuerte (con un gm/I_{bias} entre un 30 y 40 %), para evitar excesiva no linealidad en la zona de interés. Así, tras varias iteraciones, se polarizó el OTA base de 137nS a 90nA para obtener un rango lineal adecuado de aproximadamente $\pm 460mV$ según la Tabla 4.3, por lo que la corriente límite se satisfizo adecuadamente.

Puesto que el objetivo era trabajar en una zona de inversión moderada tendiendo a inversión fuerte, los transistores terminaron siendo más delgados que anchos. El punto de partida de las relaciones adecuadas se obtienen de los scripts de Matlab, usando transistores en serie, como muestra la Tabla 4.2, para alcanzar las relaciones de aspecto deseadas (a partir de

ahora, todas las relaciones de tamaño de los transistores que se indican están en micrómetro sobre micrómetro). El OTA de 68.5nS se obtiene a partir de un espejo doble de arreglo NMOS a la salida de los transistores de entrada (ver Fig. 4.7), mientras que el de 34.25nS se obtiene duplicando el arreglo NMOS de 3 transistores a 6 transistores en serie de 3/8 a la salida, siguiendo la técnica de espejos en serie y paralelo descrita en [27, 59]. Los resultados se detallan en la Tabla 4.3.

Tabla 4.2: Razones de aspecto de transistores para cada OTA (W/L), medidas en micrones.

Transconductor	M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅
137nS	5 serie 3/8	7 serie M ₁	3 serie 3/8	NA	NA
68.5nS	5 serie 3/8	7 serie M ₁	3 serie 3/8	3 serie 3/8	3 serie 3/8
34.25	5 serie 3/8	7 serie M ₁	3 serie 3/8	6 serie 3/8	3 serie 3/8
385nS	3 serie 6/8	6 serie M ₁	4 serie 3/8	NA	NA

Tabla 4.3: Características de OTAs implementados, obtenidas de simulaciones SPICE. Polarización $I_{SS}/2=45\text{nA}$, excepto para OTA de 395nS, $I_{SS}/2=90\text{nA}$. Las capacidades en el nodo positivo de entrada de los OTA son obtenidas del simulador Eldo de Mentor Graphics. El rango lineal se define como el punto donde la transconductancia cae un 5 % de su valor promedio.

Transconductor	Gm simulado	Rango lineal (5 % Gm) (mV)	Offset sistemático (mV)	Capacidad entrada
137nS	141.41nS	± 486.0	2.03	2.23pF
68.5nS	71nS	± 483.0	-1.35	2.23pF
34.25nS	36.36nS	± 483.0	-2.6	2.23pF
385nS	387nS	± 267.0	1.8	2.10pF

A primera vista, puede pensarse que los casos de los transconductores de 68.5nS y 34.25nS debe considerarse con cuidado, dado que por los bajos niveles de corriente su rango de trabajo lineal es reducido. No obstante, puesto que estos transconductores se colocan en todos los casos a la salida de los filtros de paso de banda, la restricción de tensión pico se ve ya relajada debido a la atenuación de las etapas anteriores (situación verificada por simulación, que obligó incluso a una posterior amplificación para recuperar niveles adecuados de tensión). En las Fig. 4.6, 4.8 y 4.9 se muestran los resultados de simulación para las características deseadas de cada transconductor.

Por último, para amplificar la señal de entrada al menos al rango dinámico de los transconductores diseñados, se implementó un transconductor extra. Considerando el máximo

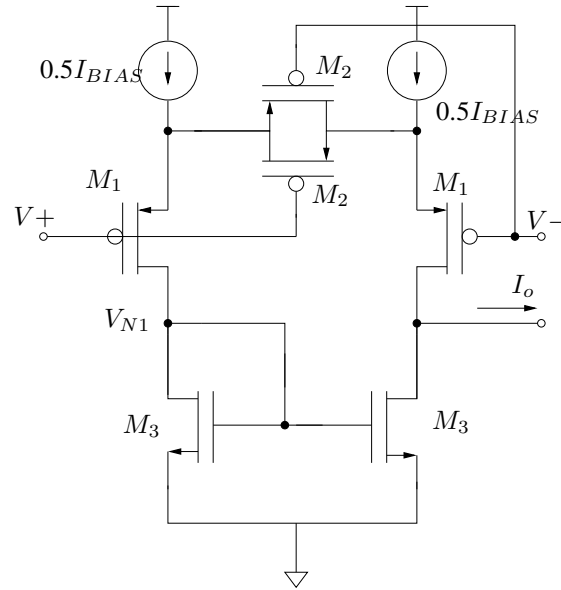


Fig. 4.5: Transconductor de 137nS. Se usan transistores PMOS como par de entrada por su menor transconductancia intrínseca. El OTA tiene un *offset* sistemático dado que para $V_+ = V_-$, $V_{I_o} = V_{N1} = V_{GS3}$ (ver [51]).

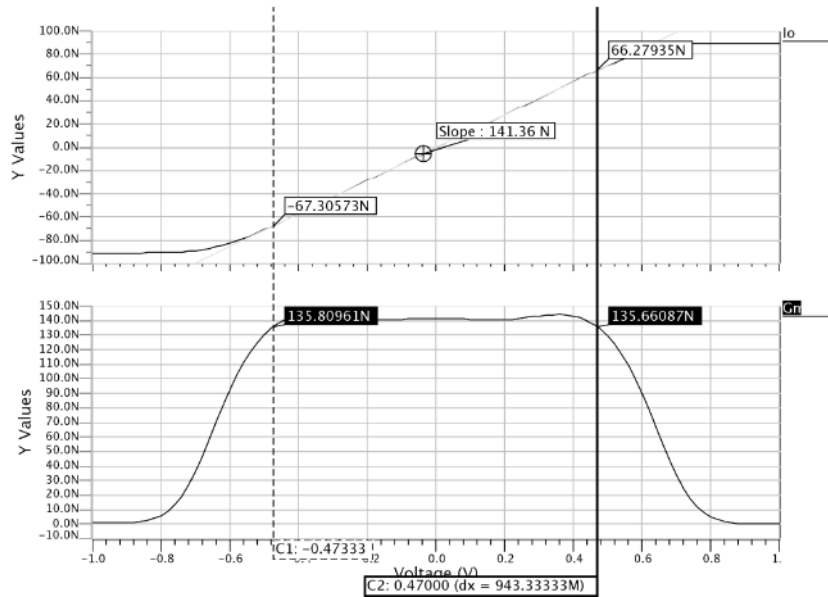


Fig. 4.6: Simulaciones de rango lineal y transconductancia de OTA de 137nS. A partir de ahora, todas las figuras de simulación son obtenidas del programa EZWave para graficación de resultados de Eldo Spice, Mentor Graphics.

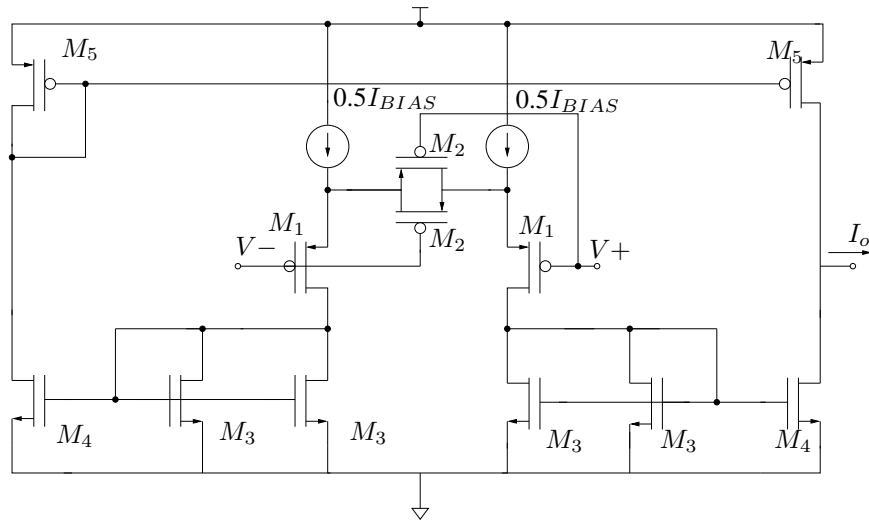


Fig. 4.7: Transconductor de 68.5nS. La transconductancia se obtiene mediante la división por dos de corriente. El transconductor de 34.25nS se obtiene con el mismo circuito, pero reemplazando duplicando el largo de M_4 .

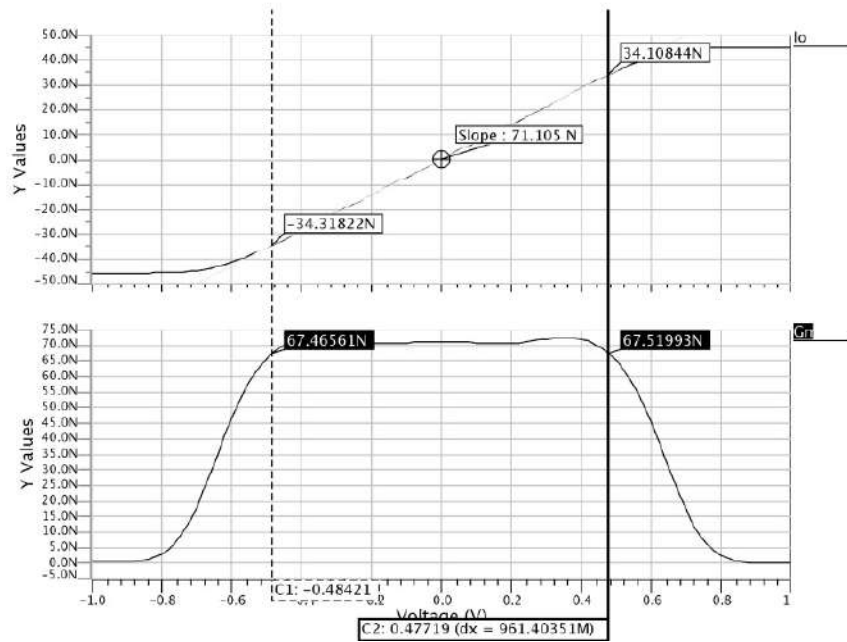


Fig. 4.8: Simulaciones de rango lineal y transconductancia de OTA de 68.5nS.

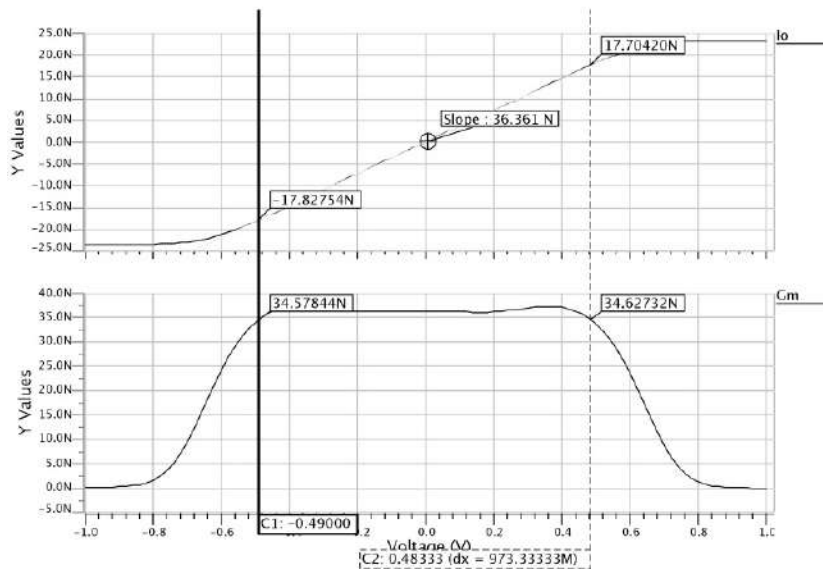


Fig. 4.9: Simulaciones de rango lineal y transconductancia OTA34.25nS.

pico posible entregado por el micrófono a usar ($120\text{dB}_{SPL}=178\text{mV}$), se calculó una ganancia aproximada de 2.7 como aquella que mantiene dentro de los rangos lineales de los OTAs la máxima tensión entregada por el micrófono. Usando un OTA de 137nS como base para cálculo de la constante de amplificación, se diseñó un OTA de 385nS para obtener esta ganancia. Puesto que la señal a la entrada está acotada a ese máximo, los requerimientos de rango lineal fueron menores para este transconductor. Sin embargo, resultó necesario llevar su polarización hasta 180nA para alcanzar un rango lineal de al menos 200mV. El resto de la información sobre este OTA se detalla también en la Tabla 4.3. Su topología es similar a la del OTA de 137nS, y los resultados de simulación para sus características se muestran en la Fig. 4.10. Se proveyó de una fuente independiente a este OTA en caso de que fuere necesario ajustar su ganancia durante el testeó del sistema.

Tras algunas simulaciones, se decidió incluir además una etapa de amplificación a las salida de los filtros con doble propósito: hacer de buffer para manejar los pads de salida para las mediciones y levantar el rango dinámico de las señales antes de entrar a la etapa de cálculo. Se utilizaron los mismos transconductores de la sección de filtros, para duplicar los niveles de tensión antes de salir a los pads, utilizando el esquema de amplificación de la Fig.4.11.

Este arreglo generó dos problemas que no fueron adecuadamente previstos y que luego serán discutidos: *offset* excesivo y alta impedancia de salida. Las simulaciones finales en CA (ver Fig. 4.12) revelaron además ya un inconveniente en el nodo común del que se alimentan los filtros pasabanda y que no pudo corregirse con tiempo antes del envío a fabricación. La

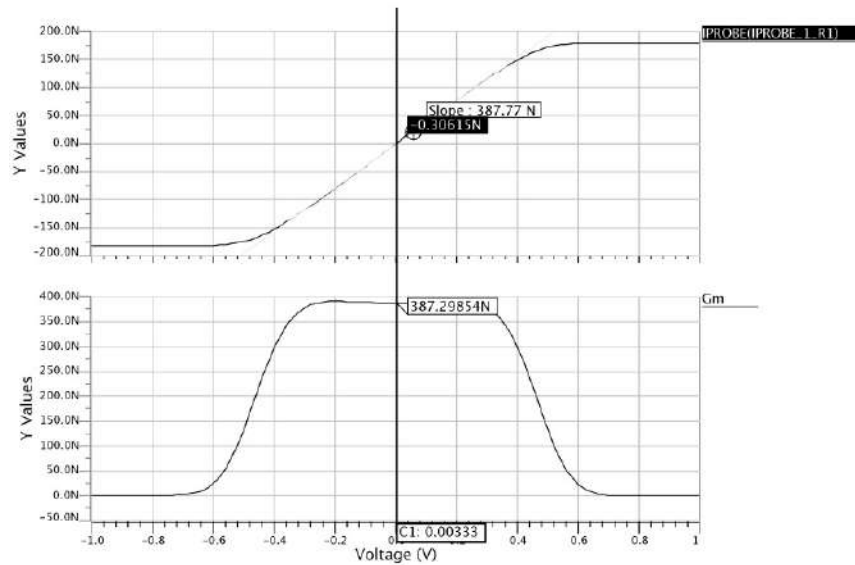


Fig. 4.10: Rango lineal y transconductancia para OTA de 385nS, polarizado con 180nA.

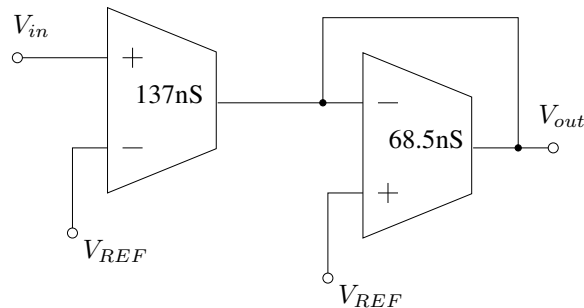
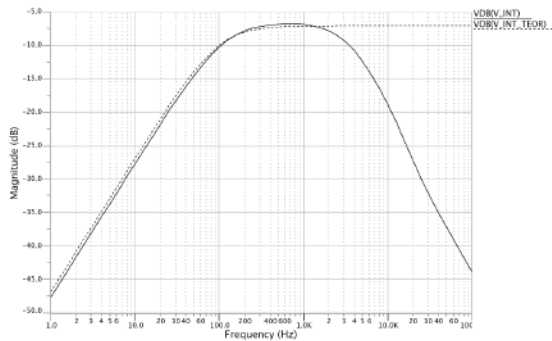
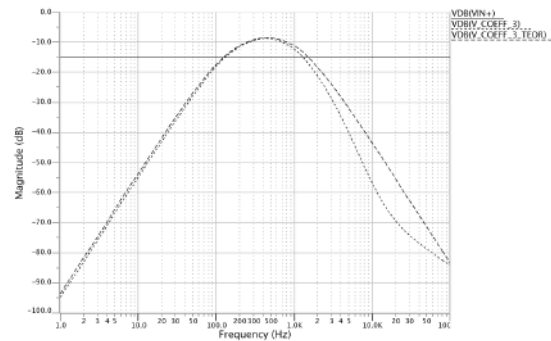


Fig. 4.11: Esquema de amplificación usado para las salidas a pads de los coeficientes y el nodo intermedio del banco de filtros. Nótese que esta topología implica una alta impedancia de salida y amplificación de *offset*.

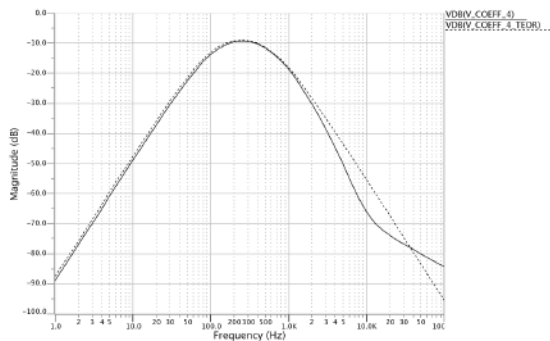
alta capacidad de entrada de los OTAs diseñados (ver Tabla 4.3), más la del amplificador de entrada y el usado como buffer de salida de testeo de este nodo intermedio, añaden un polo muy cerca de la frecuencia máxima de interés, que afecta tanto la banda de paso del coeficiente 3 como la del 5to. Un cálculo aproximado de la capacidad para ese nodo arroja un resultado no despreciable de 12pF (según el simulador, la misma resulta de 11.21pF). Soluciones para esto se discuten más adelante, en la subsección 4.2.4.



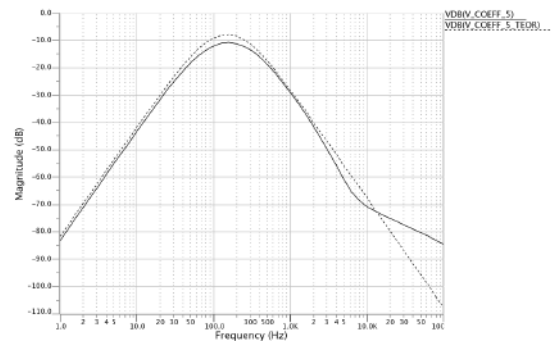
(a) Respuesta en frecuencia para el nodo intermedio.



(b) Respuesta en frecuencia para coeficiente 3.



(c) Respuesta en frecuencia para coeficiente 4.



(d) Respuesta en frecuencia para coeficiente 5.

Fig. 4.12: Respuesta en frecuencia para los coeficientes 3, 4 y 5 y el nodo intermedio. Nótese como el efecto de capacidad parásita en el nodo intermedio produce un polo demasiado cerca de la frecuencia tope del coeficiente 3 (875Hz), que termina afectando la respuesta del sistema. Notar además la leve caída en la amplitud de la respuesta del coeficiente 5. La línea punteada muestra la respuesta teórica.

Unidad de cálculo para la determinación de la energía total de los coeficientes

Durante la determinación algorítmica se determinó que la aplicación de una rectificación completa en vez de elevar al cuadrado la salida de cada filtro, proveía de una manera alternativa para la determinación de las energías de las bandas características, sin un impacto en la precisión del método ((TPR, FPR)=(0.89,0.07) en ambos casos). Aunque se hicieron simulaciones con algunas estructuras de multiplicadores analógicos (ver [60–64] no fue posible encontrar circuitos de bajo consumo que tuvieran los rangos dinámicos deseados (estos circuitos generalmente no superan los 400mV de rango dinámico total). Incluso hubo una sobre la que se determinó su propensión a la inestabilidad en operación subumbral ([63]). Y aunque hay algunas propuestas con transistores de compuerta flotante que se afirma alcanzan rangos dinámicos de más de 1 voltio (operación de rail a rail, ver [65]), se prefirió no continuar esta ruta dados los problemas inherentes de polarización que tienen las estructuras

de compuertas flotantes.

Para el desarrollo del rectificador, se partió del circuito propuesto por Arnaud en [27]. Para ello, se hizo necesario modificar levemente el transconductor de 68.5nS para obtener una salida dual de corriente (ver Fig.4.13).

Se desarrolló además un comparador junto con las llaves de paso necesarias. Los inversores a la salida del comparador se ajustaron mediante simulación para ajustar su *tripping point* de forma que compensaran el *offset* debido al par diferencial. Se plantearon dos diseños. Se muestran las versiones 1 y 2 (ver Figs. 4.14 y 4.15 respectivamente). Simulaciones de la respuesta transitoria y de CD de ambas versiones se muestran en las Figs. 4.16 y 4.17. A primera vista, parece más adecuada la versión 2, por su δt de transición menor, aunque con un *offset* mayor que la versión 1. El rectificador completo se muestra en la Fig. 4.18. Simulaciones con una entrada de 20 mV de las versiones 1 y 2 de los rectificadores, (que incluyen respectivamente el comparador 1 y 2) se muestran en las Figs. 4.19 y 4.20. Estas simulaciones definieron la selección a favor del comparador versión 2 por su mayor velocidad de respuesta.

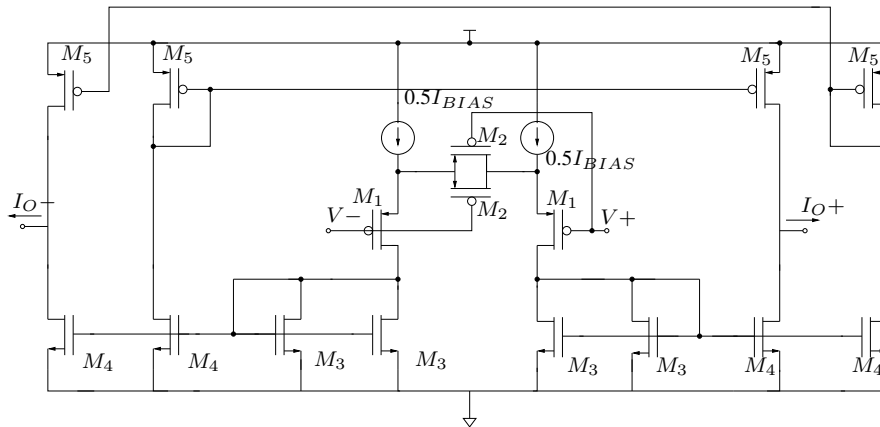


Fig. 4.13: OTA dual, 68.5 nS. Usado como convertidor Tensión-Corriente a la entrada del rectificador.

La suma de energías se hizo mediante espejos cascode a la salida de cada rectificador, unidos en un mismo punto (ver Fig.4.21). Un OTA de 137nS se usó como conversor corriente-tensión, pero también se proveen por separado las salidas en corriente de cada filtro para posteriores ajustes finos para la etapa de detección final. La relación de transconductores de entrada-salida en este caso ($68.5\text{ns}/137\text{ns}=0.5$) provee de una atenuación que compensa las ganancias por la transformación corriente-tensión y mantiene las señales dentro de los rangos dinámicos de los transconductores.

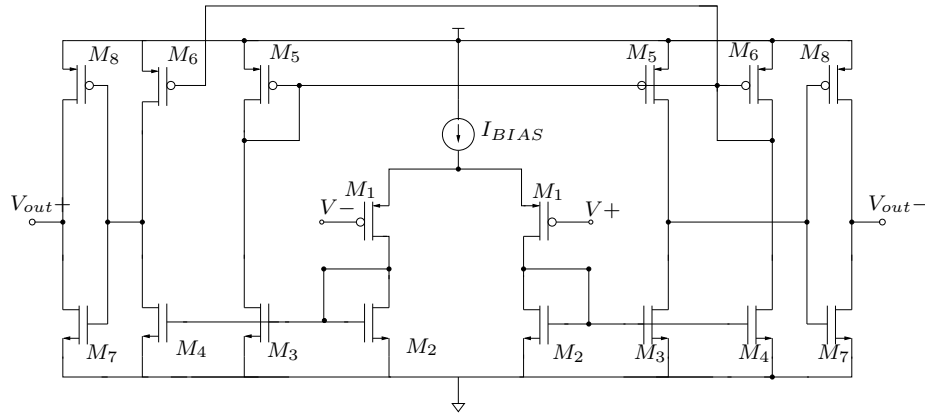


Fig. 4.14: Comparador para detección de cruce por cero. Versión 1, salida balanceada. No se detallan los transistores usados pues este circuito no fue usado en la implementación final.

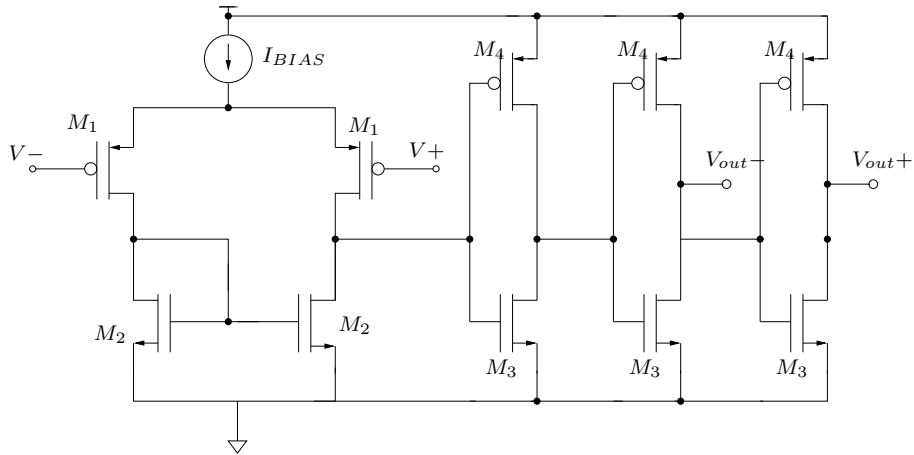


Fig. 4.15: Comparador para detección de cruce por cero para rectificador. Versión 2. Los tamaños para este circuito son: $M_1 = 3$ transistores $3/8$ en paralelo. $M_2 = 3$ transistores $3/8$ en serie. $M_4 = 3/0.6$, $M_3 = 1.3/0.6$.

Detector

De acuerdo al diseño establecido en el Cap. 3 para el esquema general algorítmico (ver Fig. 3.1 en el mismo capítulo), es necesaria como etapa final una unidad de detección con umbral adaptivo. Esta sección debe contar con algún tipo de filtro de promedio deslizante que, en el caso más sencillo, es un filtro paso bajo extractor de valor medio.

La amplificación a la salida de este filtro es la que determina la selectividad del algoritmo, pues es la que determina el rango del umbral a la entrada del comparador, tal como se

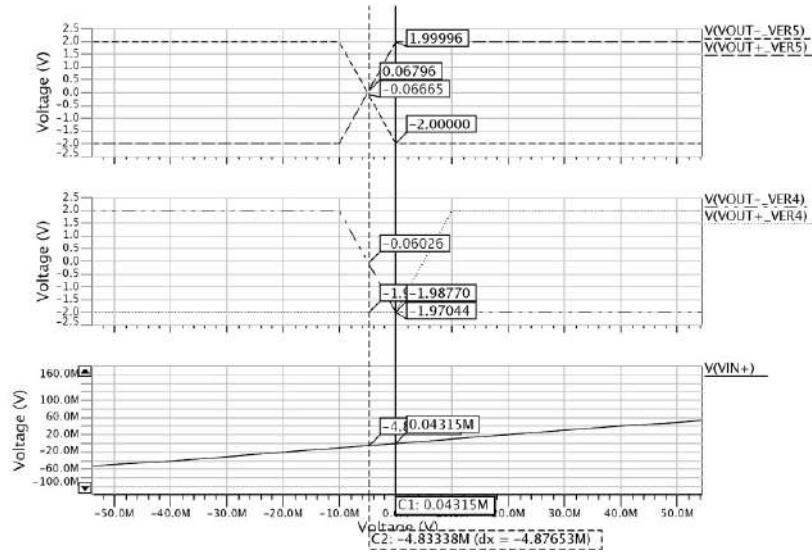


Fig. 4.16: Simulación en CD para comparadores, versiones 1 y 2. Nótese como cerca del cruce por cero, el comparador versión 1 tiene ambas salidas en el mismo valor. Imagen tomada del EZWave de Mentor Graphics. M significa milis.

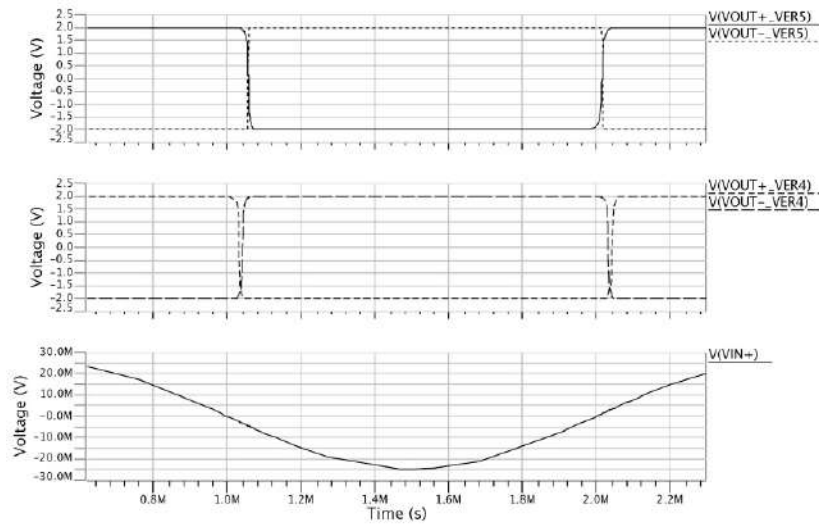


Fig. 4.17: Respuesta transitoria para comparadores versiones 1 y 2, entrada de 20mV. Notar como el Δt de transición es menor en la versión 2, aunque con un *tripping point* u *offset* sistemático mayor.

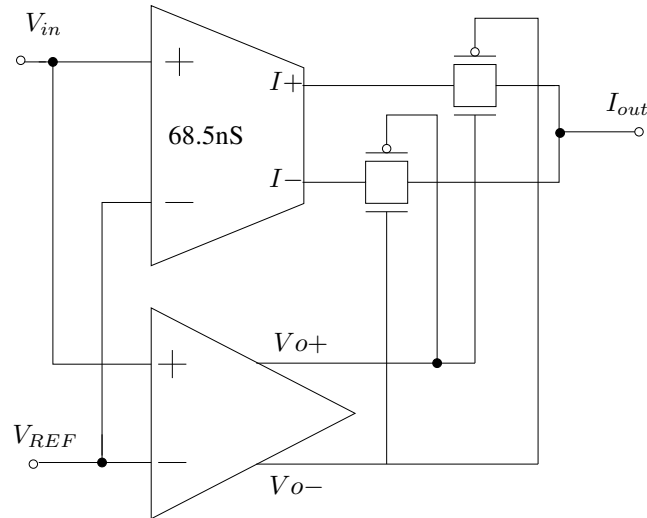


Fig. 4.18: Circuito rectificador completo. Los transistores de las llaves de paso son de tamaño mínimo. Se simularon dos versiones, usando los comparadores versión 1 y 2 respectivamente.

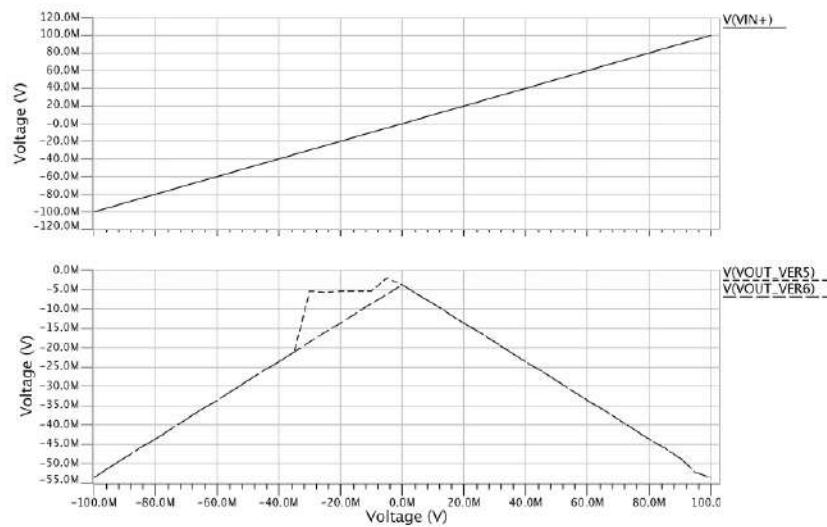


Fig. 4.19: Transferencia CD para el rectificador (versiones 1 y 2 con comparadores versiones 1 y 2 respectivamente). Notar la no linealidad en la versión 2, debida al Δt de transición en que ambas salidas del comparador 4 tienen el mismo valor (ver Fig. 4.16).

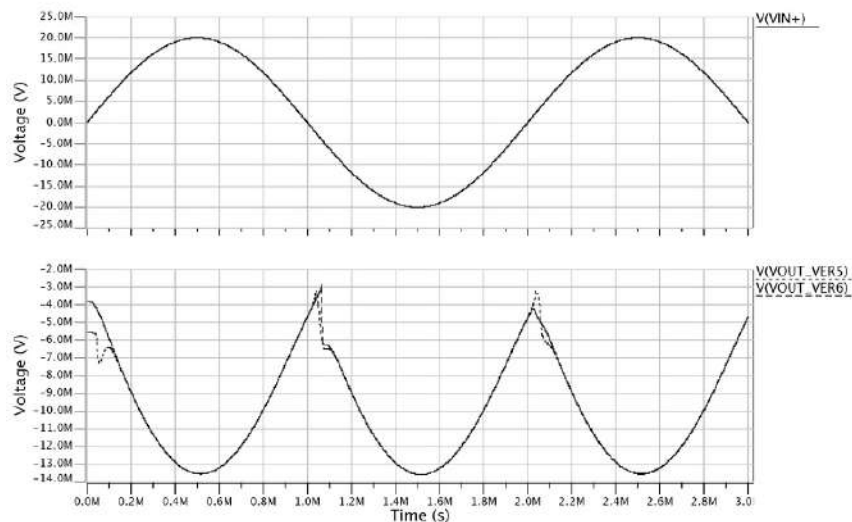


Fig. 4.20: Respuesta transitoria para el rectificador, según se utilice el comparador versión 1 o la versión 2.

vio en el Cap. 3. Se ha preferido realizar por ahora esta etapa fuera del circuito integrado, para facilidades de ajuste. Una vez determinado el rango óptimo de la ganancia mediante mediciones de campo, y la topología de comparación más adecuada para una interfaz digital, será relativamente sencillo incluir esta etapa ya sea en una versión mejorada del circuito final o incluso en otro circuito ya con la interfaz digital necesaria para completar el sensor.

Simulaciones de unidad de cálculo y filtros

Simulaciones de suma con entrada desde el banco de filtros se muestran en Fig.4.22. Como paso final de comprobación, se procedió a aproximar mediante funciones PWL tres señales típicas que el sistema debería estar en capacidad de detectar: un revolver .32 a 250m, una pistola de 9mm a 250m (180 °) y una carabina C22 a 90m (180 °). Esta señales se alimentaron al esquemático completo y al algoritmo equivalente en Matlab. Las Figs. 4.23, 4.24 y 4.25 muestran las respuestas para los tres casos.

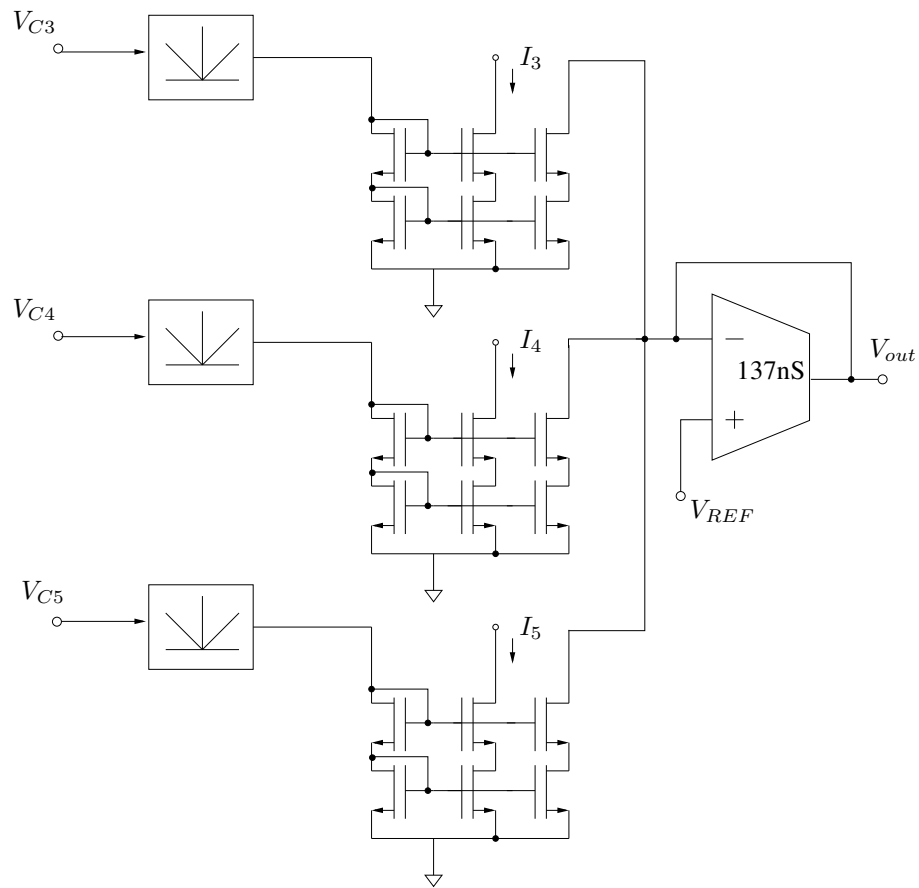


Fig. 4.21: Unidad de cálculo con sumador de salida de filtros rectificadas. Todos los transistores de los espejos cascodes tienen una relación $3/20$.

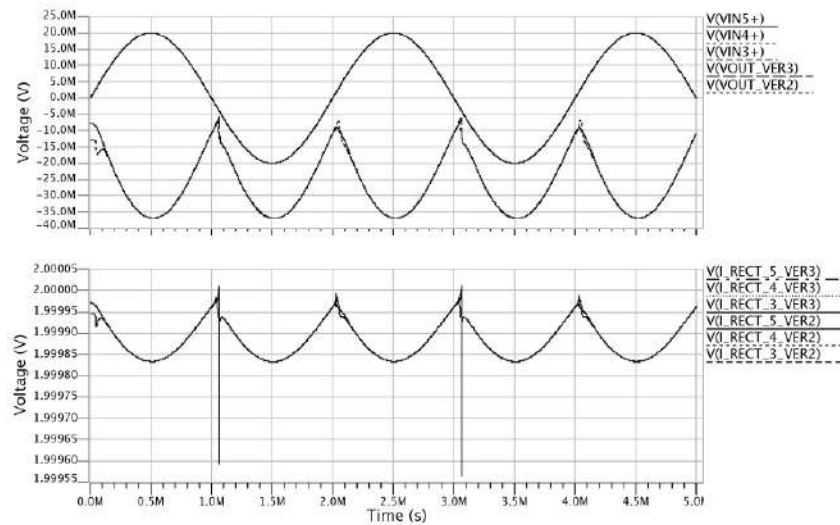


Fig. 4.22: Respuesta de unidad completa, entrada 20mV. Versiones 1 (con rectificador versión 1) y 2 (con rectificador versión 2).

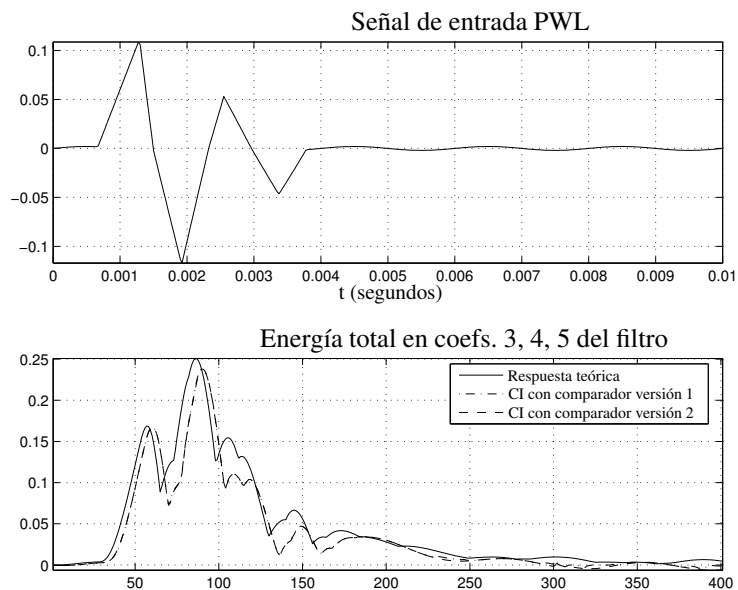


Fig. 4.23: Salida del algoritmo teórico versus salida simulada a partir del esquemático, para una aproximación lineal a tramos al sonido grabado de una pistola 9mm a 250m, 180 grados.

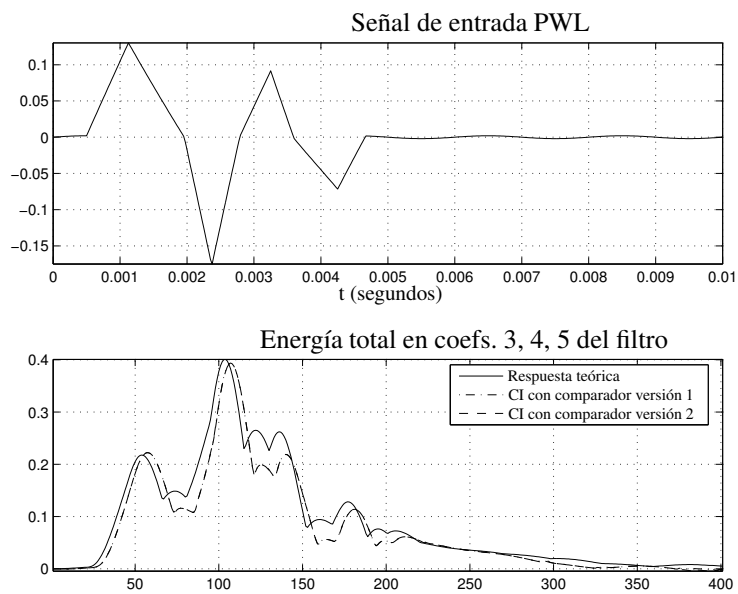


Fig. 4.24: Salida del algoritmo teórico versus salida simulada a partir del esquemático, para una aproximación lineal a tramos al sonido grabado de un revolver .32 a 250m, 0 grados.

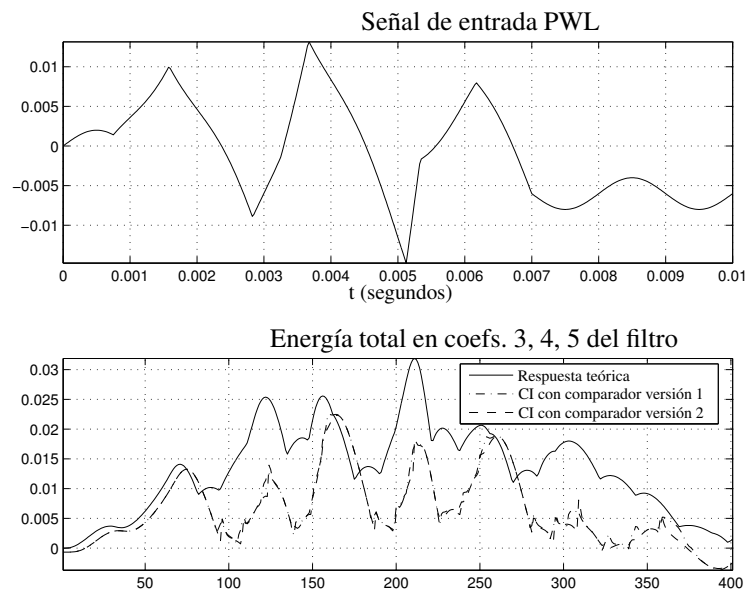


Fig. 4.25: Salida del algoritmo teórico versus salida simulada a partir del esquemático, para una aproximación lineal a tramos al sonido grabado de una carabina .22 a 90m, 0 grados. Nótese que el efecto del *offset* del rectificador ya afecta esta señal.

Polarización

En primera instancia, se estima un consumo necesario de 90 nA por transconductor ($I_{SS}/2 = 45\text{nA}$). Se hacen por separado tres bancos de polarización para facilitar los ajustes post-fabricación:

- Banco de filtros
- Unidad de cálculo y detección
- Amplificador de entrada

Los tres bloques de copiado se construyeron siguiendo el mismo procedimiento que en [27]: un espejo de corriente PMOS hecho tres transistores de 3/20 en paralelo para cada fuente de corriente necesaria, tal como se muestra en la Fig. 4.26.

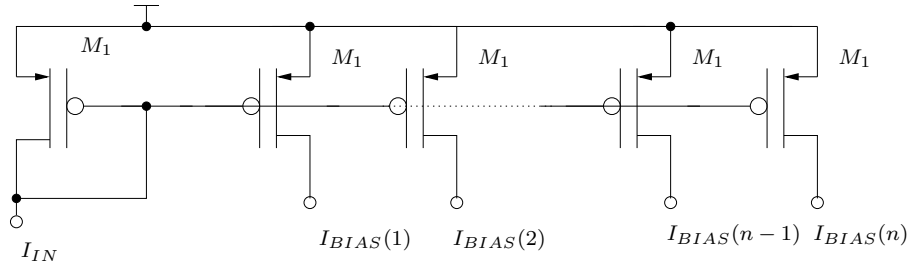


Fig. 4.26: Ejemplo de los copiadores de corrientes de polarización (ver [27]). El tamaño equivalente de los transistores es de 9/20, obtenidos mediante el paralelo de tres transistores de 3/20. Se separan las polarizaciones del Banco de filtros, de la Unidad de cálculo y del Amplificador de entrada, para ajustes post-fabricación.

Para alimentar todo el CI, se usó la fuente de polarización independiente de tensión según la describe Razavi en [51] (ver Fig. 4.27), con una R_{CONT} calculada a partir de

$$I_{OUT} = \frac{2}{\mu_N C_{OX}(W/L)_N} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{R_{CONT}^2} \quad (4.12)$$

Para el arranque, se introduce el arreglo de tres transistores mostrado a la izquierda de la fuente (ver Fig. 4.27). Se realizaron simulaciones transitorias, de CD y con pulso de inicialización para verificar el arranque correcto de la fuente. Se calcularon los transistores y la resistencia de control para una corriente de polarización de 720nA. Se realizaron dos fuentes: una para las unidades de cálculo y filtrado, y otra para controlar el amplificador de entrada. El transistor básico calculado fue de una relación de 3/20 que se aproximó usando tres transistores unitarios de 3/8 en serie de los ya usados para los OTAs.

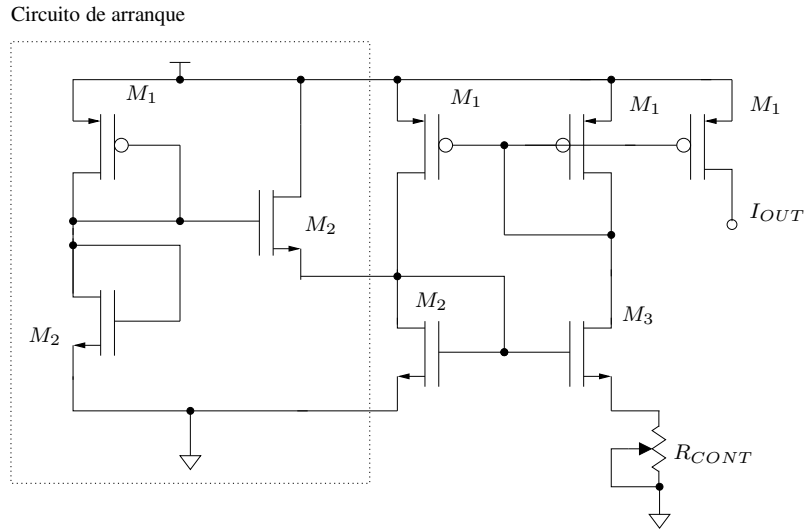


Fig. 4.27: Fuente de autopolarización, independiente de la alimentación. Se incluye circuito arrancador. El tamaño de los transistores para $M_1 = M_2$ es de 3 transistores en serie con un W/L de 3/8. El transistor $M_3 = 2M_2$ se obtiene colocando en paralelo dos de estos arreglos serie. Para una R_{CONT} de 112 k Ω , se obtiene una corriente de salida de 720nA.

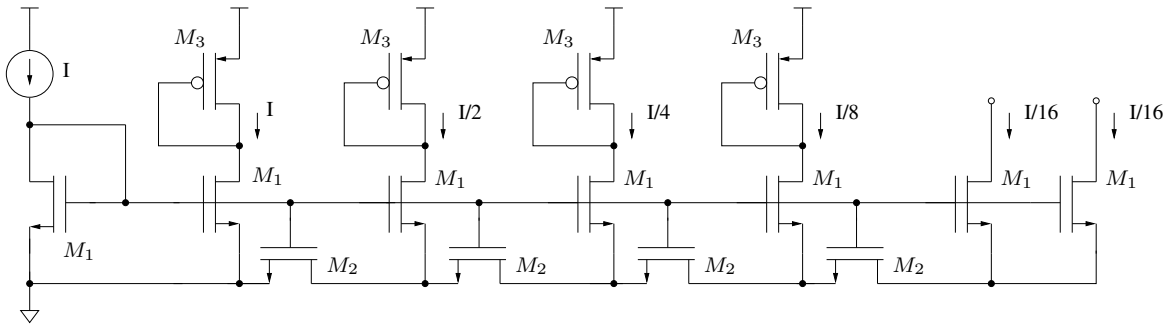


Fig. 4.28: Escalera de división de corrientes diseñada según proponen Vitoz *et al* en [66]. El tamaño de los transistores es, respectivamente: $M_1=M_3$ =tres transistores 3/8 en serie. M_2 = dos arreglos M_1 en paralelo.

Para producir las corrientes deseadas, se opta por la división de corrientes en escalera propuesta por Vitoz *et al* en [66]. La escalera se realizó mediante transistores unitarios de 3/8. El diseño final se muestra en la Fig. 4.28.

Estudio del *offset* por desapareamiento

Se siguieron las recomendaciones dadas por [27, 66, 67]. A saber, que si se modela la desviación $\sigma(\delta V_G)$ de la tensión de gate en un par diferencial de transistores por la ecuación

$$\sigma(\delta V_G) = \sqrt{\sigma_{V_T}^2 + \left(\frac{I_D}{g_m} \sigma_\beta\right)^2} \quad (4.13)$$

y la desviación $\sigma(\delta I_D)/I_D$ de la corriente de drenaje

$$\sigma\left(\frac{\delta I_D}{I_D}\right) = \sqrt{\sigma_\beta^2 + \left(\frac{g_m}{I_D} \sigma_{V_T}\right)^2} \quad (4.14)$$

con I_D la corriente de polarización, σ_{V_T} la desviación del desapareamiento de la tensión de umbral, g_m la transconductancia del dispositivo, y σ_β la desviación estándar del desapareamiento de la ganancia de corriente del proceso ($\mu C_{OX} W/L$), es conveniente colocar los transistores de los pares diferenciales en la zona de inversión débil, donde el $\sigma_{V_G} \approx \sigma_{V_T}$. Aquí fue necesario alcanzar un compromiso para los transconductores: se acercaron los transistores a la zona de inversión moderada, tendiendo hacia inversión fuerte, para no perder el rango lineal deseado, y de paso conservar las cualidades de mejor apareamiento. Por otra parte, dado que el g_m buscado era bastante pequeño, el área resultante al apilar los transistores en serie de 3/8 para llevar a estos transistores a la zona requerida con la corriente deseada de 45nA, resulta grande. Lo anterior significa una disminución de las desviaciones mencionadas, según las relaciones provistas por Pelgrom

$$\sigma(V_T) = \frac{A_T}{\sqrt{WL}} \quad (4.15)$$

y

$$\sigma(\beta) = \frac{A_{\delta\beta/\beta}}{\sqrt{WL}} \quad (4.16)$$

En la Tabla 4.4 se muestran algunos cálculos de las desviaciones esperadas para la tensión de gate, a partir de los datos reportados por los manuales de tecnología para los parámetros A_{V_T} y $A_{\delta\beta/\beta}$ para el proceso CMOS utilizado. En el caso de los espejos de corriente, tanto en [66] como en [67] se recomienda llevar los transistores a la zona de inversión fuerte. Sin embargo, la primera referencia también afirma que dado que el llevar un transistor a la zona de inversión fuerte implica disminuir su área de gate, el σ_{V_T} y el σ_β aumentan, por la relación de Pelgrom mencionada. Es por ello que un óptimo puede encontrarse en la zona de inversión moderada. En el caso de todos los espejos de los OTAs diseñados, y de la fuente de polarización, las relaciones g_m/I_D se encuentran levemente por encima de la región de inversión moderada. En las Tablas 4.5 y 4.6 se muestran los cálculos de los porcentajes esperados de desviación.

Tabla 4.4: Cálculos de la desviación porcentual de las tensiones de compuerta para los pares diferenciales para la tecnología y los tamaños escogidos (transistores PMOS). Se muestran los niveles de inversión i_f . Como se aprecia, todos los pares de entrada están situados en la zona de inversión moderada, levemente tendiendo a la zona de inversión fuerte, con excepción del par de entrada del comparador, situado en la zona de inversión débil.

Dispositivo	Area(WL) μm^2	i_f	g_m/I_D	$\sigma(\delta V_G)\text{mV}$
OTA137nS	120	2.53	13.1	2.79
OTA385nS	144	1.38	14.84	2.79
Comparador 5	72	0.17	21.86	1.75

Tabla 4.5: Cálculos de la desviación porcentual de los copiadores de corriente NMOS, para la tecnología y los tamaños usados. Se muestran los niveles de inversión i_f .

Dispositivo	Area(WL) μm^2	i_f	g_m/I_D	$\sigma(\delta I_D/I_D)$
OTA137nS	72	1.38	14.8	2.79
OTA68.5nS	72	1.38	14.8	2.79
OTA385nS	144	3.74	10.7	1.75
Comparador ver 2	72	0.73	17.4	3.28

4.2.3. Layout del circuito

Para disminuir el desapareamiento entre los transistores, se siguió el método propuesto por Arnaud en [27] de apilar de forma intercalada los transistores de los pares diferenciales de entrada de los OTA, y bajo estos apilar los difusores también intercalados. Si bien el mismo Arnaud propone otras formas de layout que disminuyen aún más la dispersión por desapareamiento, esta técnica es muy simple y, como él demuestra, provee de una dispersión satisfactoriamente baja, sin un impacto prohibitivo en el área. Este mismo procedimiento de apilado e intercalamiento se usó para los pares diferenciales de entrada de los comparadores y para los espejos copiadores de corriente. En la Fig. 4.29 se muestra el layout final del OTA de 34.25nS.

Tabla 4.6: Cálculos de la desviación porcentual de los copiadores de corriente PMOS, para la tecnología y los tamaños usados. Se muestran los niveles de inversión i_f .

Dispositivo	Area(WL) μm^2	i_f	g_m/I_D	$\sigma(\delta I_D/I_D)$
OTA68.5nS	72	1.47	15.56	3.5
Espejos polarizacion	180	0.83	18	2.46

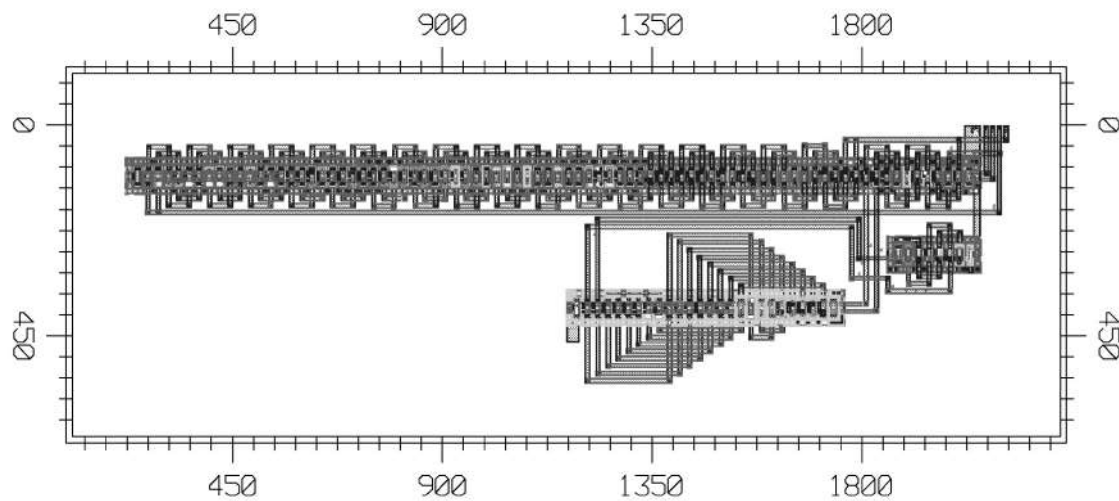


Fig. 4.29: Ejemplo de layout de los OTAs. En este caso, del OTA de 34.25nS. Los transistores se intercalan apilados, siguiendo las recomendaciones en [27]. Arriba el par diferencial y los transistores usados como difusores de degeneración. Abajo, los espejos de copiado y división. Las escalas mostradas corresponden a las unidades escalables para el proceso utilizado.

Los capacitores hechos con dos capas de polisilicio (poly2 sobre poly) se acomodaron en un arreglo rectangular de capacitores unitarios de 25pF, con estructuras falsas adyacentes cortocircuitadas para conservar la geometría circundante de cada capacitor. Un pozo N atado a un potencial de VDD se colocó debajo de todo el arreglo, el que además se rodeó de un anillo de P+ atado a tierra.

Se separó el anillo de pads con una alimentación independiente para cada sección, para aislarlas galvánicamente y facilitar los cálculos de consumo del circuito en sí, excluyendo el consumo introducido por los pads. En la Fig. 4.30 se muestra el layout completo una vez fabricado, con sus distintas secciones destacadas. El tamaño final fue de 2.2mm x 3mm, incluyendo pads.

Para el comparador se siguió el mismo procedimiento de apilado, al igual que para los espejos de polarización, la fuente independiente y el divisor en escalera de Vitoz. Las últimas simulaciones de verificación de todas las unidades se hicieron sobre *netlists* de parásitas extraídos del layout final. El consumo final según el simulador fue de $3.139\mu\text{A}$ a 4V, para las unidades de cálculo y el banco de filtros en conjunto.

4.2.4. Discusión de los resultados experimentales

Se midieron dos circuitos integrados. La primera etapa probada fue la fuente de polarización, que trabajó correctamente dentro de los rangos previstos. Esto evitó el tener que

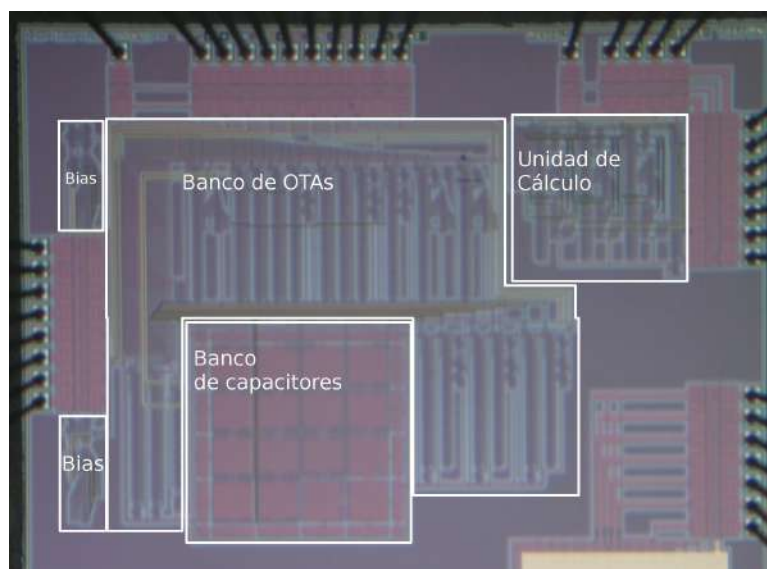


Fig. 4.30: Layout final de todo el circuito integrado, en tecnología estándar CMOS de $0.5 \mu\text{m}$. El tamaño final fue de $2.2\text{mm} \times 3\text{mm}$, incluyendo pads.

recurrir a una polarización externa y agilizó las mediciones. Puesto que esta fuente no era el centro de interés de este diseño, no se realizaron más pruebas sobre la misma. Es sin embargo necesario más adelante sustituir esta fuente por una de mucho menor consumo.

La primera medición de los filtros y la unidad de cálculo se realizó con una alimentación de 4V , la misma con que se realizaron todas las simulaciones. La polarización de la unidad de cálculo se ajustó para obtener 300mV pico a la salida con una entrada de 150mV en todos los coeficientes. Los resultados fueron satisfactorios y todas las unidades (banco de filtros, unidad de cálculo y fuente de polarización) funcionales. El consumo para estas pruebas se desglosa en la Tabla 4.7.

Puesto que es del interés disminuir el consumo, se procedió a realizar una segunda medición usando una alimentación estándar de 3.3V . Estos resultados también resultaron satisfactorios (con un consumo desglosado en la Tabla 4.8), por lo que son los que se analizan con más detalle a continuación. La polarización de la unidad de cálculo para la segunda medición se mantuvo en 45nA , pues el procedimiento anterior no reveló ventajas a la hora de las mediciones de respuesta transitoria. Se muestran primero los resultados de las subunidades por separado, y luego un análisis de la unidad completa evaluada con algunas de las señales de prueba con que se hizo el estudio estadístico del Cap. 3. En la Fig. 4.31 se muestra el banco de pruebas usado, que incluyó un osciloscopio Hewlett Packard 54615B, una PC con Matlab 7.01, un generador de funciones Agilent 33220A y un multímetro de precisión Hewlett Packard 34401A. La alimentación al chip se realizó a través de un regulador alimentado por

una batería de 6V.



Fig. 4.31: Banco de pruebas usado, con detalle de la placa de mediciones con el CI incorporado.

Tabla 4.7: Consumo completo de etapas con alimentación a 4V. CI 1.

Circuito	Consumo sin ajuste (μA) @ $I_{bias}=45\text{nA}$	Consumo con ajuste (μA) @ $I_{bias}=95.03\text{nA}$
Fuente de polarización	12.0	24.1
Banco de filtros	2.26	5.64
Unidad de cálculo	4.0	6.8

La respuesta de frecuencia en magnitud para el nodo intermedio y para los coeficientes 3, 4 y 5 se muestra en la Fig. 4.32 respectivamente. Existe un corrimiento en frecuencia que obligó a ajustar la polarización del banco de filtros (los valores finales de polarización, tanto para el banco de filtros como para la unidad de cálculo, se indican en las tablas anteriores de consumo). Una causa posible para este corrimiento es que el valor usado de capacidad paramétrica para capacitores hechos con doble poly, tomado del kit de diseño de Mentor Graphics, fue de un 15 % inferior al reportado por el fabricante para la corrida del prototipo. En todo caso, se comprueba que estas desviaciones absolutas pueden corregirse fácilmente ajustando la polarización del circuito, penalizando nada más el consumo pero no de forma

Tabla 4.8: Consumo completo de etapas con alimentación a 3.3V. CI 2. Sobre este chip no se midió el consumo antes de ajustar la frecuencia.

Circuito	Consumo con ajuste (μA) @ $I_{bias}=90.15\text{nA}$
Fuente de polarización	15.13
Banco de filtros	5.35
Unidad de cálculo	1.813

excesiva. Las diferencias entre el CI 1 y el CI 2 para una misma polarización no son notables (el efecto de cola visto en algunas mediciones se debe al ruido de línea que aparecía a intervalos durante los días en que se efectuó la medición).

Nótese el efecto de la capacidad parásita en el nodo intermedio (ya visto durante la simulación) sobre los coeficientes. Se vuelve entonces conveniente variar la topología de este nodo para disminuir este efecto, quizás incluyendo un amplificador operacional como seguidor que sirva de buffer a la salida de la etapa de amplificación y disminuya la capacidad colgada del nodo.

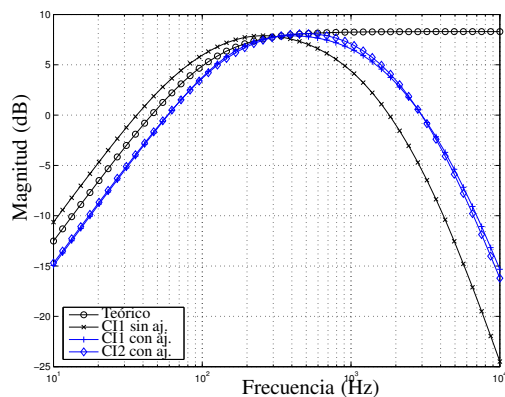
Otro problema comprobado fue el del *offset* por desapareamiento introducido por las etapas de amplificación colocadas luego de cada filtro. A pesar de haberse considerado en un principio que la salida de cada etapa fuera la de un filtro pasa alto que limitara este *offset* al propio del OTA de salida, la posterior incorporación de esta amplificación afectó esta previsión. En la Tabla 4.9 se detallan los *offset* medidos para los dos CI probados. El impacto de estos *offset* en el cálculo final se analizará más adelante.

Tabla 4.9: *Offset* de salida para las etapas de los coeficientes, para los dos CI medidos.

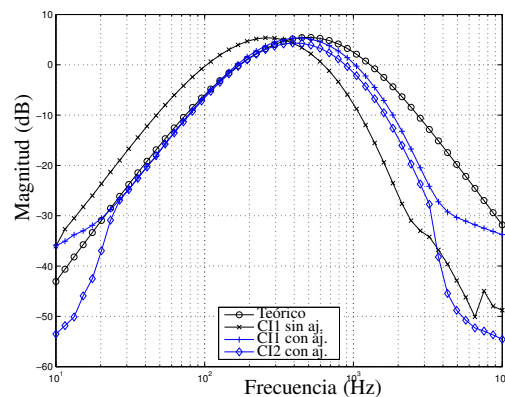
Etapas	CI 1	CI 2
Coeficiente 3	20.3mV	20mV
Coeficiente 4	36mV	28mV
Coeficiente 5	-8mV	-4.4mV

Es conveniente entonces incluir la amplificación dentro de cada filtro pasabanda y, si se vuelve necesario, usar un amplificador operacional como buffer de salida, en vez del arreglo de OTAs. Algo que además, facilitaría las mediciones al no requerirse instrumentos de muy alta impedancia para las mismas (algo necesario en esta versión dadas las altas impedancias de los OTAs diseñados).

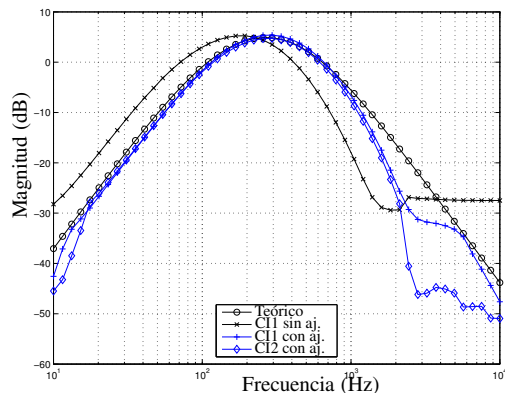
En las Figs. 4.33(a) y 4.33(b) se muestra la respuesta de salida de uno de los rectificadores y de la unidad completa de cálculo para una entrada sinusoidal común en los tres



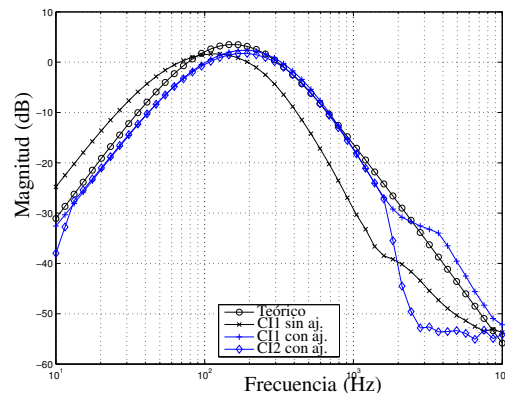
(a) Respuesta en frecuencia para nodo intermedio.



(b) Respuesta en frecuencia para coeficiente 3.



(c) Respuesta en frecuencia para coeficiente 4.



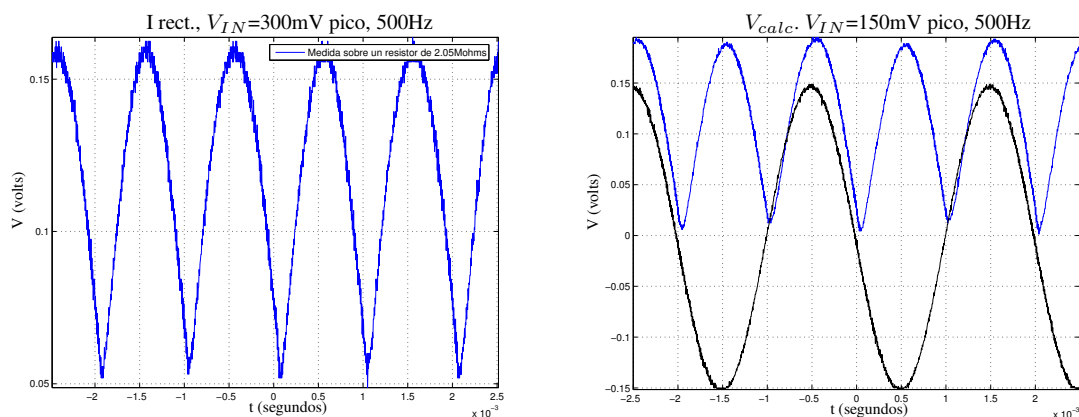
(d) Respuesta en frecuencia para coeficiente 5.

Fig. 4.32: Respuesta en frecuencia para el nodo intermedio y los coeficientes 3, 4 y 5, sin ajustar y luego de ajustados, para los dos CI probados. Nótese como la capacidad parásita coloca un polo parásito demasiado cerca de los 875Hz, la frecuencia de corte superior del coeficiente 3. La ampli-ficación provista es de 2.6, cerca de la calculada de 2.74. Se muestran las mediciones de los dos chips verificados, así como la respuesta teórica del polinomio. Notar la leve caída en la amplitud de la respuesta del coeficiente 5.

rectificadores.

La Fig. 4.34 muestra la respuesta de los dos chips testeados ante una misma entrada sinu-soidal al banco de filtros. Se grafica además la respuesta teórica. Hay una diferencia notable en uno de los ciclos, presumiblemente debida al *offset* por desapareamiento ya analizado a la salida de cada coeficiente de los filtros, lo que enfatiza la necesidad de mejorar la topología de salida usada en el banco.

Una vez pasada las pruebas individuales y en conjunto del sistema, se le alimentaron algunas de las señales usadas en el Cap. 3 para la evaluación de los algoritmos. Se escogieron



(a) Salida de uno de los rectificadores. Circuito ali- (b) Salida de la unidad de cálculo con entradas alimen-
mentado con una sinusoidal de 500Hz, 300mV. tadas con una sinusoidal de 500Hz, 150mV pico.

Fig. 4.33: Respuesta temporal de la unidad de cálculo para un tono de 500Hz. Todas las señales obtenidas a continuación fueron adquiridas a través de un osciloscopio Hewlett Packard 54615B.

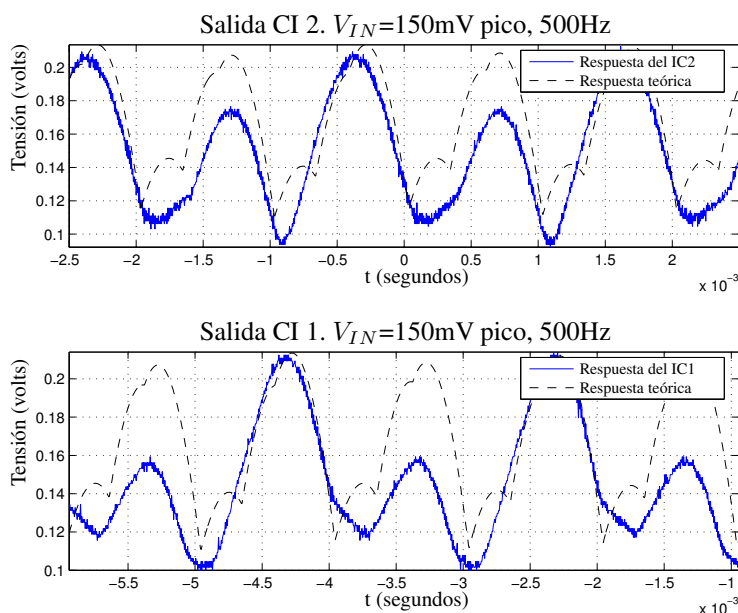


Fig. 4.34: Salida del sistema, con la entrada alimentada con una sinusoidal de 500Hz, 150mV. Nóten-
se los efectos del *offset* por desapareamiento en los coeficientes. El CI 2 parece verse menos afectado
que el CI1. 563mV serían equivalentes a 130dB_{SPL}

4 señales de disparo: la escopeta de .12 a 30m, la carabina .22 a 30m, la pistola de 9mm a 90m y el revólver .38 a 90m. Además se usaron 3 muestras negativas: un canto de ave, amplificado 100 veces, una motosierra amplificada 10 veces y un avión amplificado 100 veces (notar como las amplitudes de las mismas rondan 200mV, equivalentes a presiones sonoras de 120dB_{SPL}, típicas de armas de fuego muy cercanas).

Las señales se midieron con el osciloscopio Hewlett Packard 54615B, y fueron adquiridas a través de una conexión HPIB a una base de datos de Excel. El plug-in utilizado tiene una resolución limitada de 1000 puntos por cada eje del osciloscopio, lo que presentó problemas sobre todo para la adquisición de las señales de mucha amplitud (la escopeta y el canto de aves amplificado), que debieron ser medidas en modo CA y ajustadas luego con los valores de CD de las otras mediciones. Estas señales medidas se hicieron pasar luego fuera de línea por un script similar al usado para la evaluación de los algoritmos, donde se les aplicó el filtro promediador y la comparación.

El esquema general de medición se muestra en la Fig. 4.35. 583mV corresponden a 130dB_{SPL}, calibrados con una señal sinusoidal de 500Hz según la Tabla 4.1. Debido a que la ventana de adquisición era corta, se decidió aplicar el filtro promediador sobre una ventana de 30ms, en vez de los 100ms, lo que afecta también la detección al volver la señal a promediar menos estacionaria. A pesar de las salvedades anteriores, los resultados que se muestran en las Figs. 4.36, 4.37, 4.38, 4.39, 4.40, 4.41 y 4.42 son prometedores (se acompañan los mismos de la respuesta de Matlab del sistema de polinomios teóricos). Los primeros 30ms en todas las muestras tienen falsos positivos debido a que el promediador no ha alcanzado su estado de régimen (el valor del promedio móvil se grafica como la línea continua bajo las curvas). Los positivos luego de la detección correcta no son determinantes, y se deben en parte a reflexiones del mismo disparo que llegan al micrófono (en cuyo caso la detección sería también correcta) y a la baja resolución del A/D del ORC (10bits), que hace que los datos para amplitudes muy bajas se redondeen. Este fenómeno no se repite con escalas muy bajas de medición.

En general, hay que notar que pese a los problemas de diseño detectados en el circuito, el algoritmo es funcional aún, excepto en el caso de la carabina, que no fue detectada para la ganancia calculada con el algoritmo evaluado estadísticamente. Esta, por ser una señal de amplitud muy baja (50mV), se ve probablemente más afectada por los problemas de *offset* ya mencionados, así que es de esperar que corrigiendo los mismos, esta señal se vuelva detectable. Una solución temporal sería colocar un filtro pasa altos en cada coeficiente para eliminar este *offset* del circuito ya fabricado y alimentar de ahí la unidad de cálculo. Así se comprobaría el efecto total de este *offset* de desapareamiento sobre el rendimiento completo del sistema.

Por otra parte, es de notar que aún en los casos donde la señal de entrada supera el rango lineal de 480mV pico de los dispositivos diseñados (escopeta a 30m), el circuito es aún funcional como detector. Es posible entonces suponer que aumentando la ganancia del

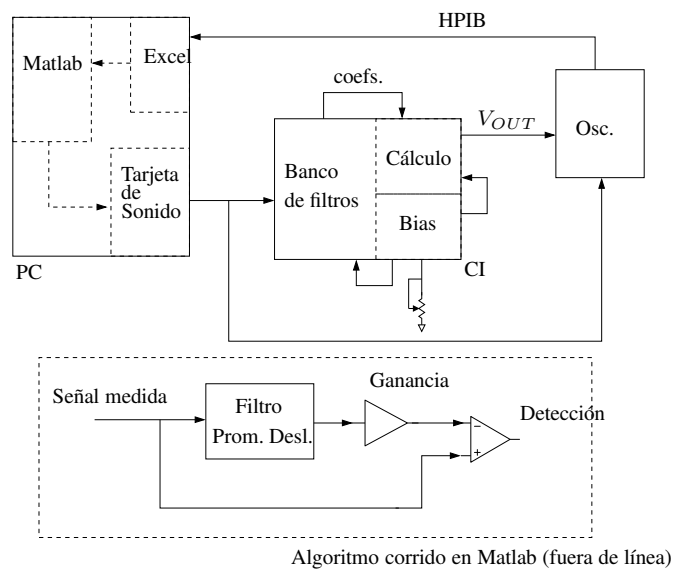


Fig. 4.35: Banco de pruebas fuera de línea, aplicado sobre CI2. Señales desde Matlab a través de una tarjeta de sonido. Se normaliza la tensión a los niveles adecuados según la Tabla 4.1, usando un tono de 500Hz. Los datos se obtienen en Excel a través de una interfaz HPIB, y de ahí son exportados a Matlab.

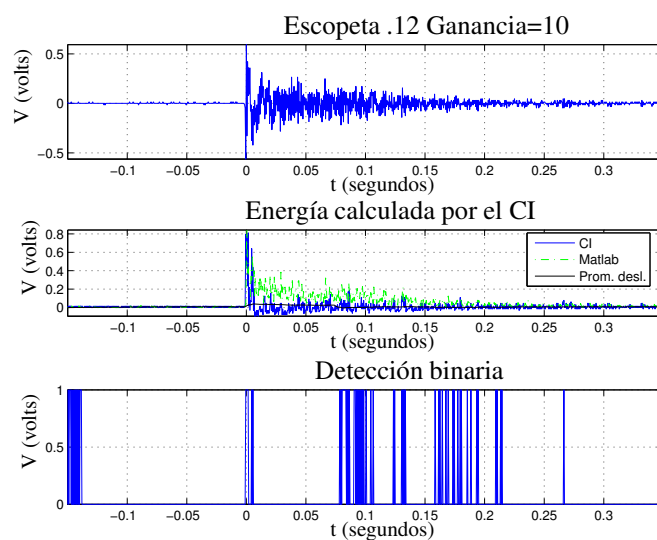


Fig. 4.36: Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de escopeta .12 a 30m., resolución ORC de 50mV/div. 583mV corresponden a 130dB_{SPL}, calibrados con una tono de 500Hz según la Tabla 4.1.

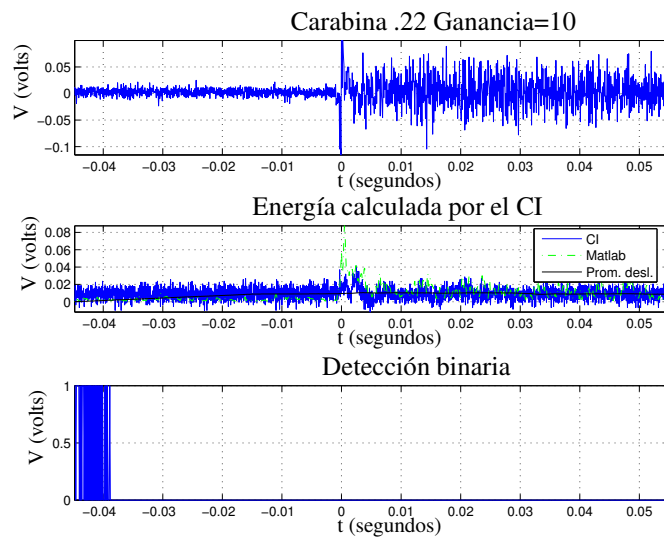


Fig. 4.37: Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de carabina .22 a 30m., resolución ORC de 10mV/div (el valor del promedio móvil se grafica como la línea continua bajo las curvas). La detección no ocurrió en este caso.

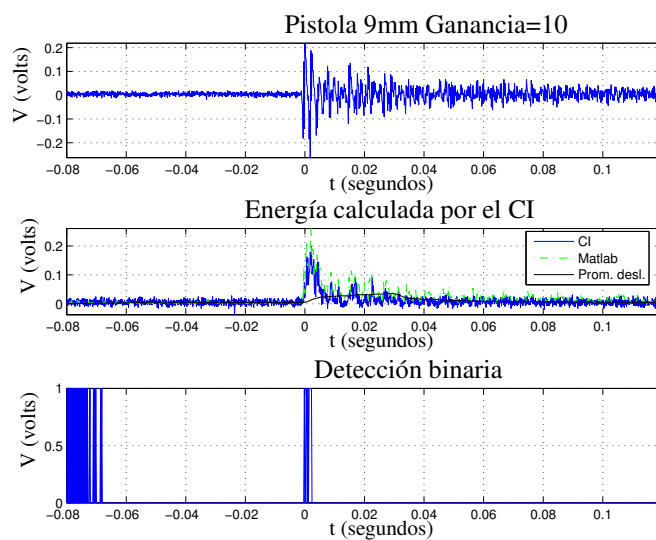


Fig. 4.38: Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de una pistola de 9mm a 90m., resolución ORC de 20mV/div. La detección es correcta para ganancia 10.

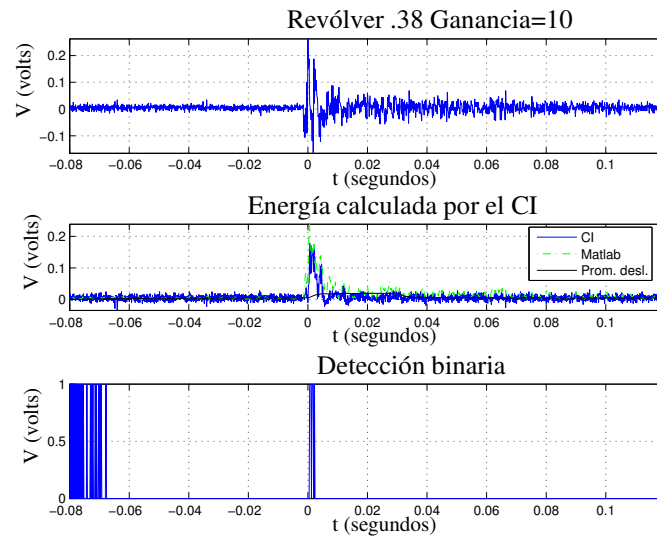


Fig. 4.39: Respuesta del sistema y el algoritmo para un disparo de revólver .38 a 90m., resolución ORC de 20mV/div. La detección es correcta para ganancia 10.

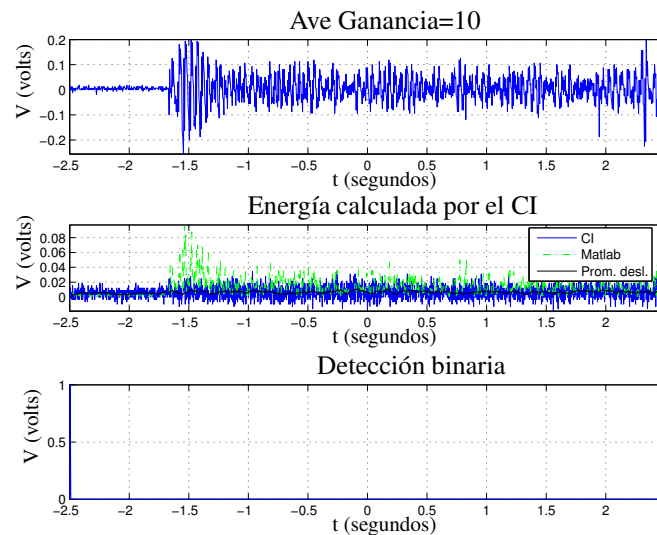


Fig. 4.40: Respuesta del sistema y el algoritmo para una grabación de ave (muestra “ave 2” usada en el Cap. 3) amplificada 100 veces, resolución ORC de 20mV/div. No hay detección pese al alto nivel sonoro (200 mV, equivalentes a 120dB_{SPL}).

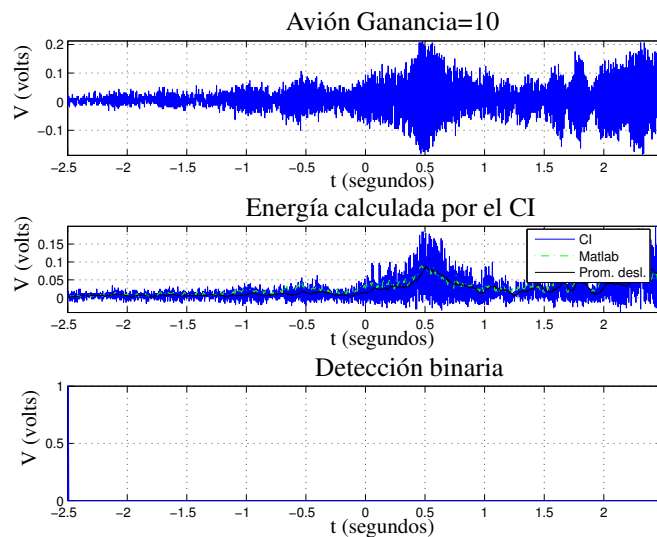


Fig. 4.41: Respuesta del sistema y el algoritmo para una grabación de avión (muestra “avión 2” usada en el Cap. 3) amplificada 100 veces, resolución ORC de 20mV/div. No hay detección pese al alto nivel sonoro (200 mV, equivalentes a 120dB_{SPL}).

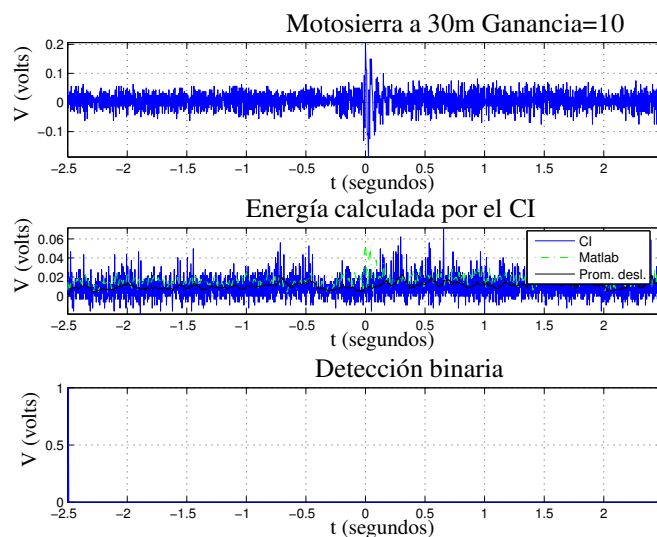


Fig. 4.42: Respuesta del sistema y el algoritmo para una grabación de una motosierra a 30m, amplificada 10 veces, resolución ORC de 20mV/div. No hay detección pese al alto nivel sonoro (200 mV, equivalentes a 120dB_{SPL}).

acondicionador a la entrada, la carabina se vuelva detectable sin afectar los demás resultados, y sin necesidad de corregir los defectos ya mencionados de este primer diseño.

A la luz de los resultados obtenidos, se planteó una evaluación estadística en línea del sistema, para terminar de validar las apreciaciones hechas. En la Fig. 4.43 se muestra el esquema propuesto para este banco de pruebas. Los datos de la detección se obtienen desde el CI programable Cypress CY8C29466 que completaría primero el algoritmo de manera digital (como se muestra), con vistas a una implementación analógica, como paso anterior a la integración de la parte faltante del detector (para más datos sobre este CI, ver [68]). No obstante, no fue posible completar este banco de pruebas antes de presentar este documento.

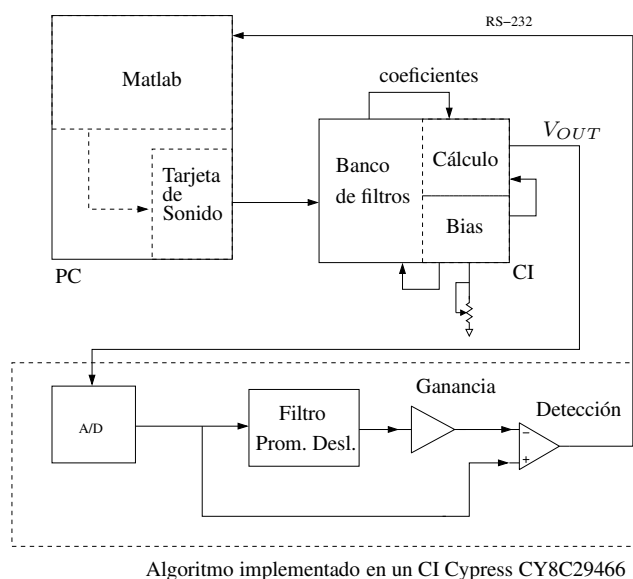


Fig. 4.43: Propuesta de banco de pruebas en línea. El chip Cypress completa el algoritmo digital (o en forma continua) como paso anterior a la integración de la parte faltante del detector.

4.3. Filtro en cascada Haar

Como alternativa al trabajo con onditas continuas, se inició el desarrollo de un detector basado en la ondita discreta de Haar. El centro del procesamiento depende de los filtros de ondita en cascada, tal como fueron descritos en el Cap. 3. En este apartado, se colaboró con el Dr. Milutin Stanacevic, profesor de la Universidad de Stony Brook en Nueva York, experto en el area de filtrado a capacitores conmutados (SWC) para procesamiento de señales (ver [32, 50, 69]). Si se recuerda de la sección 3, los filtros de Haar de escala (aproximación) y ondita (detalle) responden a filtros del tipo descrito en las Figs. 4.44 y 4.45, tal que para el filtro de escala de Haar se tiene una especie de promediador móvil

$$v_o(n) = \frac{1}{2}[v_{in}(n) + v_{in}(n-1)] \quad (4.17)$$

con una función de transferencia

$$H(z) = \frac{V_o(z)}{V_{in}(z)} = \frac{1 + z^{-1}}{\sqrt{2}} \quad (4.18)$$

mientras que el filtro de ondita de Haar realiza un diferenciador móvil

$$v_o(n) = \frac{1}{2}[v_{in}(n-1) - v_{in}(n)] \quad (4.19)$$

con una función de transferencia

$$G(z) = \frac{V_o(z)}{V_{in}(z)} = \frac{z^{-1} - 1}{\sqrt{2}} \quad (4.20)$$

siendo ambos filtros (como muestra Bultheel en [39]), espejo en cuadratura (QMF) y complementarios en potencia (PCF), con una norma $\|H(z)\| = 1/\sqrt{2}$.

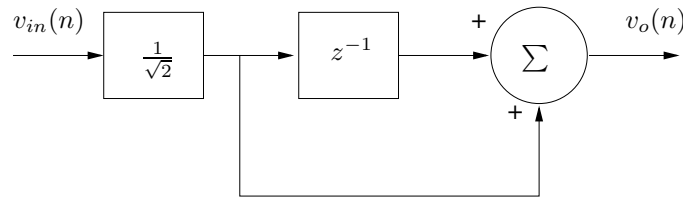


Fig. 4.44: Estructura de un filtro de Haar de escala, llamado también de aproximación.

Para obtener los coeficientes de detalle de determinado nivel, es necesario simplemente ir bajando en forma recursiva por una escalera de filtros de escala y luego aplicar un filtro de detalle (ver Fig. 3.18 en el Cap. 3). Podrían entonces implementarse todo el sistema usando filtros SWC para cada función, construir una unidad básica como la de la Fig.4.46 y colocar

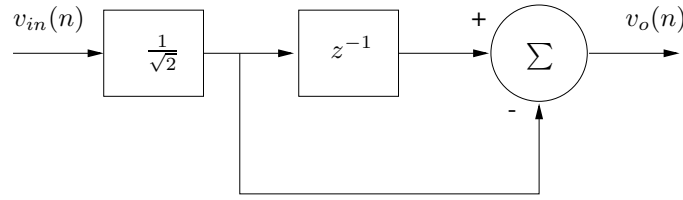


Fig. 4.45: Estructura de un filtro de Haar de ondita, llamado también de detalle.

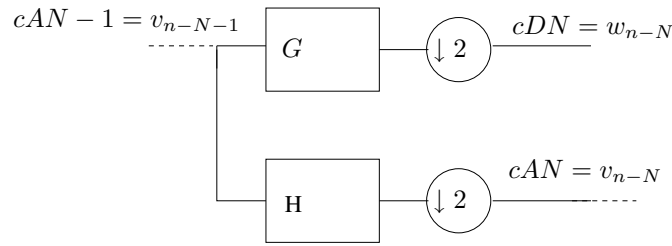


Fig. 4.46: Estructura básica de descomposición de un coeficiente $cAN - 1$ en un coeficiente cDN de detalle y un coeficiente cAN de aproximación.

las mismas de manera que se emule la escalera, con el respectivo submuestreo entre cada etapa. No obstante, este proceso implicaría un número excesivo de componentes y de relojes de muestreo, aparte de problemas de acumulación de *offset* a lo largo de la escalera. Se propuso realizar el submuestreo y el escalamiento de un número n de etapas usando una única sección SWC diferencial, partiendo de las siguientes consideraciones:

Para obtener el coeficiente de aproximación $2(cA_2)$, es necesario bajar por dos filtros de escala en cascada, como se muestra en la Fig. 4.47.

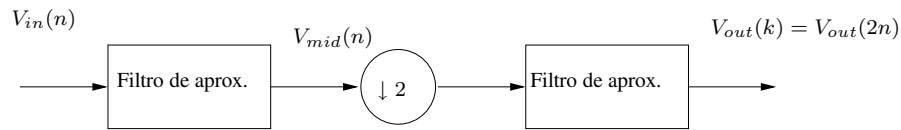


Fig. 4.47: Dos bloques de aproximación en cascada, con un submuestreo por 2 en el medio.

Dado que

$$V_{mid(n)} = \frac{V_{in}(n) + V_{in}(n-1)}{K} \quad (4.21)$$

y

$$V_{out}(k) = \frac{V_{mid}(k-1) + V_{mid}(k)}{K} \quad (4.22)$$

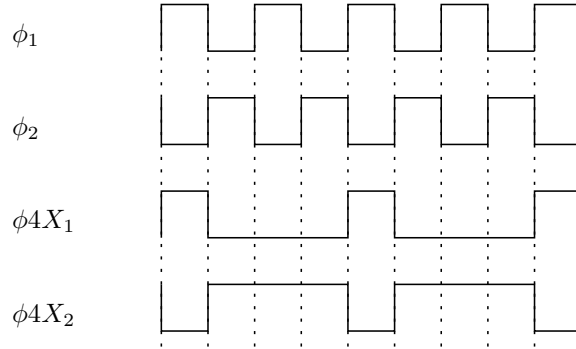


Fig. 4.49: Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. 4.48.

Para este circuito, puede comprobarse analizando los ciclos de conmutación que

$$V_{out} = V_{outP} - V_{outN} = (V_{in}P_1 + V_{in}P_2 + V_{in}N_1 + V_{in}N_2) \frac{C_1}{C_2} \quad (4.26)$$

lo que para $C_1/C_2=0.5$ y $V_{in}P_1 = V_{in}(1)$, $V_{in}P_2 = V_{in}(3)$, $V_{in}N_1 = V_{in}(2)$ y $V_{in}N_2 = V_{in}(4)$ es equivalente a la expresión (4.25). Para el análisis, puede considerarse a $\phi_{1e} = \phi_1$. El circuito real que produce ϕ_{1e} tendrá el acondicionamiento necesario para evitar los solapamientos y los problemas de inyección de carga del conmutador de realimentación. Los amplificadores operaciones de salida simple son simples amplificadores tipo cascode (ver Fig. 4.58). El valor de tensión V_{os} representa la tensión de salida de un amplificador operacional realimentado (que es tomado precisamente de uno de ellos perpetuamente conectado en realimentación). V_{mid} es la tensión de referencia de CD ($V_{DD}/2$). Un análisis detallado de este circuito se muestra en el Apéndice B.

Este circuito se conecta a un dispositivo muestreador como el de la Fig. 4.50, que mantiene su salida válida por un período adecuado. A su vez, las salidas de este circuito son respectivamente $V_{sam}P$ y $V_{sam}N$, que alimentan a las respectivas tensiones de entrada de los circuitos que calculan los coeficientes de detalle como se indica más adelante en el diagrama completo del circuito (ver Fig. 4.57).

Para obtener el coeficiente de detalle $cD3$, que sigue la ecuación dada por

$$V_{out} = (V_{in1} - V_{in2}) \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.27)$$

se utiliza el circuito de la Fig. 4.51, con la temporización de conmutación dada en la Fig. 4.52. Para este circuito,

$$V_{out} = (V_{in}P_1 + V_{in}N_2 - V_{in}N_1 - V_{in}P_2) \frac{C_1}{C_2} \quad (4.28)$$

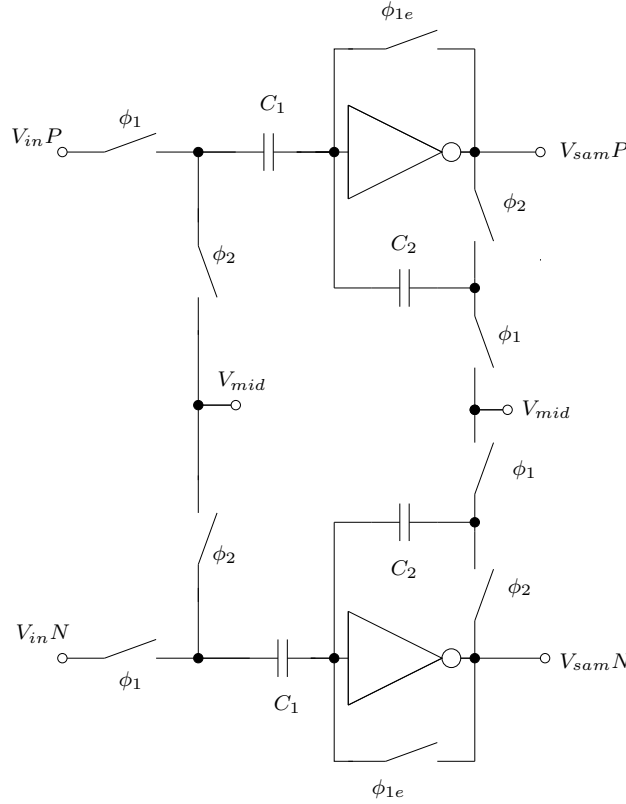


Fig. 4.50: Circuito que realiza el muestreo y mantenimiento a la salida de todos los coeficientes.

Si $C_1/C_2=1$, entonces

$$V_{out} = V_{outP} - V_{outN} = V_{in1} - V_{in2} \quad (4.29)$$

que resulta equivalente a la ecuación 4.27, pero escalada la anterior por un término $\sqrt{2}$. Para el análisis puede considerarse a $\phi_{1e} = \phi_1$ y $\phi_2 X_1 = \phi_2 X_{1e}$.

Para obtener el coeficiente 4 (cD_4), se utiliza el mismo procedimiento seguido para hallar cA_2 . Si se coloca un bloque promediador con un bloque diferenciador en cascada a continuación del bloque de aproximación 2, tal como se muestra en la Fig. 4.53, se tiene que

$$V_{mid(n)} = \frac{V_{in}(n) + V_{in}(n-1)}{K} \quad (4.30)$$

y

$$V_{out}(k) = \frac{V_{mid}(k-1) - V_{mid}(k)}{K} \quad (4.31)$$

y si solo se consideran los valores pares de $V_{mid}(n)$ para calcular $V_{out}(k)$, tal que $k = 2n$, entonces

$$V_{out}(k) = \frac{V_{mid2}(n-1) - V_{mid2}(n)}{K} \quad (4.32)$$

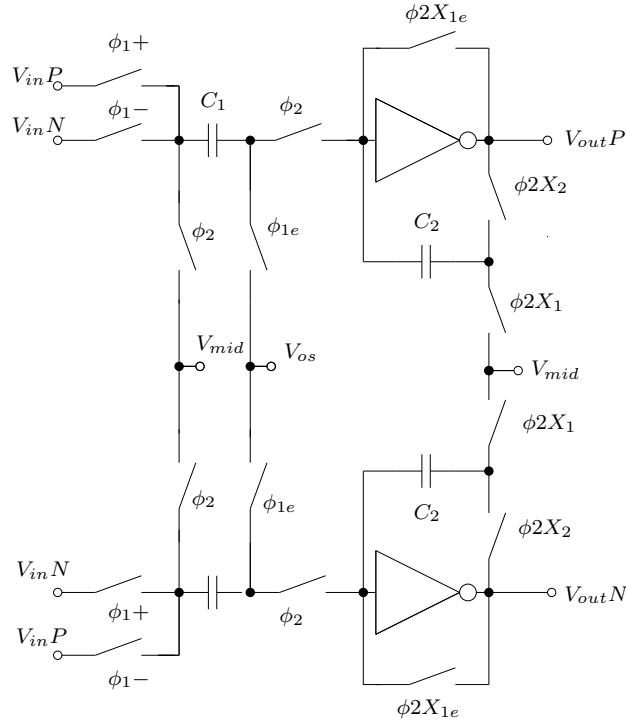


Fig. 4.51: Circuito que realiza un filtrado por detalle de un nivel, para obtener el coeficiente cD_3 . El diagrama de tiempos de los relojes necesarios se muestra en la Fig. 4.52. La relación de capacitores de este circuito es de $(C_1/C_2=1)$, por lo que su salida viene escalada por un término de $\sqrt{2}$.

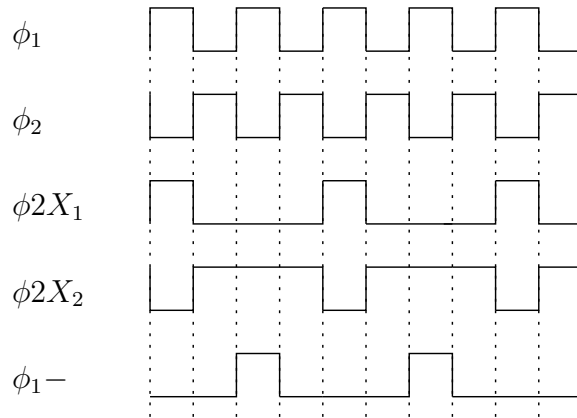


Fig. 4.52: Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. 4.51. Aquí, $\phi_2X_1=\phi_1+$

y sustituyendo 4.30 en 4.31

$$V_{out}(k) = \frac{V_{in}(2n-2) + V_{in}(2n-3) - V_{in}(2n) - V_{in}(2n-1)}{K^2} \quad (4.33)$$

lo que para $n = 2$ y $K = \sqrt{2}$, es igual a

$$V_{out}(k) = cD_4 = \frac{V_{in}(1) + V_{in}(2) - V_{in}(3) - V_{in}(4)}{2} \quad (4.34)$$

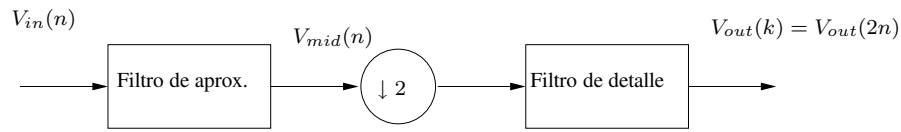


Fig. 4.53: Un bloque de aproximación seguido de un bloque diferenciador en cascada, con un submuestreo por 2 en el medio.

Usando el circuito de la Fig. 4.54 con la sincronización de relojes dada en la Fig. 4.55, y una relación de capacitores de $C_1/C_2=0.5$, puede comprobarse que

$$V_{out} = (V_{in1} + V_{in2} - V_{in3} - V_{in4}) \frac{C_1}{C_2} \quad (4.35)$$

lo que para $C_1/C_2=0.5$ es equivalente exactamente a la expresión (4.34). Para el análisis puede considerarse a $\phi_{1e} = \phi_1$ y $\phi_4 X_{1e} = \phi_4 X_1$. El análisis de este circuito se muestra en el Apéndice B.

El circuito que realiza cD_5 será idéntico al circuito de la Fig. 4.54, pero con una relación de capacitores $C_1/C_2=0.25$ (por lo que su salida deberá escalarse por $(\sqrt{2})^{-1}$ para obtener el valor real). Aquí, $\phi_8 X$ sustituiría a $\phi_4 X$, y ϕ_1+ y ϕ_1- duplicarían su número de pulsos.

Puede comprobarse igualmente que con este circuito se obtiene una salida

$$cD_5 = \frac{V_{CA2}(1) + V_{CA2}(2) + V_{CA2}(3) + V_{CA2}(4) - V_{CA2}(5) - V_{CA2}(6) - V_{CA2}(7) - V_{CA2}(8)}{4} \quad (4.36)$$

que es equivalente a dos bloques de aproximación seguidos de un bloque de diferenciación, con un escalamiento de $1/\sqrt{2}$.

Para comprobar las expresiones discretas anteriores y la equivalencia de los circuitos SWC que las ejecutan idealmente, se codificaron en Matlab y se compararon contra salida de un banco en cascada de onditas Haar (usando el toolbox de onditas de Matlab), para los coeficientes de aproximación 2 y los de detalle 3, 4 y 5, para una entrada sinusoidal de 200Hz, 200mV pico. Los resultados son idénticos (se muestra un detalle del coeficiente cA_2 , como ejemplo, en la Fig.4.56). Este mismo script de Matlab es usado más adelante para verificar el circuito ya simulado a nivel de componentes.

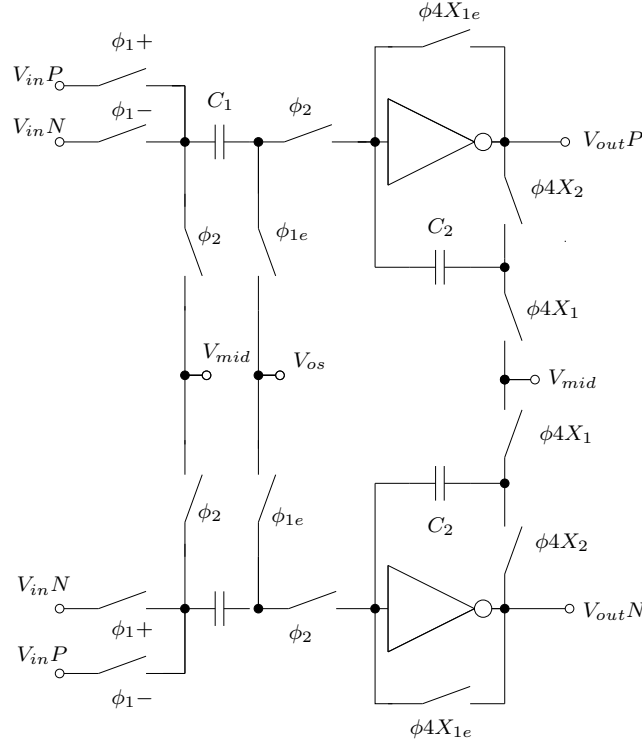


Fig. 4.54: Circuito que realiza un filtrado por detalle de dos niveles, para obtener el coeficiente cD_4 . Este circuito es idéntico al de la figura 4.51, excepto por la relación de capacitores ($C_1/C_2=0.5$) y el diagrama de tiempos de los relojes necesarios, que se muestra en la Fig. 4.55.

Un diagrama de bloques del circuito completo final se muestra en la Fig. 4.57. Se separan la alimentación de la sección analógica (V_{DDA}) de las secciones de generación de relojes (V_{DD}).

En la Fig. 4.58 se muestra en detalle el amplificador operacional de salida simple usado en todas las configuraciones: un inversor tipo cascode. Este amplificador provee de una alta ganancia y un ancho de banda adecuado con una configuración sencilla y compacta (ver [69]). La polarización del transistor M_1 define la corriente de polarización en $1\mu A$ aproximadamente (923nA exactamente), lo que coloca a los transistores en la zona de inversión moderada ($i_f=4$ para M_1 y M_2). Esta polarización viene determinada también en una primera aproximación por el *slew rate* necesario para las frecuencias de trabajo del circuito.

Una vez se lleven a cabo las mediciones, se estudiará ajustar la misma mediante pruebas para bajar el consumo final. Las demás polarizaciones de ajustan para que los transistores acomoden los valores máximo ($V_{DD} - 10\phi_T$) y mínimo ($10\phi_T$) de tensión de salida (ver Tabla 4.10), sin salirse de saturación. En la Fig. 4.58 se muestra además un detalle de la respuesta de frecuencia para este amplificador (91dB, con un GBW de 2.85MHz para una

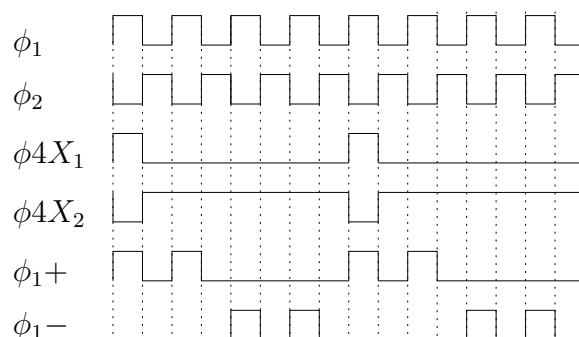


Fig. 4.55: Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. 4.54.

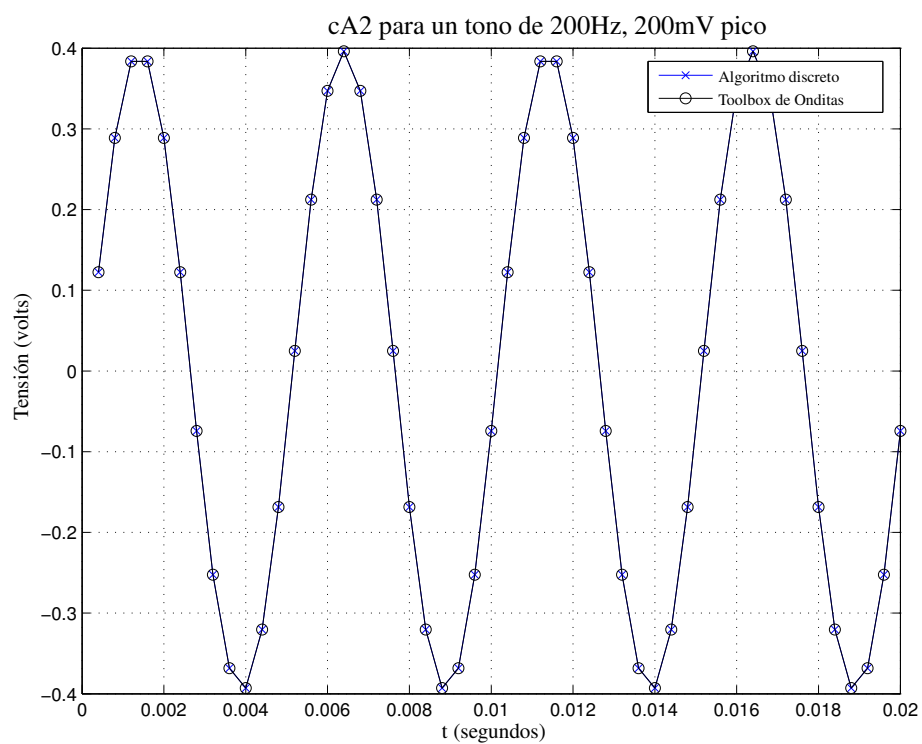


Fig. 4.56: Muestra de la implementación discreta en Matlab del coeficiente cA_2 . Se muestra la salida comparada contra la respuesta del toolbox de ondas de Matlab, para una entrada sinusoidal de 200Hz, 200mV pico.

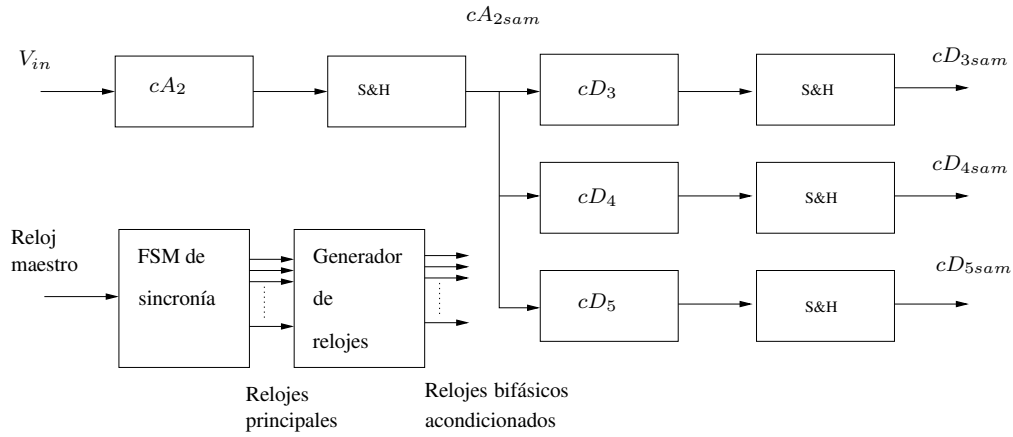


Fig. 4.57: Diagrama de bloques del circuito completo para el cálculo de los coeficientes de detalle 3, 4 y 5.

carga de 1pF).

Tabla 4.10: Tensiones de polarización para el amplificador operacional tipo cascode. Las polarización de M_1 lo coloca en la región de inversión moderada ($i_f = 4$), y por ende fija la corriente en los otros transistores. Las polarizaciones de los demás transistores únicamente deben asegurar que éstos estén saturados.

Punto	Tensión (V)
V_{refNup}	1.2
V_{refPup}	1.9
$V_{refPdown}$	1.6
V_{mid}	1.5
V_{DDA}	3

Los relojes principales se derivan de un reloj maestro por medio de una máquina de estados (FSM) descrita en Verilog y sintetizada usando la biblioteca ADK de Mentor para la tecnología objetivo. Las primeras simulaciones se realizaron en forma mixta usando las herramientas provistas por Mentor Graphics para este fin. Así se aseguró que la descripción RTL en Verilog de la FSM producía la secuencia correcta de relojes, además de permitir una simulación más rápida de la excitación de los bloques analógicos. Solo una vez que se confirmaron las secuencias de tiempos adecuadas, se sintetizaron y produjeron los esquemáticos de la FSM para una simulación ya completamente analógica (a nivel de Spice).

En la Fig. 4.59 se muestra la secuencia correcta de relojes a aplicar al generador de los relojes acondicionados. Este generador desdobra cada reloj maestro en relojes bifásicos no

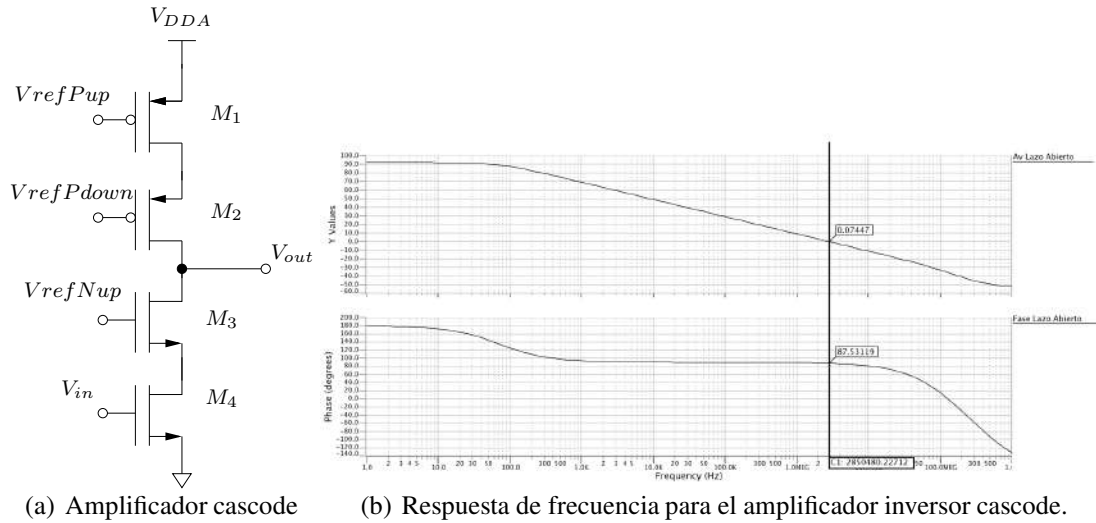


Fig. 4.58: Configuración del amplificador operacional con terminación o salida sencilla, tipo cascode. Los transistores se polarizan de acuerdo con la Tabla 4.10, para colocarlos cerca de la zona de inversión moderada ($i_f = 4$). El tamaño de los transistores es, respectivamente: $M_1=M_2= 6.6/3$, $M_3 = 5.4/1.8$, $M_4 = 10.8/1.8$. La respuesta de frecuencia revela una ganancia de 91dB y un GBW de 2.85MHz aproximadamente, para una carga de 1pF. Imagen tomada del simulador EldoSpice de Mentor Graphics.

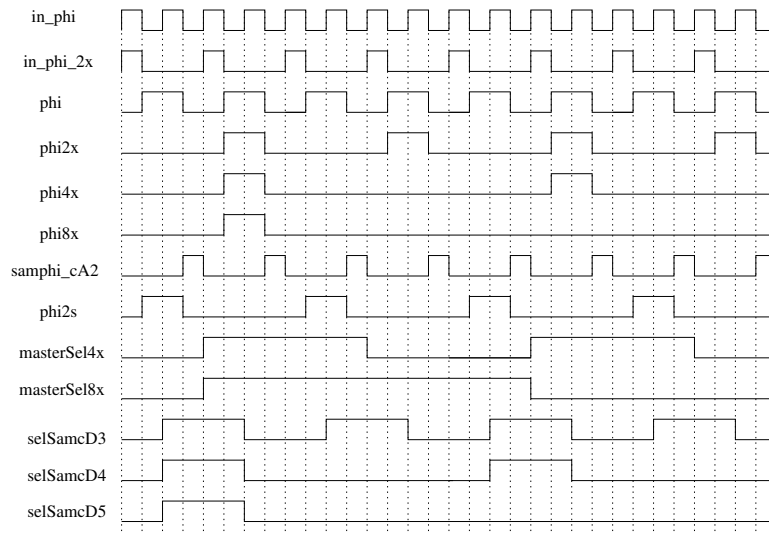


Fig. 4.59: Diagrama de tiempos de la secuencia de relojes principales. La secuencia se genera con una máquina de estados descrita en Verilog y luego sintetizada con celda estándar para el proceso CMOS usado. Los nombres mostrados son los mismos nombres de las señales usadas en la descripción RTL.

solapados, necesarios para evitar la descarga indebida de los capacitores durante las transiciones y los efectos por inyección de carga por parte de los transistores conmutadores de la realimentación de los amplificadores (la forma de estos relojes bifásicos sigue la forma de la Fig. 4.62(a)).

El circuito completo de acondicionamiento para cada reloj necesario se muestra en la Fig. 4.62(b). Los largos y anchos de los distintos transistores en estos circuitos se varían empíricamente dependiendo de los retardos deseados. El bloque básico para la generación de estos relojes es el de la Fig. 4.60, que parte cada reloj en dos fases no solapadas, a partir de un circuito que convierte el reloj monofásico en dos fases sincronizadas (Fig. 4.61).

Las llaves se implementan con transistores complementarios y sin estructuras *dummy* (para una discusión más detallada sobre estos circuitos y los efectos debidos a problemas de conmutación de capacitores e inyección de carga, ver [51, 52]).

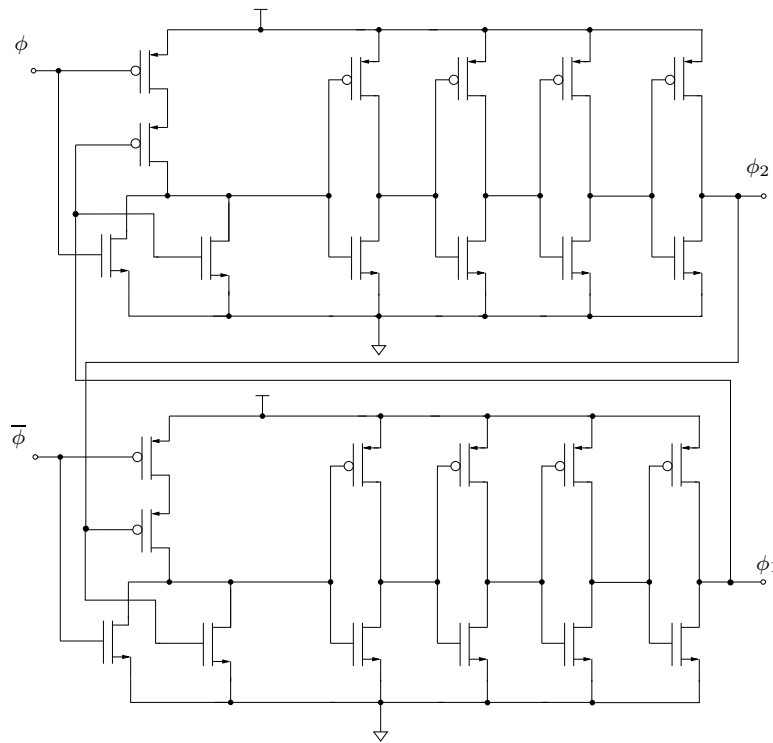


Fig. 4.60: Generador de relojes bifásicos. Básicamente, una celda SR hecha con compuertas NOR, con retardos en la realimentación. Para un análisis más detallado de este circuito, ver [70]).

El consumo total para el circuito, obtenido de las simulaciones, es de 3.93nA para la sección digital, y 12.145μA para la sección analógica, con una alimentación de 3V en ambas etapas.

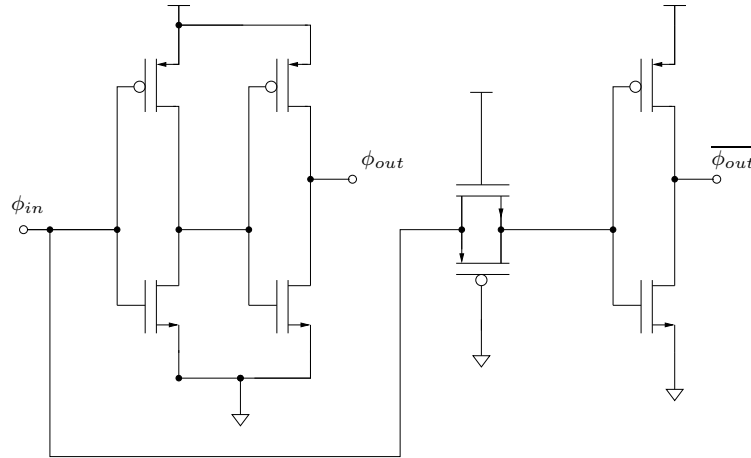


Fig. 4.61: Buffer de reloj. Se obtiene el complemento de una señal monofásica y se le introduce cierto retardo para sincronizar sus flancos.

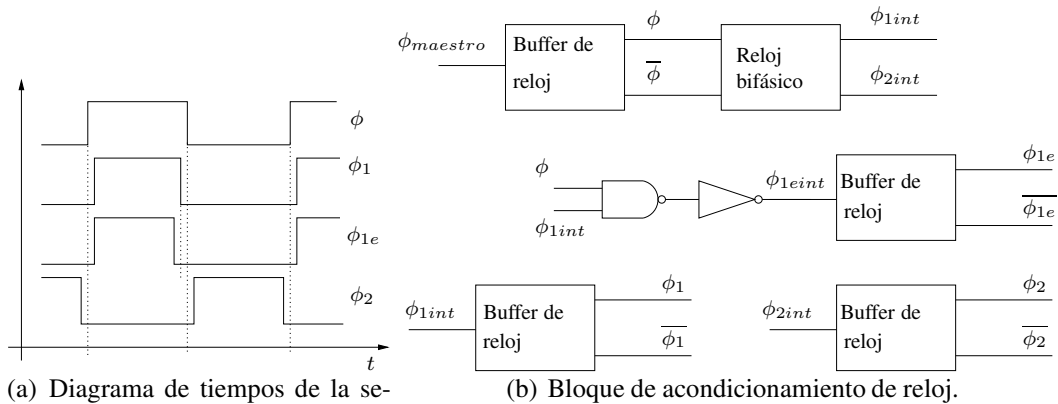


Fig. 4.62: Bloque de acondicionamiento de reloj para cada señal de conmutación necesaria, que responde al diagrama de tiempos de la izquierda. ϕ_{1e} cae levemente antes de ϕ_1 para evitar errores por inyección de carga al realimentar los operacionales (para más detalles, ver [51,52]). El Generador de relojes de la Fig. 4.57 se construye con este bloque como unidad básica.

4.3.1. Resultados de las simulaciones

Se prueban los circuitos con una señal sinusoidal de 200Hz, 200mV pico, con un reloj maestro de 14kHz (lo que significa una frecuencia de muestreo de 7kHz). Un detalle de las salidas no diferenciales para los coeficientes de detalle (junto con la evaluación de lo que sería la salida diferencial) se muestra en las Figs. 4.63, 4.64, 4.65 y 4.66 (respuesta temporal tomada del simulador EldoSpice de Mentor Graphics).

Del mismo simulador, se exportan a Matlab las salidas muestreadas, que se grafican en las Figs. 4.67, 4.68, 4.69 y 4.70, donde se indica también su error absoluto respectivo contra la salida de cada coeficiente, tomada del banco en cascada de onditas Haar implementado con el toolbox de Matlab.

Es de notar que el error es siempre inferior a 2mV. Se muestra en la Fig. 4.71 el resultado de las salidas no diferenciales y el respectivo error para absoluto para cD_{4p} y cD_{4n} , para hacer notar como la configuración diferencial disminuye en gran medida los problemas debidos al *offset* de los amplificadores.

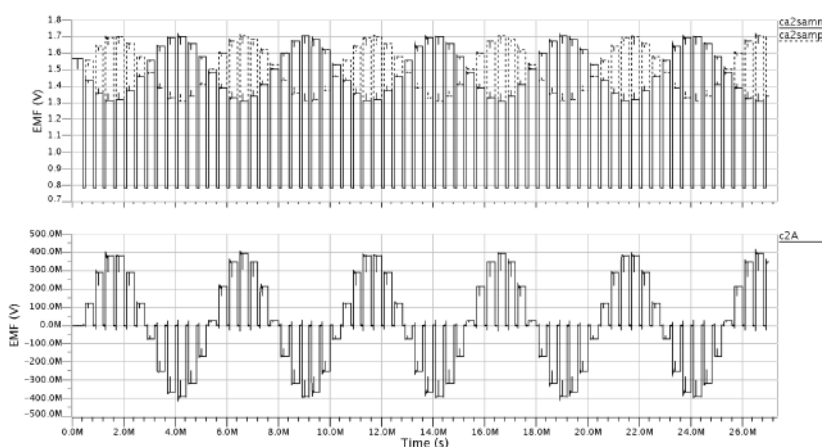


Fig. 4.63: Simulación temporal para el coeficiente de aproximación 2, luego de sus respectivo muestreo y mantenimiento. Imagen tomada del simulador EldoSpice de Mentor Graphics.

4.3.2. Layout

Para el layout se partió el espacio físico en 4 zonas, como se muestra en el layout final, en la Fig. 4.72: circuitos de acondicionamiento de relojes, FSM generadora de los relojes principales, banco de capacitores y sección analógica. Aunque es de una mejor práctica separar la sección analógica de manera que los amplificadores operacionales queden aislados de los conmutadores (ver [71]), se consideró que al trabajar aquí con señales de muy baja

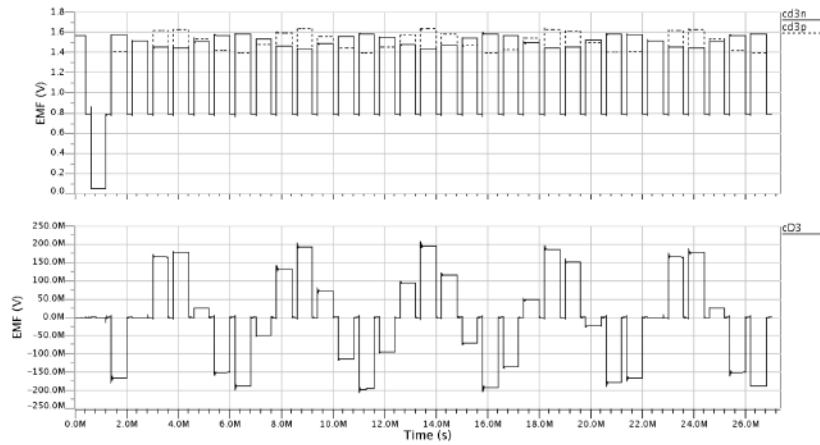


Fig. 4.64: Simulación temporal para el coeficiente de detalle 3, luego de su respectivos muestreo y mantenimiento.

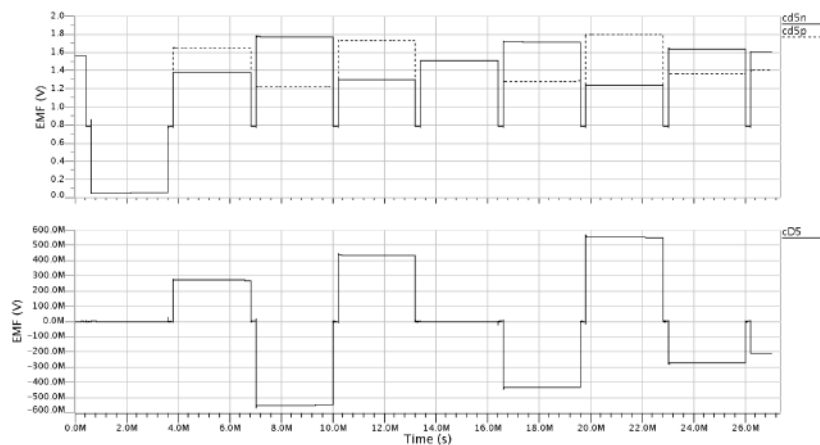


Fig. 4.65: Simulación temporal para el coeficiente de detalle 5, luego de su respectivos muestreo y mantenimiento.

frecuencia, no se justificaba el área extra que esto implica. Para el banco de capacitores se siguió el mismo proceso empleado para el circuito anterior: se diseñó un arreglo de capacitores unitarios de 253fF, y se colocaron sobre un pozo de N-well, atado a un potencial limpio. Se rodeó el banco con un anillo de P+ atado a tierra.

Se enrutaron las líneas de relojes de forma que no pasaran sobre ninguna estructura activa, y en la zona analógica, se les añadió una ruta de polisilicio debajo, atada a tierra, para

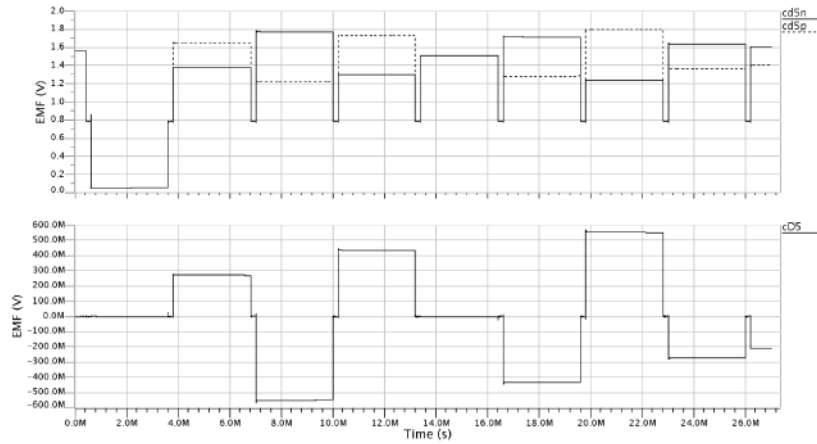


Fig. 4.66: Simulación temporal para el coeficiente de detalle 5, luego de su respectivos muestreo y mantenimiento.

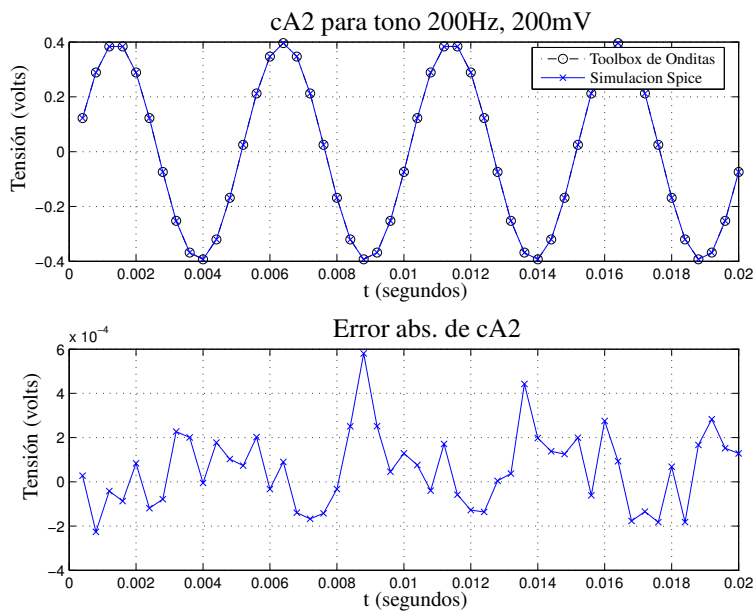


Fig. 4.67: Simulación de circuito final para el coeficiente cA_2 . Salida comparada contra la respuesta del toolbox de ondas de Matlab, para una entrada sinusoidal de 200Hz, 200mV pico. Para este y los siguientes circuitos, la salida se toma de la respuesta transitoria de Spice muestreada en las salidas no diferenciales, exactamente en la zona media de validez del reloj de muestreo de cada bloque. Se adjunta el error absoluto.

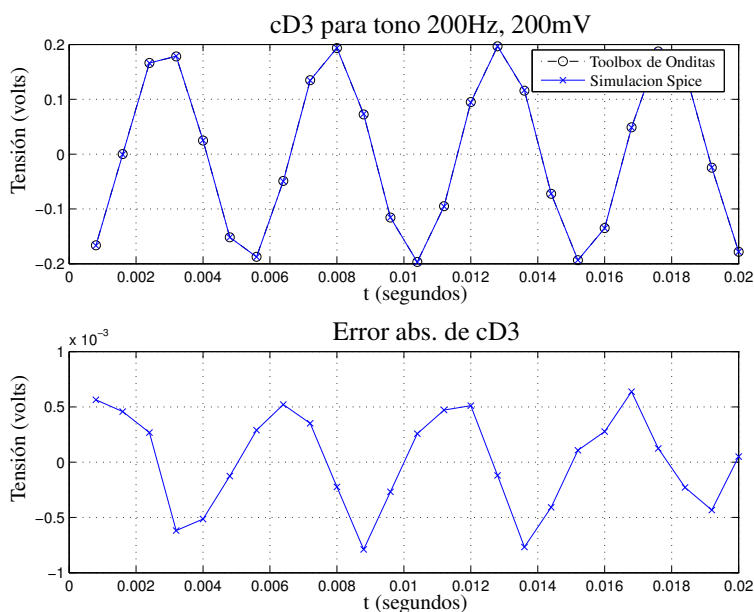


Fig. 4.68: Simulación de circuito final para el coeficiente cD_3 . Se muestra la salida comparada contra la respuesta teórica del toolbox de Onditas de Matlab, para una entrada sinusoidal de 200Hz, 200mV pico. Se adjunta el error absoluto.

disminuir el ruido en el substrato. La FSM de generación de relojes se obtuvo de las herramientas automáticas de colocación y ruteo de Mentor Graphics. Para el acondicionamiento de los relojes bifásicos se generaron los layouts de las celdas a manos, y se rutearon con la herramienta semiautomática del mismo proveedor. Se separan además las alimentaciones de los pads para medir el consumo del circuito por sí solo.

No fue posible adjuntar resultados de mediciones para este circuito, dado que el mismo se encontraba aún en proceso de fabricación a la hora de terminar este documento.

4.3.3. Estructuras pendientes

Para completar el análisis por onditas discretas, quedarían por implementar las unidades de rectificación y de suma finales. Una propuesta sencilla es seguir los lineamientos de la estructura ya propuesta anteriormente para el filtro de onditas continuo (ver 4.2.2), usando un comparador conmutado (latched) sincronizado con los relojes de muestreo de cada coeficiente, y llaves de paso para conmutar el orden de las salidas no diferenciales. La suma se ejecutaría usando alguno de los mismos circuitos ya usados para el cálculo de coeficientes. Se añadiría un filtro pasabajo o integrador como emulador del cálculo de promedio móvil, y un amplificador SWC con ganancia conmutable por medio de alguna selección externa.

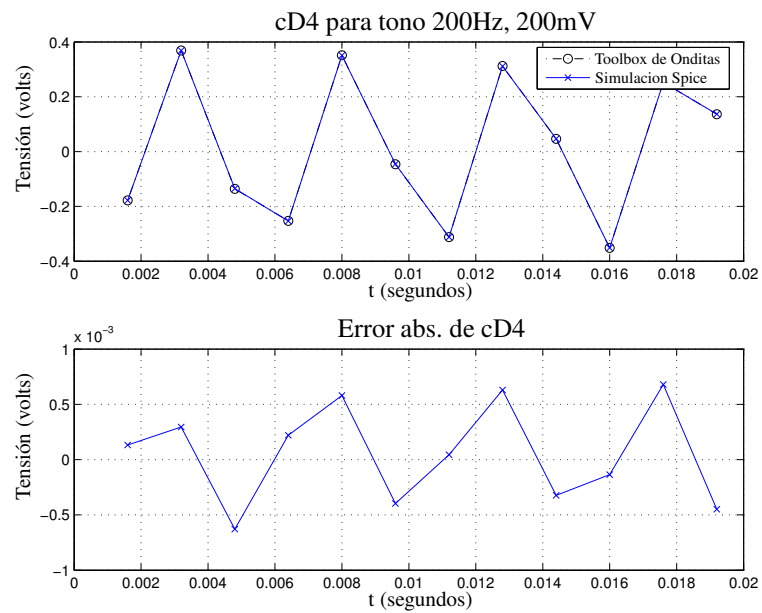


Fig. 4.69: Simulación final de circuito final para el coeficiente cD_4 . Se muestra la salida comparada contra la respuesta teórica del toolbox de Onditas de Matlab, para una entrada sinusoidal de 200Hz, 200mV pico. Se adjunta el error absoluto.

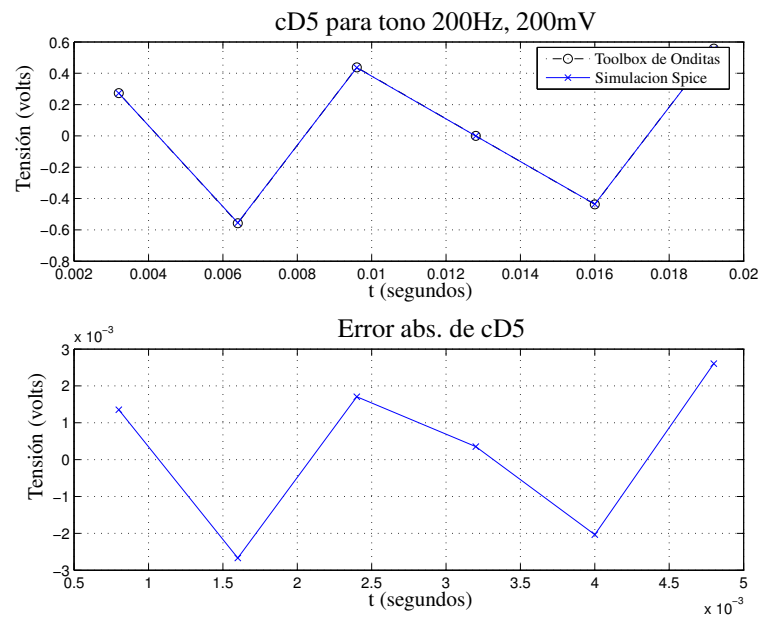


Fig. 4.70: Simulación de circuito final para el coeficiente cD_5 . Se muestra la salida comparada contra la respuesta teórica del toolbox de Onditas de Matlab, para una entrada sinusoidal de 200Hz, 200mV pico. Se adjunta el error absoluto.

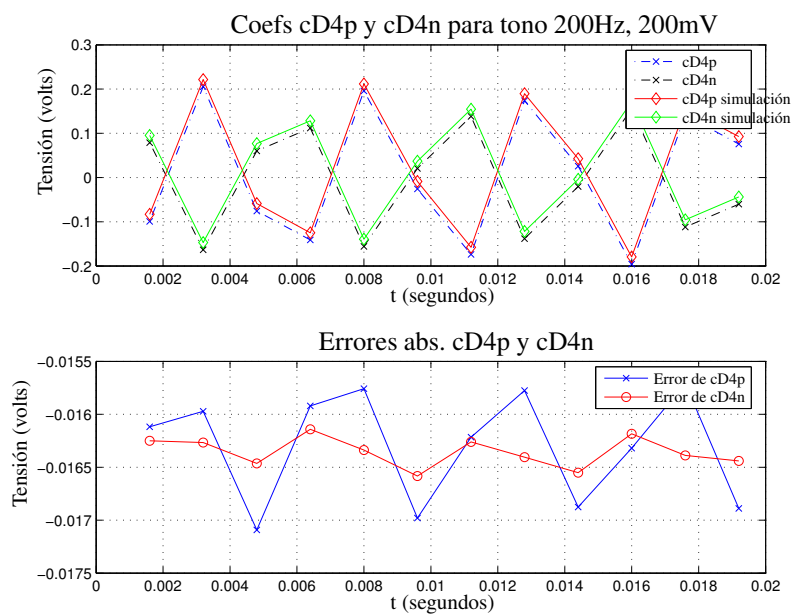


Fig. 4.71: Simulación de circuito final para el coeficiente cD_4 , en las salidas no diferenciales. Se adjunta el error absoluto individual para cada señal (que incluye la tensión CD de referencia V_{mid} .)

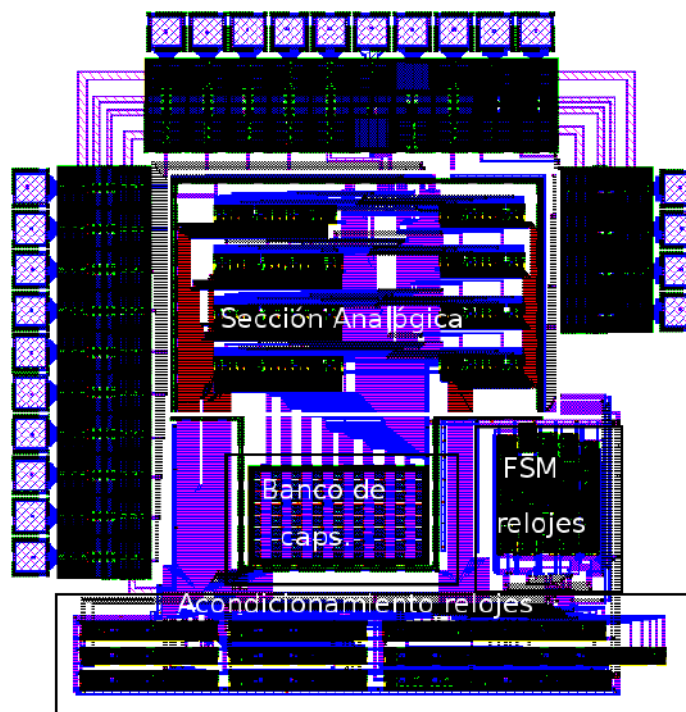


Fig. 4.72: Layout completo del circuito para implementar la DWT Haar. El layout final se dividió en circuitos de acondicionamiento de relojes, FSM generadora de los relojes principales, banco de capacitores y sección analógica.

4.4. Conclusiones

Se ha mostrado el desarrollo de dos alternativas a la implementación de un banco de filtros de onditas, como preprocesamiento para la detección por umbral adaptivo de señales de audio de disparos de armas de fuego. En el primer caso, se ha detallado la implementación en una tecnología CMOS estándar de $0.5\ \mu\text{m}$ de una estructura funcional de filtros analógicos paralelos, que realizan un procesamiento tiempo frecuencia continuo sobre una señal de banda limitada y amplio rango dinámico. Los resultados de esta implementación han sido satisfactorios con las pruebas realizadas:

- Funcionalidad electrónica con un desajuste en las unidades de filtrado y de cálculo de energía, considerando las variaciones típicas de los procesos y sus efectos sobre los dispositivos analógicos.
- Un consumo de $21.46\ \mu\text{W}$ para todo el circuito, una vez ajustados los filtros a las bandas correctas (sin incluir la fuente de polarización ni los pads).
- Resultados preliminares de detección satisfactorios sobre muestras de señales reales a detectar, pese a los problemas de desajuste por *offset* de la etapa de filtrado.

Todo el desarrollo se ha ejecutado siguiendo las técnicas de diseño de circuitos CMOS analógicos de bajo consumo, usando los modelos para todas las zonas de inversión del transistor MOS. Los problemas hallados son menores y tienen soluciones sencillas; una segunda iteración del circuito debería ofrecer ya un prototipo mucho más cercano al modelo ideal propuesto. Sin embargo, el prototipo actual es funcional y adecuado ya para efectuar la etapa de preprocesamiento de señal para la que fue ideado.

En el segundo caso, se ha mostrado el desarrollo de un filtro discreto de onditas de Haar de tres coeficientes de detalle, el que se ha llevado a su terminación a nivel de silicio en una tecnología CMOS estándar de $0.5\ \mu\text{m}$, utilizando una topología discreta de capacitores conmutados. Aunque no se poseen aún mediciones sobre el circuito fabricado (pendiente de entrega por parte de la fábrica a la hora de la redacción de este documento), los resultados de las simulaciones permiten prever su funcionalidad y bajo nivel de error en comparación con los algoritmos teóricos, a costa de un consumo no superior a los $40\ \mu\text{W}$ para una alimentación de 3V. Esta unidad será la base para continuar con la implementación de las secciones faltantes para contar con un detector alternativo de disparos de armas de fuego, de bajo consumo y alta efectividad.

Capítulo 5

Implementación de circuitos localizadores de señales de audio impulsivas

5.1. Introducción

En los capítulos anteriores, se han analizado varios algoritmos con el fin de detectar disparos de armas de fuego en un bosque tropical lluvioso, se han seleccionado aquellos más adecuados según una evaluación estadística, y se han propuesto y evaluado dos implementaciones electrónicas de los mismos. El siguiente problema por resolver, es el de proveer de una estimación de la localización de dichos disparos. Si cada sensor puede proveer de una estimación angular de la proveniencia del sonido detectado, se podría alimentar la misma a los nodos superiores de la red para una estimación más fina de la localización, utilizando algún método de fusión. Las dos restricciones a tomar en cuenta son: la limitación existente en el consumo de potencia, ya considerada en el Cap. 4, y la corta duración de la firma temporal de un disparo (alrededor de 200ms), lo que implica la necesidad de estimadores rápidos.

Existen varias técnicas que pueden usarse para la localización de fuentes acústicas, tal como se puede observar en [72–74]. A partir de las mismas, un buen número de circuitos integrados VLSI, tanto analógicos como digitales, han sido demostrados en [50, 75, 76], mas solo algunos de ellos han sido diseñados para operar con un consumo bajo de potencia, y la mayoría trabajan sobre una ventana de tiempo relativamente larga, pues suponen señales estacionarias. Por ejemplo, el CI de señal mixta reportado en [50], basado en la determinación del gradiente espacial, consume $32\mu\text{W}$ con 3V de alimentación, y muestrea señales con una ventana de estimación de un segundo.

La mayoría de los CI citados se basan en la medición del retardo temporal interaural (Interaural Time Delay en inglés, o *ITD*) –también conocido como diferencia temporal de arribo– entre dos sensores (micrófonos en el caso de señales de audio), para la localización de la fuente. Un arreglo muy común es el mostrado en la Fig. 5.1, donde dos micrófonos proveen de la estimación en un eje, y otros dos en su correspondiente eje perpendicular. Con esta configuración mínima se asegura una localización angular completa, pues dos micrófonos en un mismo eje pueden determinar la magnitud del ángulo de incidencia con respecto al plano que forman, pero no pueden determinar su signo correcto.

La medición directa del *ITD* es bastante compleja; en general, todos los métodos de localización realizan una medición indirecta del mismo. Basándose en esa medición indirecta, varios algoritmos pueden proponerse para obtener una estimación robusta contra el ruido o variaciones del sensor, por ejemplo.

Una aproximación al problema ampliamente usada para generar una medición indirecta es medir la diferencia temporal entre el cruce de las señales con uno o varios valores de referencia, siendo la más típica y sencilla la de cruce por cero. Algunas propuestas relacionan las diferencias temporales y espaciales de la onda acústica viajante para obtener la estimación del retardo, utilizando sistemas discretos de señal mixta (ver [50]), mientras que otros optan por aplicar algún método digital, derivado de las técnicas de correlación cruzada (ver [38, 77, 78]) propuestas en [79]. En el caso de sistemas digitales de bajo consumo de potencia, la

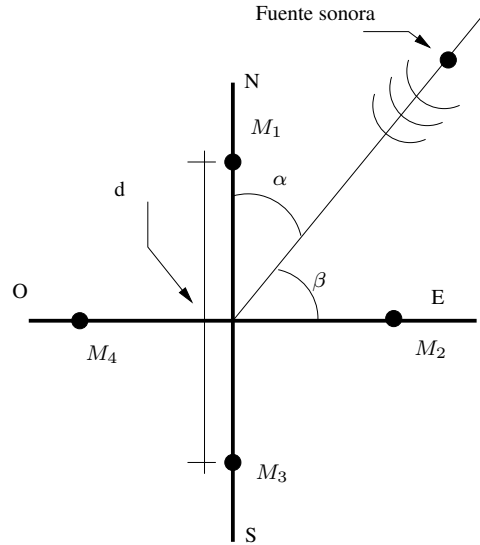


Fig. 5.1: Arreglo básico de cuatro micrófonos, M_1 , M_2 , M_3 y M_4 , para estimación de ángulo de arribo de una fuente sonora.

frecuencia del reloj y el factor de actividad de los circuitos se ven limitadas por el consumo de potencia tope y deben por ello minimizarse. Ello implica una restricción en la cantidad de posibles mediciones hechas durante cada ciclo de la señal de entrada. Además, la precisión en la adquisición de la señal usada para la generación de las medidas indirectas de retardo tiene un impacto decisivo en la complejidad (y, por ende, en los requerimientos de potencia) de los circuitos resultantes. El tamaño de la palabra de datos determina el tamaño y la disipación de potencia del convertidor A/D y de los bloques de procesamiento internos (líneas de retardo, sumadores, multiplicadores, etc.) a su vez. En [80] y [81] los autores prueban que el espectro de potencia de ciertas señales está relacionado con el espectro de sus versiones infinitamente recortadas por una función no lineal. En particular, para la localización de señales de audio de banda limitada, una cuantización de 1 bit de la amplitud de las señales puede llevarse a cabo con un sacrificio mínimo en la precisión, como se muestra en [38]. Una consecuencia directa de esto es la reducción en el tamaño del circuito. Hay dos CIs que siguen esta línea en la literatura (ver [77, 78]), donde se usan líneas de retardo basadas en cadenas de registros para almacenar muestras de la señal de entrada, necesarias para determinar el *ITD* a través de la derivada de la correlación cruzada. El requerimiento de resolución temporal define la velocidad del reloj, y en consecuencia la tasa de muestreo, mientras que el rango de medición define la longitud de las líneas de retardo. La actividad de las líneas de retardo, que se mueven con el reloj principal a 200kHz, imponen una cota inferior en el consumo de potencia de los CI. Los datos almacenados en las líneas de retardo, más específicamente, el número de cuentas entre cambios de bit en las señales en ambas cadenas de registros, se usa como una

medida indirecta del *ITD*. En particular, el CI presentado en [38] realiza una integración durante una ventana de tiempo de un segundo para obtener una estimación. Usando, por otra parte, la información de la medida indirecta del *ITD* como entrada, diferentes tipos de algoritmos de filtrado, estimación o de control pueden usarse para producir una estimación robusta en una ventana de tiempo similar o menor.

En este capítulo, se proponen algoritmos para obtener un estimador adecuado para la localización de fuentes de audio impulsivas, del tipo característico del disparo de un arma de fuego, con frecuencias en el rango [200-1200Hz] y una duración de no más de 200ms. En la Sección 5.2 se hace un repaso de técnicas para la estimación de retardos usando cadenas de registros como líneas de retardo. En la Sección 5.3 se propone una estructura de lazo cerrado para estimar el retardo, sin usar cadenas de retardo, que ha sido reportado en [82]. En la Sección 5.4 se propone un estimador de retardo basado en un filtro lineal de Kalman. En la Sección 5.5 se propone un estimador alternativo, basado en un algoritmo de búsqueda binaria.

5.2. Descripción funcional de estimadores usando líneas de retardo

Esta sección presenta material de base sobre arquitecturas de baja potencia para la medición del *ITD* basadas en cadenas de retardo, como introducción para las arquitecturas propuestas.

5.2.1. Correlación cruzada (CC)

La estructura paralela estándar para mediciones del *ITD* consiste en un banco de registros de retardo. Una de las señales entra por el banco y se retrasa en una muestra en cada unidad de correlación de bit; la otra entra en la unidad de bit sin ningún retardo, como se muestra en la Fig. 5.2.

La señal de entrada $x_2(t)$ y la señal retrasada $x_1(t - i\tau)$, en la etapa i_{esima} , entran en el bloque donde se multiplican y suman en un contador. Luego de un cierto número de integración T , la salida máxima indica el *ITD* estimado (ITD_e) entre x_1 y x_2 , normalizado contra el tiempo de muestreo. Esto requiere ser capaz de obtener el máximo de la serie de salidas de los bloques; en otras palabras,

$$ITD_e = \{i : y(i) > y(j), \forall j \neq i\} \quad (5.1)$$

Esta estructura tiene la desventaja de requerir determinar el máximo entre n valores de k bits de ancho, lo que resulta costoso en términos de área y por ende potencia.

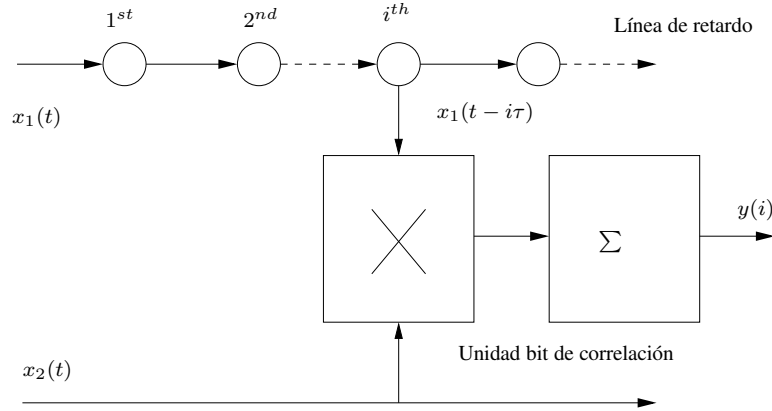


Fig. 5.2: Unidad bit de correlación cruzada. Una por etapa de retardo.

5.2.2. Derivada de la correlación cruzada (CCD)

La arquitectura propuesta en [77] reemplaza la unidad bit de correlación por una de derivada de correlación. Cuando se detecta un cambio en x_1 antes que un cambio en x_2 , la cuenta del sumador se incrementa. En el caso opuesto, la suma en el contadores se decrementa (Fig. 5.3).

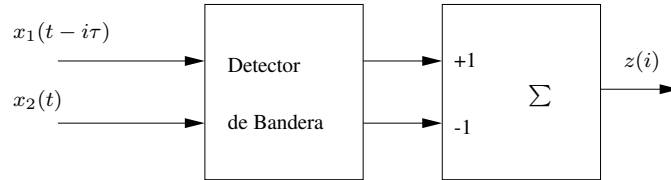


Fig. 5.3: Unidad bit de derivada de correlación cruzada.

En [77] se prueba que la salida z es la derivada espacial de la correlación (con respecto a la posición del índice). De acuerdo con esto, el ITD_e puede obtenerse de un cambio de signo en z .

$$ITD_e = \{i : \text{sign}[z(i)] \neq \text{sign}[z(i + 1)]\} \quad (5.2)$$

Esta aproximación reduce la complejidad (y el consumo de potencia) de la arquitectura previa, porque se vuelve innecesario el bloque de cálculo de máximos para las salidas de las unidades bit de correlación, y también porque los contadores son más pequeños y tienen una menor actividad (cuentan eventos a la frecuencia de la señal de entrada, a diferencia de la arquitectura previa, que integra usando la frecuencia de reloj principal).

Una realización de este algoritmo se presenta en [78], fabricada en un proceso CMOS estándar de $0.5 \mu\text{m}$. El CI discrimina diferencias de retardo hasta de $5 \mu\text{s}$ con un consumo de apenas $12 \mu\text{W}$ a 2V . El CI tiene 64 etapas de retardo, por lo que el consumo de potencia por etapa es de 187.5nW .

5.2.3. El CCD adaptivo (ACCD)

El procedimiento adaptivo propuesto por F. Martin Pirchio en su tesis de Magíster [83], publicado en [84] y confirmado experimentalmente en [85] elimina las múltiples unidades bit de la arquitectura CCD y deja una única unidad de cálculo. La unidad tiene un registro embebido en un sumador que mantiene el ITD_e actual. Las dos señales se alimentan a dos líneas de retardo (ver Fig. 5.4).

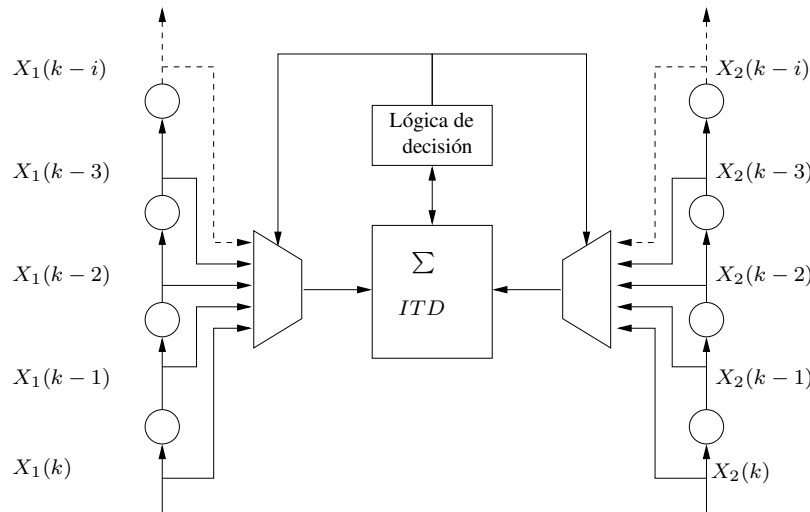


Fig. 5.4: Aproximación adaptiva. Las señales se almacenan en líneas de retardo. La lógica de decisión estima el ITD_e para usarlo como puntero de una de las cadenas de retardo, mientras que se usa la primera posición de la cadena opuesta como referencia.

Usando una lógica de decisión apropiada, el sumador con ITD_e apunta a la posición ITD_e en una de las líneas, y a la primera posición en la otra línea de retardo. Cuando se detecta un cambio en una de las señales en la posición ITD_e , el circuito analiza la otra señal. Si se observa el mismo cambio, entonces las señales están sincronizadas y el ITD_e ha convergido. Si no hay cambio, ello significa que el ITD_e no ha convergido, y la cuenta ITD_e se incrementa o decrementa, dependiendo del signo de la señal opuesta.

Así, se eliminan todas las unidades bit y se reemplazan por una máquina de estados finitos. Además, el circuito solo opera cuando existe un cambio en una de la señales de entrada.

El circuito fue fabricado en una tecnología estándar CMOS de $0.5 \mu\text{m}$, con 128 etapas de retardo, con un consumo de potencia medido de $15.2 \mu\text{W}$ a 2.5V [85], lo que implica 118nW por etapa.

5.3. Sistema de lazo cerrado sin cadenas de retardo

Hasta ahora, se han evaluado estructuras basadas en el uso de cadenas de retardo, como son todas aquellas basadas en la correlación como método de estimación de retardos temporales (ver [79]). Un aspecto destacado de estas estructuras es que se vuelve necesario un tiempo de integración o de cálculo para la convergencia del sistema, que depende de la frecuencia de la señal de entrada. ¿Es posible recortar este tiempo de integración sin castigar el consumo de potencia? Una opción es plantear primero el problema de estimación como un sistema de control donde la entrada es el retardo a ser medido, y el error se genera como la resta entre dicho retardo y un estado interno. Se puede demostrar que un sistema como este es un control de modo deslizante (Sliding Mode control, [86]) que converge linealmente a una estimación del ITD , con un mínimo de lógica requerida. A diferencia de los casos anteriores, con un sistema de este estilo no se necesitan líneas de retardo para obtener la medición indirecta del retardo a medir. La eliminación de estas líneas de retardo produce una significativa reducción del consumo de potencia, de al menos dos órdenes de magnitud (como se comprobará más adelante) con respecto a las aproximaciones alternativas. Este recorte de potencia permitirá, luego, encarar el sistema de control con algoritmos de estimación más rápidos, compensando así el crecimiento en complejidad y, por ende, en consumo.

Primero, partimos del sistema sin cadenas de retardo. Conceptualmente, el sistema de medición es un sistema de control como el que se ilustra en la Fig. 5.5, donde $W(k)$ es el estado de la estimación del retardo en el instante k , y se verifica que

$$\begin{aligned} W(k+1) &= W(k) + \text{sign}(e(k)) \\ e(k) &= ITD_e(k) - W(k) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Asumiendo que ITD_e es una señal lenta con respecto al reloj del sistema, se puede ver que $W(k)$ converge linealmente a ITD en a lo sumo $ITD - W_0$ pasos, donde W_0 es el valor inicial de $W(k)$, ya sea una estimación previa o cero.

La utilización de este método de control es clave dado que no es necesario obtener $|ITD_e(k)|$, sino que basta con obtener $\text{sign}(ITD_e(k) - W(k))$, lo cual puede hacerse sin cadena de retardos, como se explica a continuación.

En la Fig. 5.6 se muestran dos señales para el caso en que X_1 adelanta a X_2 . El retraso instantáneo está dado por ITD_e . En el flanco ascendente de X_1 se inicia una cuenta descendente que arranca con $W(k)$. Si $W(k) > ITD_e(k)$, al terminar la cuenta (cuenta=0),

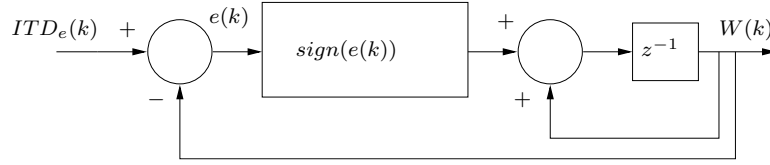


Fig. 5.5: Sistema de lazo cerrado para estimar ITD .

entonces $S = \text{sign}(ITD_e(k) - W(k)) = +1$, dado que $X_2(W(k)) = 1$ y la cuenta deberá decrementarse por 1. Si por el contrario, $W(k) < ITD_e(k)$ al terminar la cuenta, entonces $S = -1$, dado que $X_2(W(k)) = 0$ y la cuenta deberá aumentarse en 1. En el caso de igualdad de los flancos, $S = 0$ y la cuenta $W(k)$ permanecerá constante, indicando que se ha logrado el sincronismo entre ambas señales.

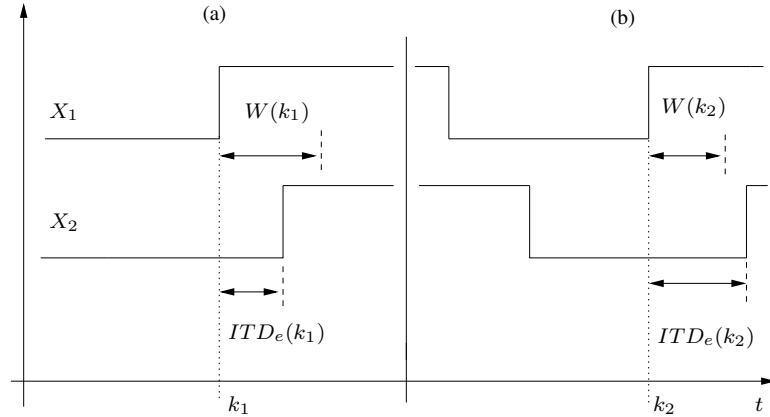


Fig. 5.6: Ejemplo algorítmico sobre dos ondas desfasadas. Cuando se detecta un flanco en X_1 , se inicia una cuenta descendiente, empezando en $W(k)$. En el caso (a), $ITD_e(k) > W(k)$. Así, $S(k) = \text{sign}(ITD_e(k) - W(k)) = +1$ y $W(k)$ debe decrementarse. En el caso (b) $ITD_e(k) < W(k)$, así $S(k) = -1$ y $W(k)$ se incrementa. Cuando $S(k) = 0$, $W(k)$ se mantiene y el sistema ha convergido.

Este esquema (Fig. 5.7) se implementa de la siguiente manera: en el instante k , $W(k)$ se almacena en un registro y se inicializa un contador descendente, el que cuenta hasta alcanzar cero. En ese momento, $W(k)$ se actualiza a $W(k+1)$ y el sistema se desactiva hasta el siguiente flanco de señal. Es claro que la selección de cualquier otro tipo de control requiere conocer el valor de $ITD_e(k)$, lo que significa la necesidad de cadenas de retardo para almacenarlo. El uso del signo en vez del valor completo de $ITD_e(k)$ vuelve innecesario el uso de cadenas de retardo, a expensas de restringir la velocidad de convergencia a un paso a la vez.

El algoritmo se mejora levemente al considerar tanto los flancos positivos como los negativos de la señal de entrada. Multiplexores a la entrada permiten la estimación de retardos negativos (adelantos) al intercambiar la referencia de entrada. El tiempo de convergencia T_c viene dado por una simple fórmula:

$$T_c = \frac{1}{2} \frac{f_{clk}}{f_{signal}} |ITD - W_0| \quad (5.4)$$

donde $|ITD - W_0|$ es el cambio absoluto de retardo en la señal del ITD a estimarse al valor previo almacenado en W_0 .

5.3.1. Implementación en silicio

El algoritmo se ha implementado usando una máquina de estados (FSM) de tres estados. X_1 y X_2 se sincronizan y se rutean a través de dos multiplexores. Una pequeña cadena de dos registros (*pipeline*) hace posible la detección de transiciones (Fig. 5.7). Debido a la latencia de la FSM, un registro extra se usa para Y_2 . Las señales *data_ready* y *out_range* implementan la interfaz del CI con la circuitería externa. La arquitectura se comprobó primero en RTL usando Verilog HDL y un simulador por eventos.

El código se portó luego a una FPGA, donde se verificó usando un banco de pruebas e incluso conectándose a una unidad de sensor de dirección tal como se describe en [87]. Dado que el contador de índice solo se activa después de una transición en la entrada, se incluyó lógica de latch de reloj en este contador así como en el registro de almacenamiento (ver [88]). Esto produce una reducción extra en el consumo del circuito, dado que el cálculo del retardo es pequeño comparado con el periodo de la señal; por tanto, el CI está inactivo la mayor parte del ciclo de trabajo.

Se hizo una verificación extra sobre la lógica sintetizada usando las celdas estándar provistas por el University ASIC Design Kit de Mentor Graphics, y simulaciones con el simulador de Spice rápido MACH-TA de Mentor Graphics, usando para ello listados de red extraídos del layout final. Una leve mejora fue introducida reemplazando los registros críticos por celdas construidas con transistores mínimos. Una foto del chip final se muestra en la Fig. 5.8. El circuito total es de 3303 transistores, incluyendo los de los pads. El área final del chip es de 0.33mm por 0.4mm, sin incluir los pads.

5.3.2. Verificación eléctrica

El CI se verificó con un banco de pruebas corriendo sobre una placa Digilent con una FPGA Spartan3. El banco de pruebas es en realidad un sistema mínimo ensamblado alrededor de un microcontrolador soft de Xilinx (picoBlaze), codificado en Verilog (ver [89]). Alrededor del microcontrolador se codificaron módulos de comunicación RS-232 (el IP se

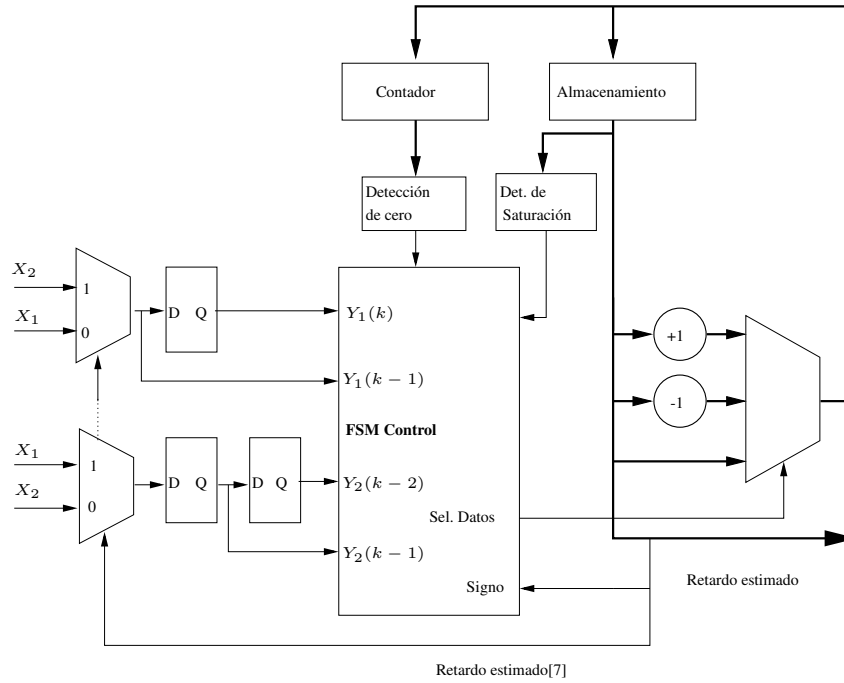


Fig. 5.7: Arquitectura digital de lazo cerrado. Nótese el retardo extra introducido en Y_2 para compensar por la latencia de la máquina de estados.

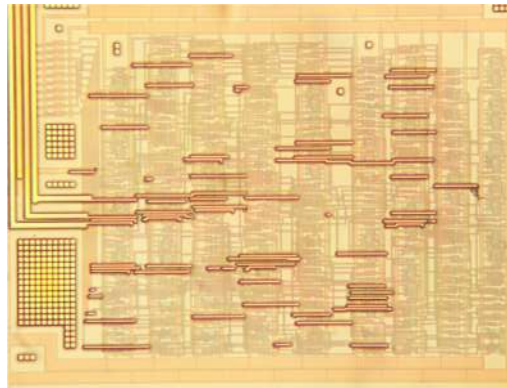


Fig. 5.8: Arquitectura implementada usando celdas estándar en un proceso estándar CMOS de $0.35\mu\text{m}$. El circuito total es de 3303 transistores incluyendo los de los pads. El área final es de 0.33mm por 0.4mm , sin incluir pads.

ha tomado de [90]), un generador de retardos con una resolución de $2.5\mu\text{s}$ y un generador pseudo-aleatorio de vectores basado en un LFSR (ver [91]).

Un diagrama de bloques del sistema se presenta en la Fig. 5.9. El banco de pruebas genera un barrido pseudo-aleatorio de retardos dentro del rango completo de medición del chip y algunos microsegundos fuera del mismo, con un paso de $2.5\mu\text{s}$. En las Fig. 5.10 y 5.11 se muestran evaluaciones de la linealidad del CI y de su precisión de estimación. El

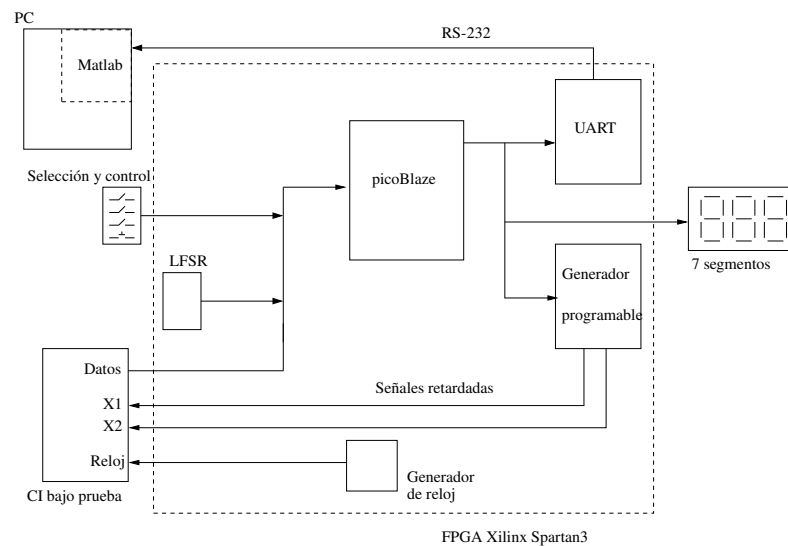


Fig. 5.9: Banco de pruebas implementado sobre una placa Digilent Inc. con una FPGA Spartan 3.

barrido de datos completo se muestra en la Fig. 5.12. El sistema converge siempre dentro del rango predicho por (5.4) o satura hasta que la entrada retorna al rango del circuito, donde este empieza el seguimiento de nuevo.

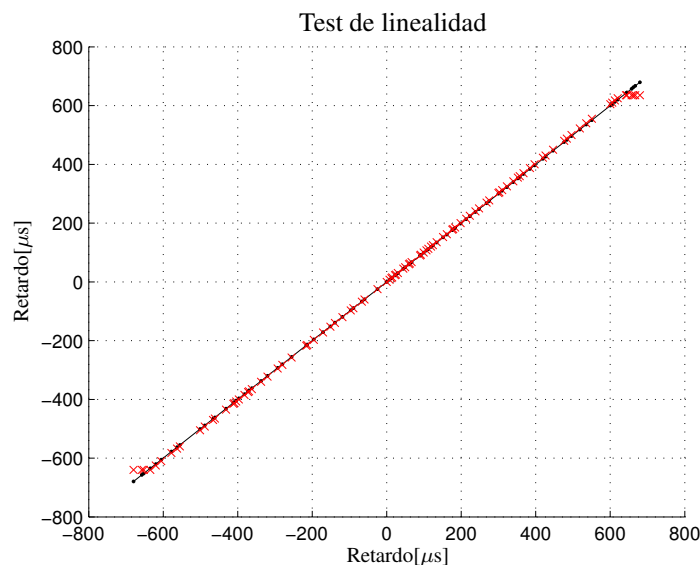


Fig. 5.10: Test de linealidad del CI estimador de retardo por lazo cerrado. La desviación en los bordes se debe al límite de rango de 8 bits del circuito.

La Tabla 5.1 muestra los datos de consumo de potencia medidos para esta versión, comparados con otras alternativas reportadas en la literatura, en términos de consumo y precisión.

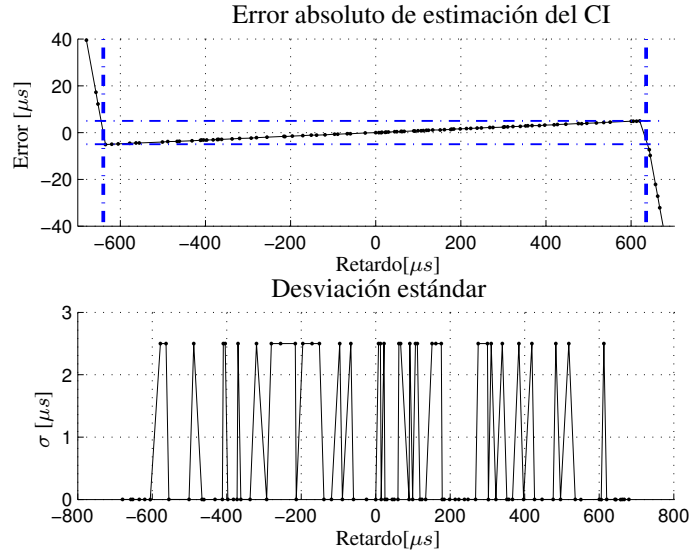


Fig. 5.11: Error absoluto de estimación, con su desviación estándar. Tal como se esperaba, la desviación estándar es de ± 0.5 del lsb, esto es $\pm 2.5\mu s$.

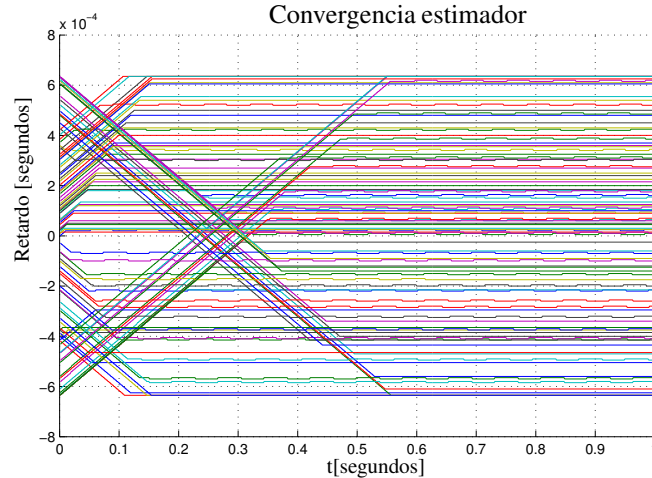


Fig. 5.12: Detalle de convergencia total del sistema para varios retardos aleatorios. Se observa como el tiempo de convergencia es dependiente del retardo W_0 de la estimación anterior.

Como se aprecia en la tabla, esta versión sobrepasa el desempeño en potencia de las otras arquitecturas. Una verificación funcional posterior a 1.8V, 200kHz, fue también exitosa, con un consumo total de solo 282nW, excluyendo pads. Si se considera que el CI tiene un rango equivalente de 256 unidades de retardo, el consumo por etapa de retardo es de apenas 4.06nW para una alimentación de 3.3V, y de 1.1nW para 1.8V. Esto hace que el circuito sea idóneo para los objetivos planteados de poseer un sensor de ultra bajo consumo.

Por otra parte, hay que mencionar el relativamente largo tiempo de convergencia del

circuito, lo que significa una limitación en el caso de la localización de señales impulsivas. Es por ello que se buscó posteriormente una mejora en este tiempo de convergencia, que no impactara en el bajo consumo logrado con esta arquitectura.

Tabla 5.1: Comparación de consumo y precisión entre la arquitectura de lazo cerrado y otros circuitos que realizan la misma función.

Arquitectura	Tecnología	Consumo	Precisión
Neuromorphic sound localizer@5V [73]	0.5μ	$1850\mu\text{W}$	$\approx 10\mu\text{s}^1$
Micropower gradient flow @3V, 2kHz [50]	0.5μ	$32\mu\text{W}$	$2\mu\text{s}$
Derivative cross-correlator @2V, 200kHz [78]	0.5μ	$12\mu\text{W}$	$5\mu\text{s}$
Adaptivo con líneas de retardo @3.3V, 200kHz [85]	0.35μ	$5.51\mu\text{W}$	$5\mu\text{s}$
Arquitectura de lazo cerrado @3.3V, 200kHz	0.35μ	$1.04\mu\text{W}$	$5\mu\text{s}$
Arquitectura de lazo cerrado @1.8V, 200kHz	0.35μ	282nW	$5\mu\text{s}$

Posteriormente, se incorporó el CI en una unidad sensora de dirección (Bearing Sensor Unit (BSU)), diseñada en el laboratorio (ver [83]) y se llevó a un campo abierto, donde la unidad se caracterizó para su uso en una red de sensores de localización. La BSU tiene cuatro micrófonos MEMS colocados en un arreglo cuadrado que provee de un rango completo de 360° . La señal de cada micrófono se amplifica y filtra con un filtro pasa banda de cuarto orden, implementado con un banco de filtros a capacitores conmutados, para apareamiento de las señales. En este caso, la BSU está diseñada para la localización de señales en el rango (100-300Hz), por lo que la banda de los filtros está en ese mismo rango. Las señales se cuantizan a 1 bit y se alimentan al estimador de retardo. La salida del estimador se muestrea por una mota Mica2, que transmite luego los datos a través de la red inalámbrica. La red consiste en una BSU y varios nodos sensores de picos de presión acústica. Un nodo receptor toma los paquetes de datos de la BSU y de los sensores y los alimenta a una PC corriendo Matlab bajo un ambiente TinyOs. En la Fig. 5.13 se muestra la distribución planteada para las pruebas. Un tono de 200Hz, 80dB_{SPL} se usó como señal de prueba. Se realizó un barrido de 360° a intervalos de 10° , con diez muestras de retardo por ángulo, espaciadas 1ms. Un chip se usó para calcular el *ITD* correspondientes a los dos pares de micrófonos, Norte-Sur,

¹La precisión para este circuito se obtuvo basándose en los datos reportados para una medición de retardo de $100\mu\text{s}$ [73].

Este-Oeste. La mica era la encargada de realizar la conmutación adecuada de los micrófonos.

Los resultados para la BSU, usando el par Norte-Sur se muestran en la Fig. 5.14, para un barrido de -90° a 90° con respecto al eje Norte-Sur. La desviación estándar muestra que, una vez que el estimador de retardo ha convergido, éste no se desvía más de 4 bits de dicho valor, incluso considerando las fluctuaciones sonoras debidas al viento y a la presencia de otros sonidos en la vecindad. Una imagen del CI en la BSU y de la BSU misma en el campo se muestran en la Fig. 5.15.

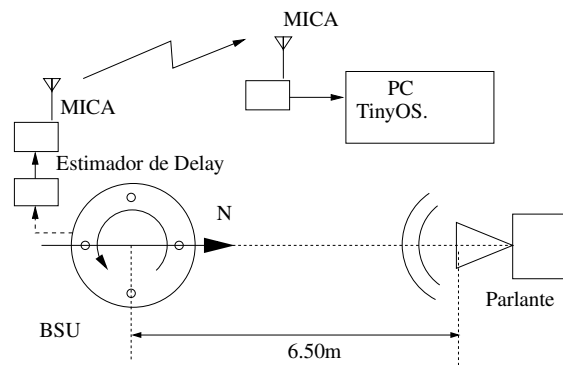


Fig. 5.13: Esquema del ambiente de medición en campo abierto. La unidad sensora de dirección (Bearing Sensor Unit o BSU) se conecta a una red inalámbrica de sensores, con el CI estimador de retardo incorporado.

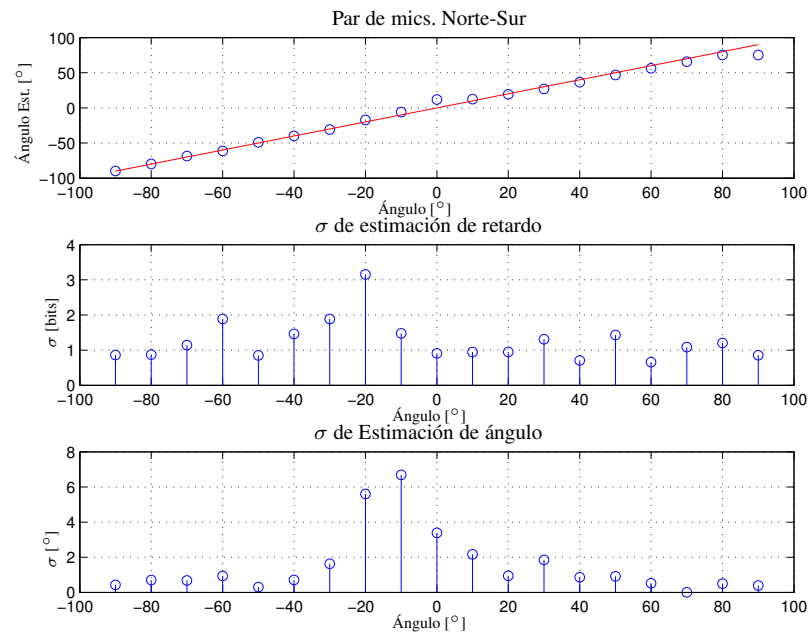


Fig. 5.14: Resultados de mediciones angulares a campo abierto con la BSU, para un barrido de ángulo entre -90° y 90° en el eje Norte-Sur. La desviación estándar es menor a 4 bits para todos los ángulos; 7° en el peor caso.



Fig. 5.15: La BSU en el campo, junto con un detalle de la unidad con el CI estimador de lazo cerrado incorporado.

5.4. Sistema de lazo cerrado con algoritmo de filtrado lineal para estimación

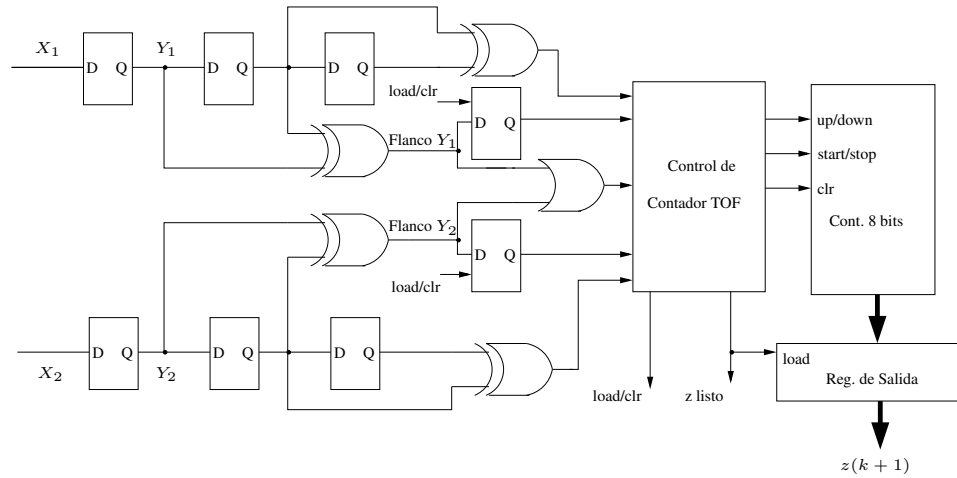


Fig. 5.17: Cálculo del tiempo de vuelo (TOF). $z(k+1)$ es la medida entregada al estimador.

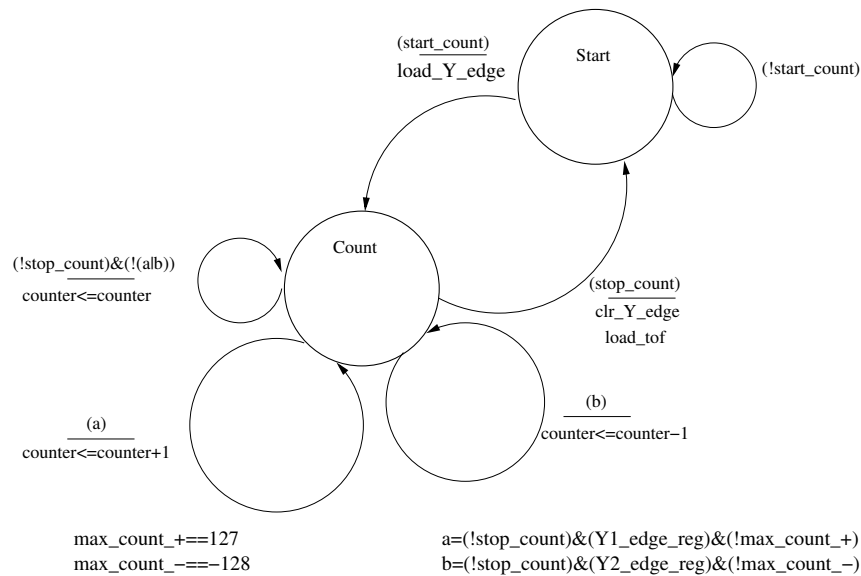


Fig. 5.18: FSM de control del contador de TOF. Las ecuaciones booleanas están escritas en el formato de Verilog HDL usado en la descripción RTL. La señal “load_tof” carga el registro de salida e indica a la siguiente etapa que hay datos nuevos (z listo).

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k) &= \mathbf{F}(k)\mathbf{x}(k-1) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{G}(k)\mathbf{v}(k) \\ \mathbf{z}(k) &= \mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}(k)\mathbf{w}(k)\end{aligned}\quad (5.5)$$

donde

- $\mathbf{x}(k) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estado
- $\mathbf{u}(k) \in \mathbb{R}^s$ es una entrada conocida de control
- $\mathbf{v}(k) \in \mathbb{R}^q$ es una variable aleatoria que describe la incertidumbre de evolución del estado con covarianza $\mathbf{Q}(k)$
- $\mathbf{F}(k)$ es la matriz $n \times n$ de modelo de estado
- $\mathbf{B}(k)$ es la matriz $n \times s$ entrada
- $\mathbf{G}(k)$ es la matriz $n \times q$ de ruido
- $\mathbf{z}(k) \in \mathbb{R}^m$ es el vector de observación
- $\mathbf{w}(k) \in \mathbb{R}^r$ es una variable aleatoria que describe la incertidumbre en la observación, con covarianza $\mathbf{R}(k)$
- $\mathbf{H}(k)$ es la matriz $n \times n$ de modelo de observación
- $\mathbf{D}(k)$ es la matriz $n \times s$ de ruido de observación

Para este tipo de modelo, se puede definir el algoritmo de Kalman como un proceso recursivo de predicción y actualización. La predicción de la observación se lleva a cabo a partir de las observaciones hechas hasta el instante $k-1$ y se define como

$$\hat{\mathbf{z}}(k|k-1) = \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) \quad (5.6)$$

y la predicción del estado actual se obtiene aplicando la ecuación del modelo

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) = \mathbf{F}(k)\hat{\mathbf{x}}(k-1|k-1) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) \quad (5.7)$$

La innovación introducida por la nueva observación $\mathbf{z}(k)$ se define como

$$\nu(k) = \mathbf{z}(k) - \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) \quad (5.8)$$

La covarianza de la innovación es

$$\mathbf{S}(k) = \mathbf{R}(k) + \mathbf{H}(k)\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k) \quad (5.9)$$

con $\mathbf{P}(k|k-1)$ la predicción de la covarianza de estimación, $\mathbf{R}(k)$ la covarianza de la observación. Esta innovación, junto con la predicción de estado, produce la estimación de estado actual según

$$\hat{\mathbf{x}}(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + \mathbf{W}(k)\nu(k) \quad (5.10)$$

con una covarianza de estimación

$$\mathbf{P}(k|k) = \mathbf{P}(k|k-1) - \mathbf{W}(k)\mathbf{S}(k)\mathbf{W}^T(k) \quad (5.11)$$

y una matriz de ganancia

$$\mathbf{W}(k) = \mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}(k)\mathbf{S}^{-1}(k) \quad (5.12)$$

donde la predicción de la covarianza de estimación es

$$\mathbf{P}(k|k-1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k-1|k-1)\mathbf{F}^T(k) + \mathbf{Q}(k) \quad (5.13)$$

Se simplifica el sistema tomando las siguientes consideraciones relativas a un filtro de estado estacionario (o filtro $\alpha\beta$) [92]

1. El filtrado es sincrónico cuando se procesa una señal estable por un tiempo determinado en que se asegura la presencia de esa señal.
2. Las matrices de estado y de observación son invariantes en el tiempo.
3. Utilizamos variables escalares, no vectoriales, por lo que las matrices se transforman en simples constantes o variables.
4. En el caso de $\mathbf{F}$ y $\mathbf{H}$, estas constantes son iguales a 1. Las matrices de covarianza $\mathbf{Q}(k)$ y $\mathbf{R}(k)$ se transforman respectivamente en las varianzas σ_V^2 y σ_W^2 .
5. Las matrices de covarianza de estimación ($\mathbf{P}(k|k)$) y de ganancia ($\mathbf{W}(k)$) son valores escalares, que tienden a sendos estados estacionarios de varianza de estimación y de ganancia: σ_P^2 y W .

De lo anterior, las ecuaciones del sistema se reducen a las expresadas en el gráfico de la Fig.5.31, que se repiten continuación.

$$\begin{aligned} \hat{x}(k|k-1) &= \hat{x}(k-1|k-1) \\ \hat{z}(k|k-1) &= \hat{x}(k|k-1) \\ \hat{x}(k) &= \hat{x}(k|k-1) + W\nu(k) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Para obtener la ganancia W , se aplica la ecuación (5.9) con las simplificaciones anotadas, tal que la varianza de estimación se reduce a

$$\sigma_P^2(k|k-1) = \sigma_P^2(k-1|k-1) + \sigma_V^2(k) \quad (5.15)$$

y la varianza de la innovación se vuelve

$$s(k) = \sigma_W^2(k) + \sigma_P^2(k|k-1) = \sigma_W^2 + \sigma_P^2(k-1|k-1) + \sigma_V^2(k) \quad (5.16)$$

Con esta varianza de innovación, la ganancia $W(k)$ es entonces

$$W(k) = \frac{\sigma_P^2(k|k-1)}{s(k)} = \frac{\sigma_P^2(k-1|k-1) + \sigma_V^2(k)}{\sigma_W^2(k) + \sigma_P^2(k-1|k-1) + \sigma_V^2(k)} \quad (5.17)$$

Puesto que la ganancia $W(k)$ converge a un valor estable W , es posible hallar este valor de antemano, en vez de calcularla en cada paso del filtro. Este valor se puede lograr simulando el filtro fuera de línea (lo que no requiere hacer ninguna observación, y precisa solo los valores de varianza de σ_V^2 y σ_W^2) y usar la ganancia W como constante dentro del filtro. Todo lo anterior simplifica enormemente la implementación circuital del filtro.

5.4.1. Cálculo y simulaciones de variables del estimador lineal

Para ajustar el estimador, es necesario obtener valores apropiados para las varianzas de modelo (σ_W^2) y de sensor (σ_V^2). Estos pueden obtenerse de mediciones sobre el medio con los sensores ya disponibles. Se escoge un $\sigma_V^2 = (2.5\mu s)^2$ (debido al error de 0.5 lsb de la representación del retardo para una precisión de $5\mu s$). Para el ruido del sensor, se podría usar una desviación estándar de 4 bits (a partir de las mediciones en campo con la BSU, ver Subsección 5.3.2), con un σ_W^2 equivalente de $(20\mu s)^2$ (según la Fig. 5.11).

No obstante, puesto que el valor medido en campo con la BSU puede incluir factores físicos de ruido como el viento y sonidos circundantes indeseados, que formalmente no formarían parte del ruido adscribible únicamente al sensor, se decidió utilizar un $\sigma_W^2 = (2.5\mu s)^2$. Si bien este valor es posiblemente un subdimensionamiento de la varianza en el sensor —si se suman los efectos del ruido electrónico y de cuantización introducido por los circuitos de acondicionamiento de la señal—, se decidió utilizarlo de todas formas, considerando que existe la posibilidad de dejar este parámetro programable para ajustes posteriores más finos, mediante el uso de valores de varianza para el sensor obtenidos del modelado estadístico de la BSU definitiva en una cámara anecoica.

El estudio preliminar de la evolución de la ganancia $W(k)$ se llevó a cabo con varios valores arbitrarios de retardo generados aleatoriamente y alimentados al algoritmo de Kalman. Los resultados se muestran en la Fig. 5.19 donde se muestra la tendencia de $W(k)$ hacia un valor estacionario de 0.61803.

5.4.2. Implementación en silicio

La implementación de los bloques de la Fig. 5.16 se subdividió en una sección de control y una ruta de datos, descritas a nivel RTL en Verilog HDL, con miras a una implementación

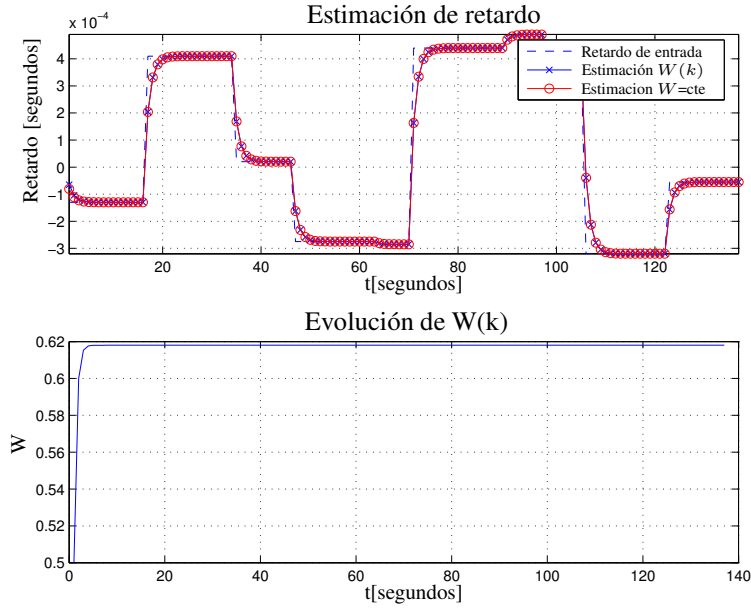


Fig. 5.19: Ejemplo de la convergencia del sistema a una estimación estable para una ganancia $W(k)$ dinámica y para $W(k)=W=\text{constante}$. El valor constante de $W(k)$ es su valor calculado fuera de línea, que tiende a $W=0.61803$ para los valores de varianza usados para el modelo y el sensor.

digital con lógica estándar. Para la sección de control del circuito, se diseñó una máquina de estados que permitiera la programación de la variable de ganancia de Kalman W , a través de la señal L_r (ver Fig. 5.20). Este valor de W debe sostenerse al menos dos ciclos y retirarse antes de retirar la señal L_r . El resto de las señales monitorean la ruta de datos y proveen del control de los registros y de la unidad de multiplicación.

Se utilizó una estructura mixta Mealy/Moore para disminuir al máximo los estados necesarios de la FSM y, en consecuencia, la cantidad de registros de estado.

El diagrama de bloques de la ruta de datos del estimador se muestra en la Fig. 5.21. Para la multiplicación por la constante W se utilizó un multiplicador secuencial de Booth en complemento a 2 (ver [91]), con redondeo y desplazamiento a la salida del mismo, para ajustar la multiplicación en punto fijo por W .

Para apreciar los efectos de la representación limitada a 8 bits de las estimaciones, se estudió el resultado de la implementación RTL en Verilog de la estructura completa, con los datos tomados del simulador ModelSim de Mentor Graphics. Para limitar la complejidad del sistema, se buscó la forma de representar el valor de $W(k)$ con el menor número posible de bits. Se decidió usar una representación de 4 bits, con lo que el valor más cercano representable para W es 0.625.

Se estudió además el caso de utilizar una ganancia $W=0.5$. Para las simulaciones se

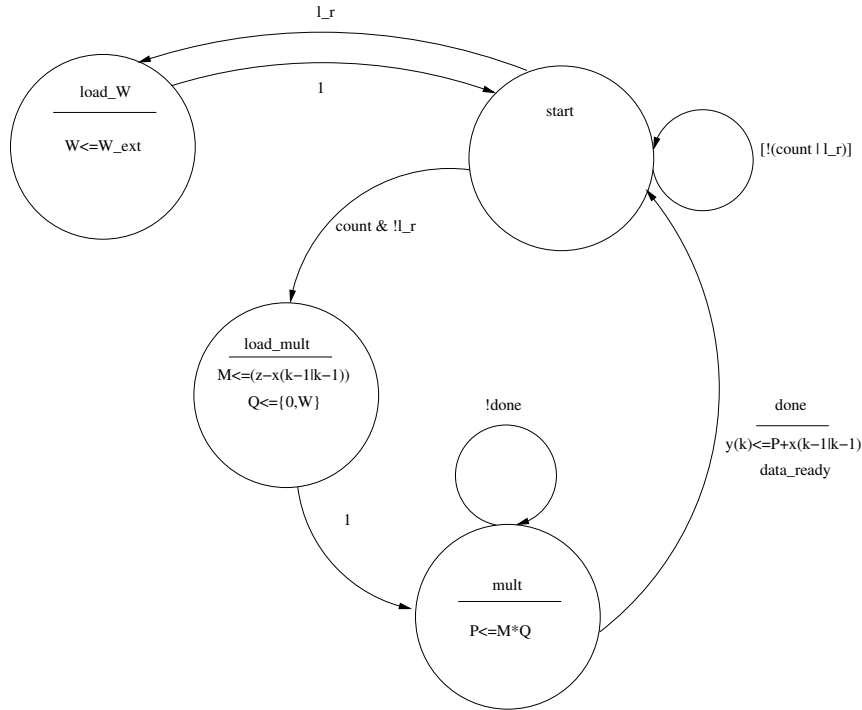


Fig. 5.20: FSM de control del estimador lineal. Las ecuaciones booleanas están escritas en el formato de Verilog HDL usado para la implementación RTL. Las señales de control van a la ruta de datos del estimador de la Fig. 5.21. La señal “count” es la señal “z listo” del contador TOF, e indica una cuenta válida en el mismo. Se utiliza una estructura mixta Mealy/Moore.

usaron retardos con un paso de $2.5\mu s$, a los que se les añade una variación estocástica normal con un σ_W de 4 bits o $25\mu s$. Los resultados se aprecian en la Fig. 5.22. El sistema converge y provee a la vez de la posibilidad de reprogramar su W para posteriores recálculos del mismo.

La validación se ejecutó a nivel de simulación y de FPGA con bancos de prueba ya utilizados para validar los dispositivos similares fabricados antes (ver Subsección 5.3.2). La síntesis se realizó sobre la herramienta de alto nivel Design Compiler de Synopsys, utilizando una biblioteca de celdas estándar para la tecnología escogida de $0.5\mu m$, provista por la Universidad Estatal de Oklahoma EE.UU. (para más información sobre este kit de diseño, ver [93]).

Uno de los objetivos fue el de optimizar la lógica para el menor consumo de potencia posible. Se utilizó la opción provista por Design Compiler de insertar lógica de latch en la señal de reloj para disminuir el consumo dinámico, como parte de los controles de optimización disponibles. Sobre las *netlists* de síntesis generadas por Design Compiler, se llevaron a cabo nuevas simulaciones de verificación, antes de trasladarlas a las herramientas de *back-end*.

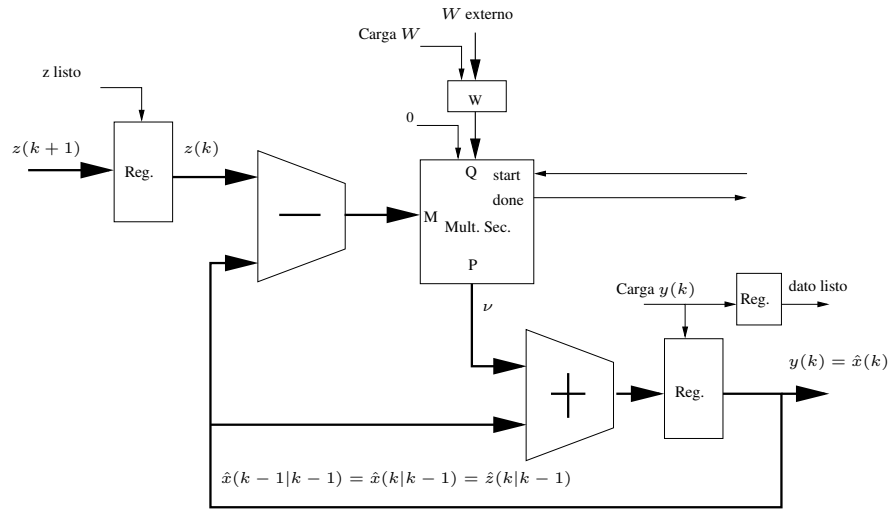


Fig. 5.21: Diagrama de bloques de la descripción RTL en Verilog de la ruta de datos del estimador lineal. El multiplicador secuencial sigue el algoritmo de Booth para números en complemento a 2 (ver [91]). Para ajustar la multiplicación en punto fijo por W , se añadió un redondeo y un desplazamiento a la izquierda de 4 bits, con extensión de signo. Las señales de control provienen de la FSM de la Fig. 5.20. La señal “z listo” proviene del contador TOF. Si no se carga un valor de W , el estimador usa por defecto el $W=0.625$ redondeado a partir del calculado para varianzas de modelo y de sensor de $(2.5\mu s)^2$.

Para finalizar el circuito, se utilizó la herramienta SocEncounter de Cadence para auto-colocación y enrutamiento de las celdas estándar. Finalmente, se completó el layout sobre Virtuoso de Cadence, donde se realizaron las conexiones necesarias para independizar la alimentación de los pads de la de los circuitos. Así es posible evaluar el consumo de la unidad de procesamiento únicamente.

El circuito ya fabricado se muestra en la Fig. 5.23. El tamaño aproximado del circuito es de 0.419mmx0.741 mm, sin incluir los pads. El número de transistores usados es de 5959, incluyendo los de los pads. Una simulación de comprobación final, sobre un *netlist* Spice extraído del layout, se llevó a cabo sobre un simulador de Fast-Spice provisto por Cadence, estimulando el circuito con vectores extraídos de las simulaciones digitales con ModelSim.

5.4.3. Verificación

Las mediciones se llevaron a cabo sobre el mismo banco de pruebas usado para probar la arquitectura de lazo cerrado (ver Subsección 5.3.2), pero tomando solo 130 muestras en vez de 800 por cada retardo medido. En la Fig. 5.24 se muestra un detalle del banco usado. Se realizaron mediciones para señales de entrada de 200Hz, para equiparar con las mediciones del CI de lazo cerrado. En la Fig. 5.25 se observa la convergencia del circuito para distintos

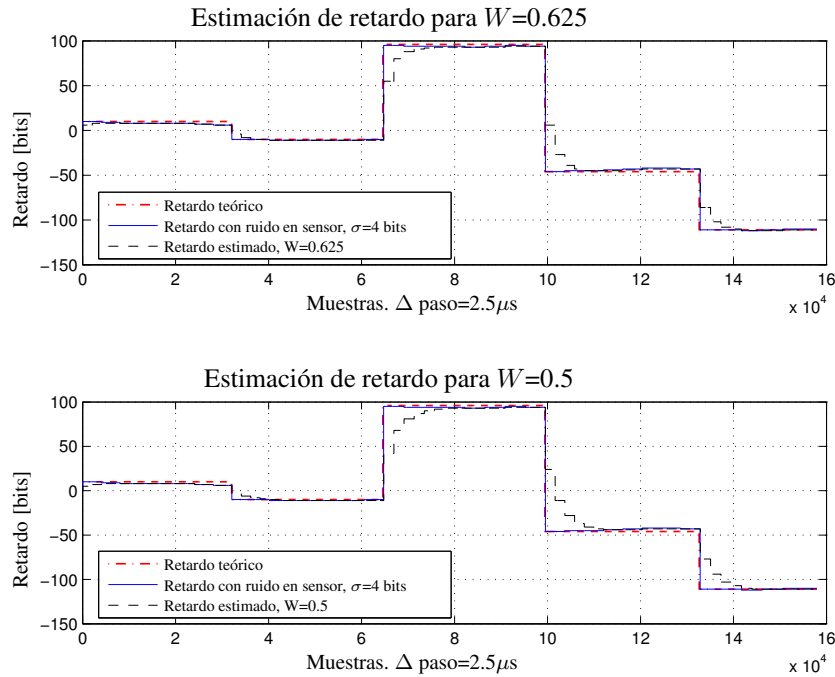


Fig. 5.22: Respuesta del estimador lineal implementado a nivel RTL en Verilog. La resolución es de $5\mu\text{s}$ por bit, con un rango máximo de 8 bits para una representación de $-640/635\mu\text{s}$. La entrada al estimador son dos señales retardadas con un paso de $2.5\mu\text{s}$, con un ruido blanco sumado de $\sigma=4$ bits. Se muestran los resultados para $W=0.625$ y $W=0.5$. El estimador es estable y converge a un valor estacionario entre cinco y siete semiperiodos (flancos) de la señal de entrada, dependiendo de la ganancia usada.

retardos. Nótese la rápida convergencia, en 4 ó 5 muestras (equivalentes a 4 ó 5 flancos de la señal de entrada).

La linealidad del estimador lineal (ver Fig. 5.26) es la misma del estimador de lazo cerrado, con desviaciones solo fuera de la zona de rango. La desviación estándar es la esperada: $2.5\mu\text{s}$ (ver Fig. 5.27).

Finalmente, se realizaron también mediciones para señales de 1kHz para verificar la funcionalidad del estimador a esa frecuencia, más cercana a la de las señales reales a medir. Puesto que para señales periódicas el estimador solo puede medir retardos no mayores a $1/4$ del período de la señal (para evitar engaños por enganche en flancos equivocados), en este caso el dispositivo queda limitado a retardos máximos de $250\mu\text{s}$. En la Fig. 5.28 se observa el error respectivo. La convergencia, a diferencia del estimador de lazo cerrado de la Sección 5.3, no depende de la frecuencia de las señales de entrada.

El consumo medido se muestra en la Tabla 5.2 para señales de entrada de 200Hz y

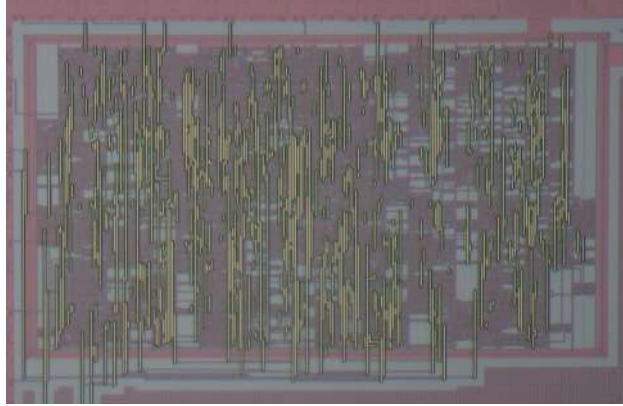


Fig. 5.23: Fotografía del CI estimador lineal, realizado con una biblioteca de celdas estándar sobre un proceso CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$. El tamaño aproximado del circuito es de $0.419\text{mm} \times 0.741\text{ mm}$, sin incluir los pads. El número de transistores usados es de 5959, incluyendo los de los pads.



Fig. 5.24: Banco de pruebas usado para el estimador lineal. Las señales de estímulo provienen de la FPGA, que también recoge los resultados del CI y los envía por RS-232 a Matlab (ver Subsección 5.3.2 para más detalles). En la imagen, el circuito se encuentra midiendo un retardo de $355\mu\text{s}$, equivalente a 71 cuentas en el estimador.

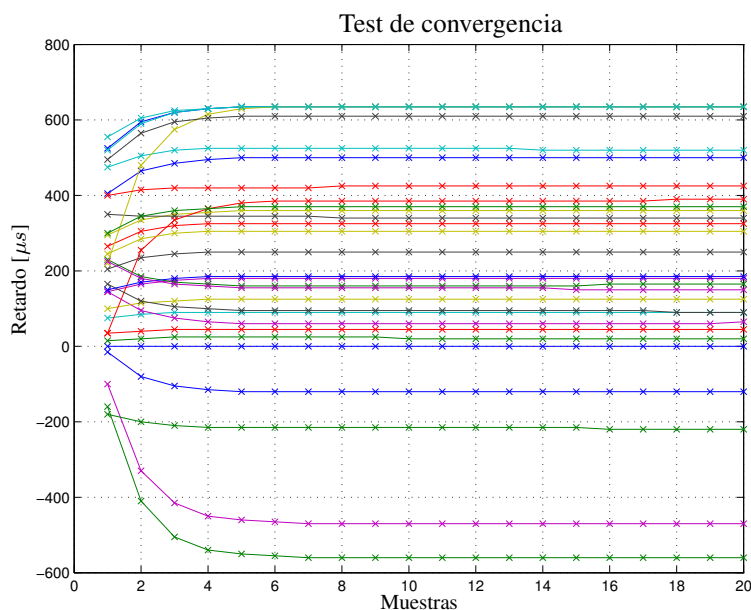


Fig. 5.25: Detalle de las pruebas de convergencia para un patrón aleatorio de retardos sobre dos señales de 200Hz. Nótese la rápida convergencia del estimador (en a lo sumo 5 muestras de retardo o flancos de la señal de entrada).

1.2kHz, para alimentaciones de 3.3 y 2V. Al comparar estos resultados contra el estimador a lazo cerrado de la Sección 5.3, se aprecia como la disipación de potencia de la arquitectura del estimador lineal es mayor, aunque siempre acotada a unos pocos μW , con el beneficio de una mucho mayor velocidad de convergencia en la estimación. Ello lo hace adecuado para el problema de localización de señales impulsivas de pocas decenas de milisegundos de duración.

Tabla 5.2: Consumo final del CI estimador de retardo basado en filtro lineal de Kalman (excluidos pads). Aunque el consumo está por encima del alcanzado por el circuito de lazo cerrado de la Sección 5.3, este queda siempre acotada a unos pocos μW , con el beneficio de una mucho mayor velocidad de convergencia en la estimación.

Frecuencia de señal de entrada	Consumo μA 3.3V@200kHz	Potencia μW 3.3V@200kHz	Consumo μA 2V@200kHz	Potencia μW 2V@200kHz
200Hz	2.93	9.8	1.64	3.3
1.2kHz	5.14	11.6	1.82	3.65

Es necesario acotar, sin embargo, que para los efectos prácticos, la mayor velocidad de

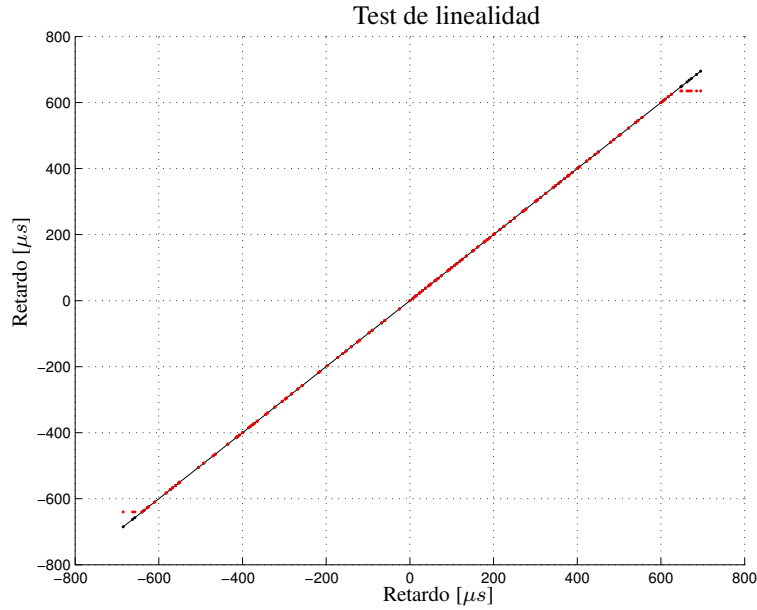


Fig. 5.26: Prueba de linealidad del estimador lineal. Nótese que el sistema diverge solo en las zonas ya fuera de su rango.

convergencia de este circuito hace que su consumo de energía sea equivalente al de lazo cerrado para un cálculo determinado. Por ejemplo, de las mediciones en campo realizadas para la BSU, se determinó que los retardos máximos a medir oscilaban alrededor de 60 cuentas, o $300\mu s$, sobre una señal de $200Hz$. Para este retardo, según la Ec. (5.4), el tiempo total para una estimación correcta por el estimador de lazo cerrado es de

$$T_{conv} = 0.5 \times \frac{200kHz}{200Hz} \times |300\mu s| = 150ms$$

Para este tiempo, el consumo de energía del estimador de lazo cerrado será de

$$E = 150ms \times 1.04\mu W = 156nJ$$

Para este mismo retardo, usando el estimador Kalman y suponiendo un máximo de seis flancos de la señal de entrada como peor caso para su convergencia a una estimación correcta, el consumo de energía equivalente sería de

$$E = 0.5 \times 6 \times (200Hz)^{-1} \times 9.8\mu W = 147nJ$$

Es decir, que si la alimentación al estimador es administrada de forma que solo se le aplique cuando se requiere una estimación, se puede lograr con el estimador de Kalman un consumo

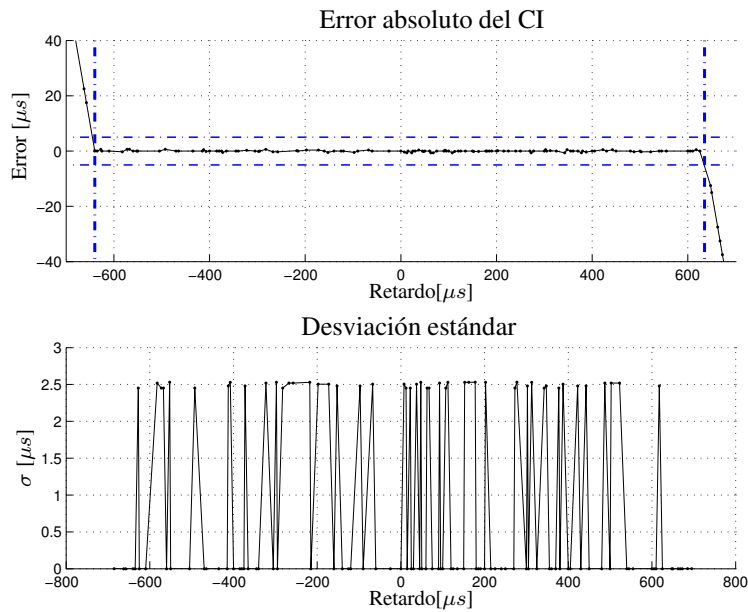


Fig. 5.27: El error del circuito está siempre acotado a una desviación estándar de $2.5\mu s$, tal como se espera.

final menor o a lo sumo equivalente que con el estimador de lazo cerrado. Algo que se puede mejorar aún más portando el estimador de Kalman a la misma tecnología de $0.35\mu m$ usada para implementar el estimador de lazo cerrado.

Como último punto, se comprobó también la programabilidad de la constante W . En la Fig. 5.29 se aprecia la convergencia del CI para distintos valores cargados de W . Se corrieron las mismas pruebas anteriores para estos valores, que no se muestran por ser redundantes. La programabilidad provee entonces de cierta flexibilidad en el circuito, en caso en que los valores óptimos de ganancia se modifiquen al variar las condiciones de ruido en los sensores que se utilicen.

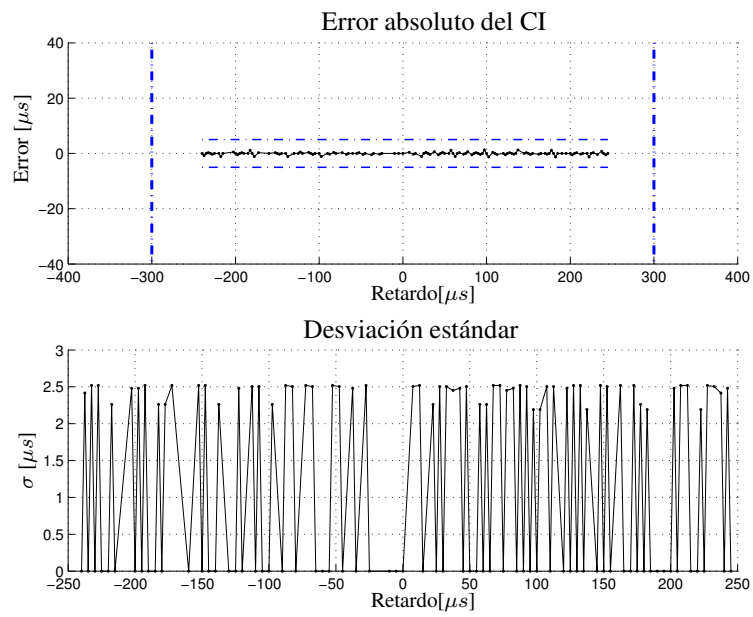


Fig. 5.28: Error del circuito estimador lineal para medición de retardos entre dos señales de 1kHz. El retardo máximo a medir es de $250\mu s$, y está siempre acotado a una desviación estándar de $2.5\mu s$.

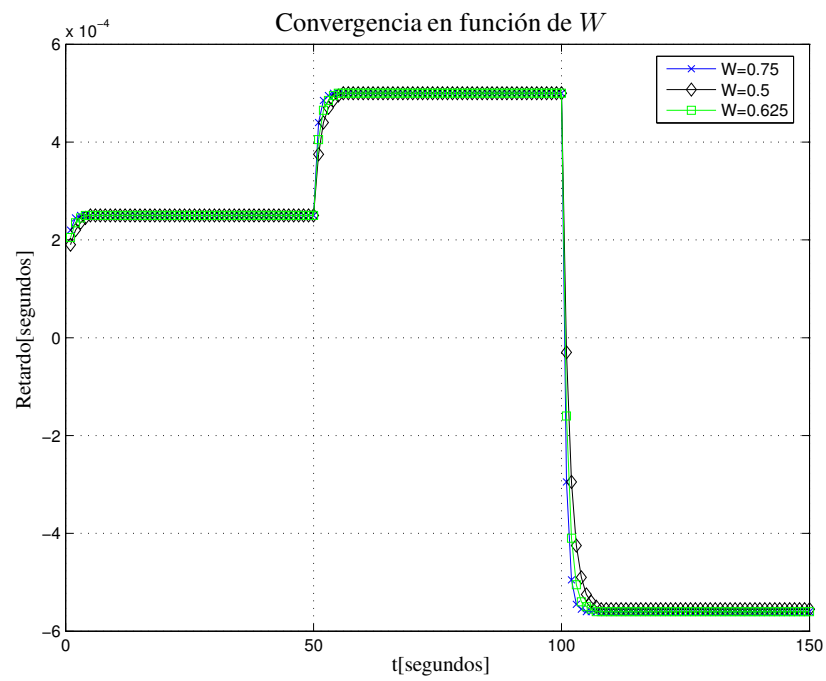


Fig. 5.29: Verificación de la programabilidad de la constante W y comparación de la convergencia para distintos valores de la misma.

5.5. Sistema de lazo cerrado con algoritmo de búsqueda binaria para la estimación del retardo

Como una alternativa extra de implementación de estimadores de retardo, se propuso el mismo sistema de lazo cerrado, pero con un algoritmo de búsqueda binaria para la estimación (al que se llamará de ahora en adelante: estimador binario). La ventaja de usar este algoritmo es que no se necesita conocer el valor en sí del retardo medido entre las señales de entrada Y_1 y Y_2 , sino solo el signo del error existente entre ese retardo y el estimado: $x(k)$, siguiendo lineamientos similares a los de la Sección 5.3. El sistema así planteado sigue la configuración general planteada en la Fig. 5.30.

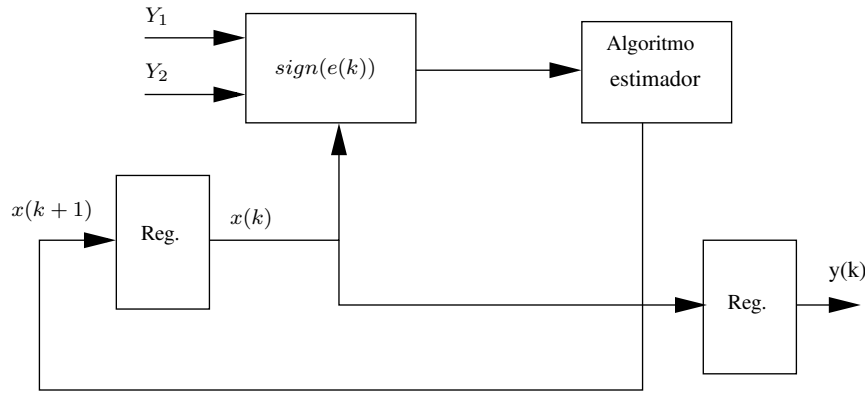


Fig. 5.30: Diagrama de bloques de un estimador binario. El circuito usa una estructura de detección de signo de error, similar a la usada en el estimador de lazo cerrado de la Sección 5.3. No es necesario conocer o medir el retardo entre las señales de entrada Y_1 y Y_2 . Solamente el error entre ese retardo y el estimado: $x(k)$.

Por facilidades de reutilización, sin embargo, se decidió aprovechar el detector de tiempo de vuelo implementado para el estimador lineal, y generar el signo del error por medio de un comparador de magnitudes, en vez del detector usado en la implementación de la Sección 5.3. Esta modificación se muestra en la Fig. 5.31. Así, $z(k)$ es la diferencia existente entre la medición de tiempo de vuelo entre un flanco de la señal Y_1 y un flanco de la señal Y_2 (o viceversa), muestreada a intervalos $k = 5\mu s$. El sistema ya descrito en la Fig. 5.17 estima esta diferencia, y la comparación entre $z(k)$ y $x(k)$ se alimenta al algoritmo de búsqueda binaria (ver Fig. 5.32).

A la primera medición de $z(k)$ (una cuenta de TOF iniciada por un flanco válido en Y_1 o Y_2), el sistema trata de hallar el retardo estimado $x(k + 1)$ siguiendo un algoritmo de búsqueda binaria, a partir de la comparación sucesiva de las señales actuales $z(k)$ y $x(k + 1)$. Cada flanco siguiente, avanza una iteración en el algoritmo, hasta que $z(k) = x(k)$ o

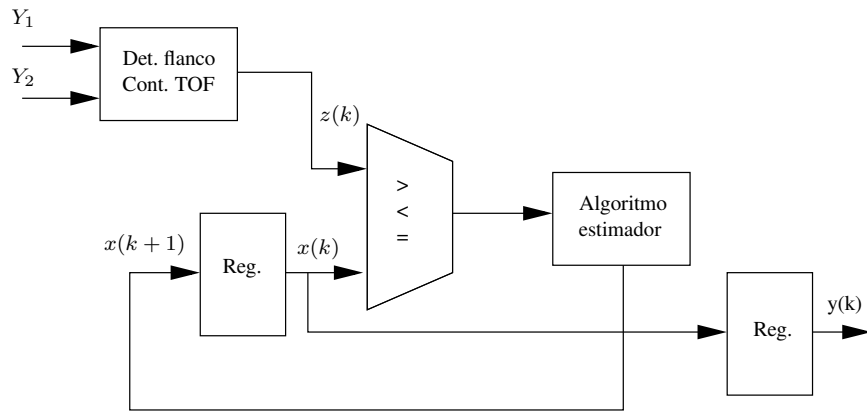


Fig. 5.31: Diagrama de bloques de la ruta de datos del estimador binario alternativo, descrito en Verilog HDL. El circuito utiliza el contador TOF ya usado en el estimador lineal y un comparador de magnitud para generar el signo del error 5.3.

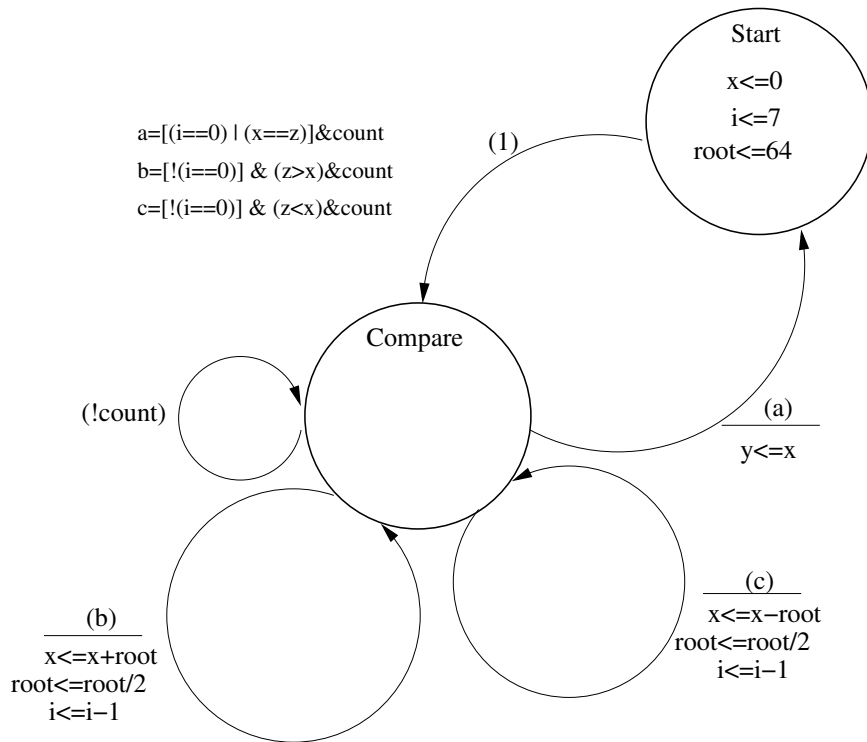


Fig. 5.32: Detalle del algoritmo de búsqueda binaria para estimación del retardo. El algoritmo se escribe como una máquina de estados mixta Mealy/Moore para ahorrar estados. Las ecuaciones booleanas están escritas en el formato de Verilog HDL.

se cumplen siete iteraciones de búsqueda (lo que ocurra primero). Cumplida alguna de las condiciones anteriores, el cálculo se alimenta a la salida $y(k)$. El procedimiento se detalla en el diagrama de estados de la Fig. 5.32. La primera comparación verifica si el valor de entrada es positivo o negativo. La raíz de búsqueda se sitúa en la mitad del rango posible (64 para 7 bits), y con cada iteración este valor se divide entre dos. Puesto que este algoritmo es simétrico, el valor de retardo estimado estará siempre en el rango $-127 \leq y(k) \leq 127$.

Es claro que, en términos de velocidad de convergencia, el usar ya sea un sensor de carrera libre o un esquema similar al de la Sección 5.3 para generar el signo del error no ofrece diferencia alguna, al estar dicha velocidad determinada por el algoritmo de búsqueda en sí. Por ello se muestran los resultados obtenidos para comparar contra el estimador lineal.

Una posterior implementación de este estimador binario, siguiendo un esquema similar al de la Sección 5.3, podría significar una mejora en el consumo de este circuito (si bien la diferencia entre la estructura de la Fig. 5.30 y la de la Fig. 5.31 en términos de recursos lógicos a usar no parece determinante a primera vista). La misma no se llevó a cabo por razones de tiempo, toda vez que la misma puede verificarse sobre una FPGA y que, en la situación actual, no aporta una diferencia notable para las intenciones de esta tesis.

5.5.1. Diseño y verificación

La única diferencia de este circuito con respecto al del estimador lineal, es la sustitución en el código RTL Verilog de la ruta de datos de la Fig. 5.21 por una máquina de estados que implemente el algoritmo de búsqueda binario (Fig. 5.32) y añadir un comparador de magnitud a la salida del contador TOF. Las pruebas y simulaciones corridas por tanto se ejecutaron con los mismos bancos de prueba. La FSM se implementó como una máquina de estados mixta (Mealy/Moore) para disminuir el número de estados necesarios. Un ejemplo de estimación de retardos se muestra en la Fig. 5.33.

Se usó el mismo flujo de diseño y la misma biblioteca de celdas estándar que se describe en la Subsección 5.4.2. Igualmente, se introdujeron las opciones de optimización de potencia mediante inserción de lógica de latch en el reloj de los registros. En la Fig. 5.34 se aprecia el circuito luego de su fabricación en una tecnología CMOS estándar de $0.5\mu\text{s}$. El tamaño aproximado del circuito es de $0.39\text{mm} \times 0.675\text{mm}$, sin incluir el área de los pads. El número de transistores usados fue de 4274, incluyendo los de los pads.

Se utilizó el mismo banco de pruebas de la Subsección 5.4.3. La convergencia del CI se grafica en la Fig. 5.35. Notar que cada muestra aquí equivale a 8 flancos de las señales de entrada. Los resultados de las pruebas en términos de error absoluto y desviación se muestran en la Fig 5.37. El consumo final del circuito es levemente inferior al del estimador lineal. Esto puede optimizarse introduciendo el sensor de signo en vez del medidor de retardo libre, dada la menor complejidad del primero. Pero la velocidad de convergencia del estimador binario es inferior a la del estimador lineal en al menos 3 muestras de retardo para el mejor de los

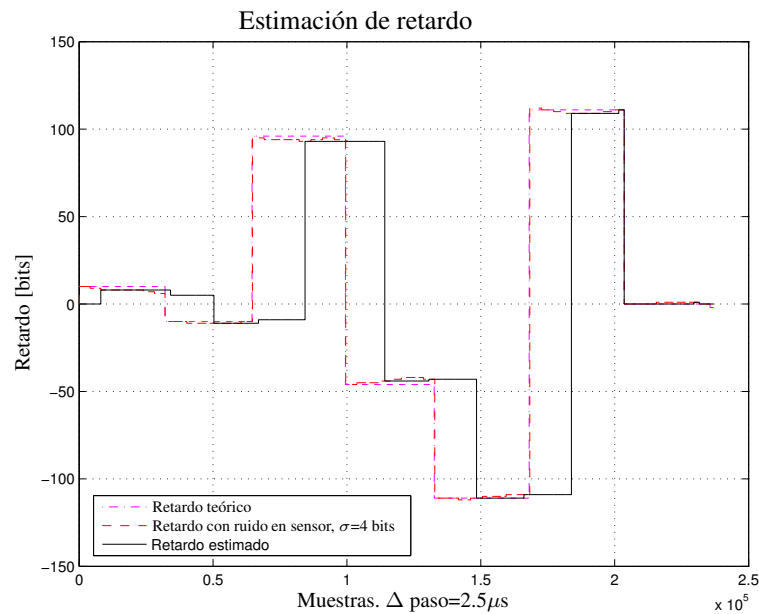


Fig. 5.33: Respuesta del estimador por búsqueda binaria implementado a nivel RTL en Verilog. La resolución es de $5\mu\text{s}$ por bit, con un rango máximo de 8 bits para una representación de $-635/635\mu\text{s}$. El sistema converge siempre en 8 ó 16 flancos de señal. Esto lo hace levemente más ineficiente que el estimador basado en un filtro lineal.

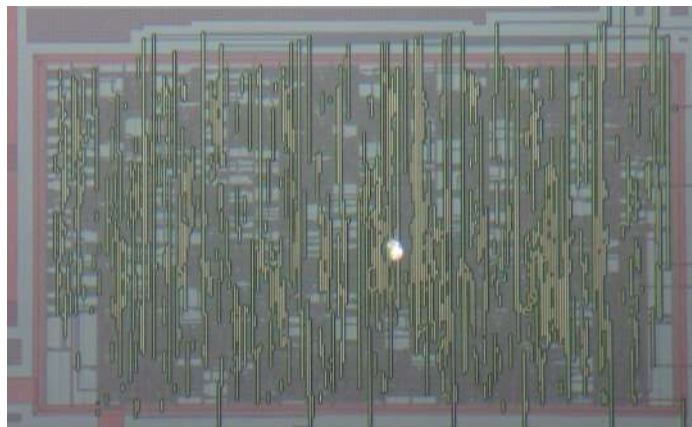


Fig. 5.34: Fotografía del CI de estimación de retardo basado en búsqueda binaria, realizado con una biblioteca de celdas estándar sobre un proceso CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$. El tamaño aproximado del circuito es de $0.39\text{mm} \times 0.675\text{mm}$, sin incluir el área de los pads. El número de transistores usados fue de 4274, incluyendo los de los pads.

casos, y hasta 11 muestras para el peor.

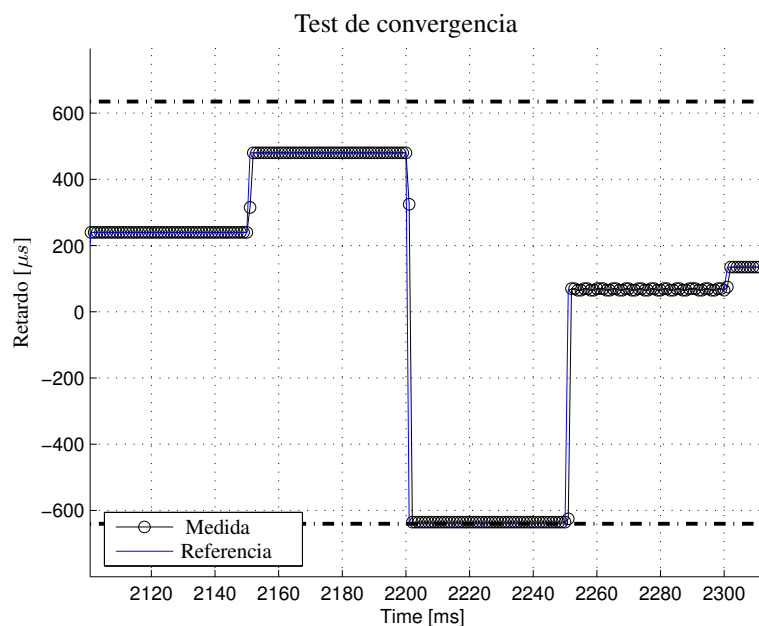


Fig. 5.35: Detalle de convergencia del algoritmo binario. Cada valor medido equivale a un ciclo de iteración del algoritmo (ocho muestras de retardo).

Tabla 5.3: Consumo final del CI estimador de retardo basado en un algoritmo de búsqueda binaria(excluidos pads). El consumo es levemente menor que el del estimador lineal. No obstante, su velocidad de convergencia es superior (entre 8 y 16 muestras del retardo).

Frecuencia de señal de entrada	Consumo μA 3.3V@200kHz	Potencia μW 3.3V@200kHz	Consumo μA 2V@200kHz	Potencia μW 2V@200kHz
200Hz	2.4	8	1.34	2.69
1.2kHz	4.47	9.96	1.41	2.82.

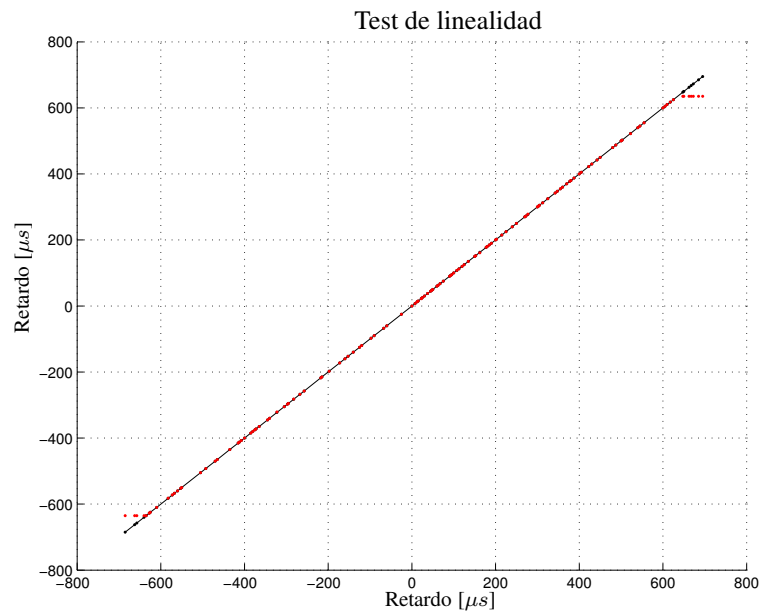


Fig. 5.36: Prueba de linealidad del estimador binario.

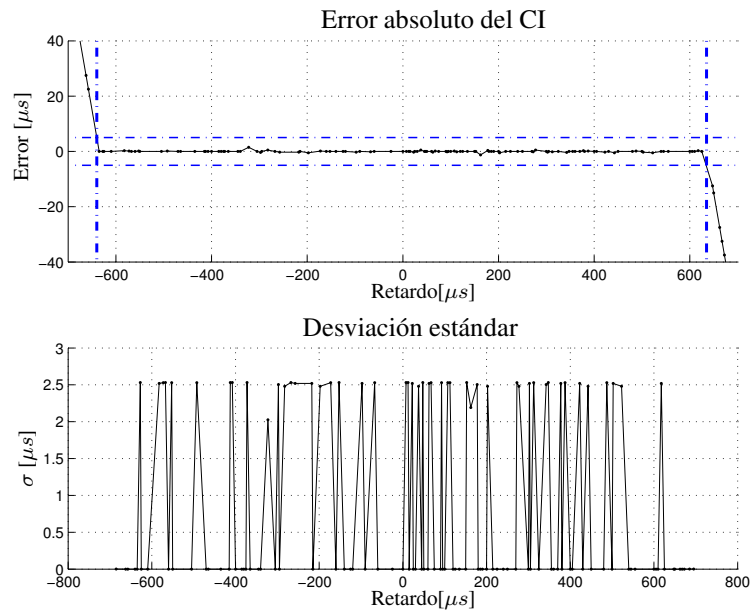


Fig. 5.37: El error del circuito está siempre acotado a una desviación estándar de $2.5 \mu s$, tal como se espera.

5.6. Conclusiones

En este capítulo se han descrito las estrategias de estimación de retardo basadas en líneas de retardo existentes en la literatura, y se han propuesto tres alternativas basadas en sistemas de lazo cerrado para estimar retardos en señales acústicas en el rango de frecuencias [200-1200Hz]:

- Se ha visto como una arquitectura de lazo cerrado sustituye con éxito las arquitecturas basadas en cadenas de registros usados como líneas de retardo, para la estimación de retardo en dos señales digitales. El algoritmo ha sido desarrollado y comprobado en una tecnología CMOS estándar de $0.35\mu\text{m}$, con una precisión similar a las obtenidas en otras implementaciones, y con un consumo resultante de solo $1.04\mu\text{W}$ a $3.3\text{V}@200\text{kHz}$, 282nW a $1.8\text{V}@200\text{kHz}$ (sin incluir pads). El CI ha sido utilizado con éxito como parte de un nodo localizador de ángulo, dentro de una red inalámbrica de sensores. El circuito es funcional para la detección de retardos en señales en el rango [100-1000Hz], con un tiempo de convergencia y precisión similares a los de implementaciones alternativas. El mismo ha sido reportado en [82]. Sin embargo, este mismo tiempo de convergencia le impide una detección eficaz de señales impulsivas tales como las producidas por disparos de armas de fuego (con frecuencias dominantes situadas alrededor de 1000Hz, con una duración no superior a los 200ms).
- Se ha estudiado un algoritmo de estimación de retardo basado en un filtro lineal de Kalman, y se ha simplificado el mismo para llevarlo a una arquitectura digital de muy bajo consumo, en la que se han aplicado técnicas conocidas de ahorro de potencia en circuitos digitales. El algoritmo ha sido desarrollado y comprobado en una tecnología CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$, con una precisión similar a las obtenidas en implementaciones con especificaciones de precisión equivalentes y con un consumo resultante de $9.8\mu\text{W}$ a $3.3\text{V}@200\text{kHz}$, $3.3\mu\text{W}$ a $2\text{V}@200\text{kHz}$, para señales de entrada de 200Hz (sin incluir pads). El circuito tiene una respuesta de convergencia no superior a 5 ó 6 muestras de retardo (o flancos de la señal a detectar), y permite un ajuste de su constante principal de filtrado, para adaptar el mismo a distintas condiciones de ruido. A pesar de su consumo superior al estimador de lazo cerrado, su rapidez y programabilidad de convergencia lo hacen ideal para la localización en ambientes selváticos de señales impulsivas de corta duración. Por otra parte, no es necesario que este bloque funcione todo el tiempo, sino solo cuando se detecte un disparo. Esto significa que en determinadas condiciones este estimador puede consumir menos energía que el estimador de lazo cerrado, al requerir mucho menos tiempo para converger a un resultado correcto.
- Se ha estudiado un estimador basado en un algoritmo de búsqueda binaria, al que se le

han aplicado técnicas conocidas de ahorro de potencia en circuitos digitales. El algoritmo se ha desarrollado y comprobado en una tecnología CMOS estándar de $0.5\mu\text{m}$, con una precisión similar a las obtenidas en implementaciones con especificaciones de precisión equivalentes y con un consumo de $8\mu\text{W}$ a $3.3\text{V}@200\text{kHz}$, $2.69\mu\text{W}$ a $2\text{V}@200\text{kHz}$, para señales de entrada de 200Hz (sin incluir pads). El circuito tiene una respuesta de convergencia siempre situada entre 8 y 16 muestras de retardo (o flancos de la señal a detectar), lo que le hace levemente inferior al estimador lineal. El estimador puede optimizarse en términos de área sustituyendo la lógica de medición de retardo de entrada por un simple detector de signo similar al de la arquitectura de lazo cerrado, lo que significaría un recorte en el consumo, pero sin mejoras en el tiempo de convergencia.

Capítulo 6

Conclusiones y aportes

A continuación, se desglosan los principales aportes y conclusiones de este trabajo, así como las futuras líneas de trabajo que se desprenden del mismo:

- La detección de señales acústicas impulsivas tales como las de disparos de armas de fuego puede realizarse mediante un algoritmo de detección que tome en cuenta los súbitos cambios de energía contra un umbral de energía adaptivo.
- Un sistema de detección de señal por umbral adaptivo es eficiente –según la teoría de detección de señales– dependiendo del acondicionamiento o procesamiento previo de la señal a detectar.
- Los filtros apareados o de correlación contra una plantilla, como procesamiento previo de señal, son de una alta efectividad para la detección por umbral adaptivo de ondas acústicas impulsivas –superior al 90 %, con un porcentaje de fallos nulo–, pero su realización electrónica es de alta complejidad.
- El procesamiento por filtros discretos o continuos de onditas permiten una detección por umbral adaptivo de ondas acústicas impulsivas relativamente eficiente –levemente inferior a un 90 %, con un porcentaje de fallos alrededor del 7 %–, a cambio de una implementación relativamente sencilla.
- Se ha construido la primera versión de un circuito de procesamiento continuo por onditas utilizando un banco paralelo de filtros pasa banda Gm-C y una unidad de cálculo de energía, con un consumo relativamente bajo de $21.46\mu\text{W}$ a 3V, usando una tecnología estándar CMOS de $0.5\mu\text{m}$. La verificación eléctrica del circuito muestra que es funcional. Sucesivas mejoras apuntan a disminuir su consumo y mejorar su eficiencia de detección: en primer término, disminuyendo los problemas de *offset* hallados, mediante el cambio de la topología de salida de los bancos de filtros para asegurar un mejor apareamiento de los dispositivos de salida. En segundo término, disminuyendo el efecto de las capacidades parásitas el nodo común de interconexión de los filtros pasabanda, introduciendo buffers en cada sección para evitar la interferencia de la capacidad parásita con las constantes de tiempo deseada. En tercer lugar, reajustando las dimensiones del banco de capacitores para evitar la recalibración excesiva de los valores de g_m de los OTAs, y así evitar a su vez el aumento del consumo. A futuro, una vez evaluada la unidad fabricada contra un conjunto de muestras equivalente al usado en el estudio algorítmico, se podrá completar todo el sistema detector con un filtro de promedio deslizante incorporado ya en el chip.
- Se ha construido una escalera discreta de filtros de onditas Haar usando filtros de capacitores conmutados. Simulaciones han mostrado su alta precisión (un error absoluto inferior al 1.5 %) y relativo bajo consumo, en el orden de $40\mu\text{W}$ a 3V@14kHz. La verificación eléctrica del mismo permitirá determinar si es posible disminuir este

consumo sin afectar su precisión. Una mejora sucesiva deberá incluir una unidad de cálculo de energía y un filtro de promedio deslizante para completar el detector.

- Se ha mostrado un circuito con un consumo de $1.04\mu\text{W}$ a $3.3\text{V}@200\text{kHz}$, 282nW a $1.8\text{V}@200\text{kHz}$, capaz de calcular el retardo entre dos señales digitales, usando un simple algoritmo de lazo cerrado en una tecnología estándar CMOS de $0.35\mu\text{m}$. El circuito supera el desempeño en consumo de los circuitos con similares especificaciones de precisión y tiempo de estimación hallados en la literatura, y ha sido comprobado como parte de un nodo de una red inalámbrica de sensores para la localización de fuentes sonoras periódicas. Su relativamente lenta velocidad de convergencia –dependiente de la frecuencia de las señales de entrada–, limita no obstante su aplicabilidad a la localización de señales impulsivas.
- Se ha mostrado un circuito con un consumo de $9.8\mu\text{W}$ a $3.3\text{V}@200\text{kHz}$ y $3.3\mu\text{W}$ a $2\text{V}@200\text{kHz}$, capaz de calcular el retardo entre dos señales digitales en apenas cuatro o cinco flancos de las señales de entrada, usando un algoritmo simplificado de filtro lineal de Kalman en una tecnología estándar CMOS de $0.5\mu\text{m}$. La programabilidad de la ganancia de este estimador lineal permite además adaptar el circuito a distintas condiciones de ruido en la electrónica de acondicionamiento de señal y del ambiente mismo. La rapidez de convergencia del circuito –independiente de la frecuencia de las señales de entrada– lo vuelve idóneo para la localización de señales impulsivas, ergo, de muy corta duración.
- Se ha mostrado un circuito con un consumo de $8\mu\text{W}$ a $3.3\text{V}@200\text{kHz}$ y $2.69\mu\text{W}$ a $2\text{V}@200\text{kHz}$, capaz de calcular el retardo entre dos señales digitales en apenas ocho o dieciséis flancos de las señales de entrada, usando un algoritmo de búsqueda binaria en una tecnología estándar CMOS de $0.5\mu\text{m}$. La rapidez de convergencia del circuito significa que puede usarse para la localización de señales impulsivas, si bien su velocidad de convergencia es menor a la del estimador lineal. Una mejora en el circuito podría disminuir relativamente su consumo, al cambiar su sensor de error por una topología más simple de detección de signo de error, sin alterar su velocidad de convergencia.
- Las unidades de localización pueden integrarse dentro del sensor de detección de disparos, de forma que su funcionamiento se limite solo a aquellas ocasiones en que el detector indique la presencia de un fenómeno impulsivo (simplemente proveyendo la alimentación y los relojes a las unidades de localización en dicho caso). Ello implicaría un consumo aún más restringido.
- Líneas futuras de trabajo apuntan a la integración en un solo CI de los circuitos de detección y los circuitos localizadores, y su incorporación dentro de un nodo sensor completo, que realice las tareas de clasificación y conexión de radio frecuencia con la

red. Asimismo, se debe arrancar con el desarrollo de la interfaz de estos nodos con la capa superior de red para el debido proceso de la información.

Apéndice A

Verificación de condiciones de admisibilidad de un polinomio pasabanda de orden tercero utilizado como función de ondita continua.

A.1. Introducción

En este apéndice se verifica el cumplimiento de las condiciones para considerar como una función de ondita a un polinomio del tipo

$$\Psi(s)_n = \frac{\frac{2^n s}{\omega_1}}{(1 + \frac{2^{n-1} s}{\omega_1})^2 (1 + \frac{2^n s}{\omega_1})} \quad (\text{A.1})$$

Este polinomio tiene para $n=1$ una respuesta temporal al impulso igual a

$$\psi(t) = 2\omega_1(1 + \omega_1 t)e^{-\omega_1 t} - 2\omega_1 e^{-\omega_1 t/2} \quad (\text{A.2})$$

que se ejemplifica, para las bandas de interés de la Tabla A.1, en la Fig. A.1. La definición de estos requerimientos puede hallarse en [40].

Tabla A.1: Diadas del banco de filtros en paralelo propuesto en el capítulo 3. Cada filtro está basado en el polinomio descrito por la ecuación A.1, para $\omega_1 = 2^3\omega_3 = 2^4\omega_4 = 2^5\omega_5 = 14000\pi\text{rad/s}$

Coeficiente n	Banda de Frec. (Hz)
3	875-437.5
4	437.5-218.75
5	218.75-128.375

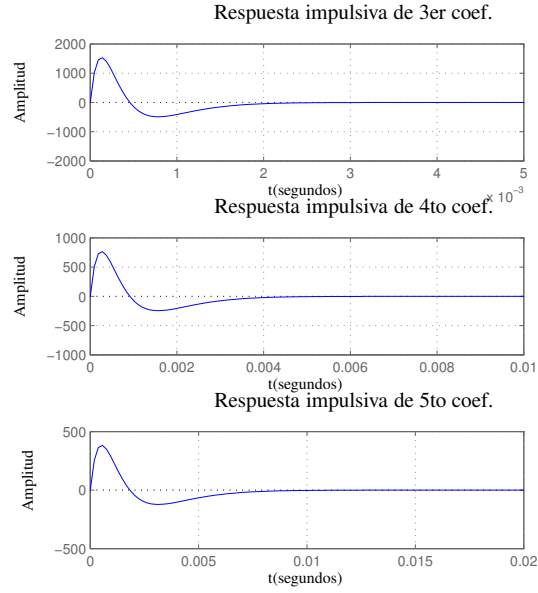


Fig. A.1: Respuesta al impulso para los coeficientes 3, 4, 5. Frecuencia $\omega_1 = 14000\pi\text{rad/s}$

A.2. Integración a cero en tiempo infinito

La primera condición a cumplir es que la ondita tenga un valor medio nulo en el tiempo. Formalmente, hay que verificar que

$$\begin{aligned}
 \int_0^{+\infty} \psi(t) dt &= 2\omega_1 \int_{-\infty}^{+\infty} [(1 + \omega_1 t)e^{-\omega_1 t} - e^{-\omega_1 t/2}] u(t) dt \\
 &= 2\omega_1 \int_0^{+\infty} [(1 + \omega_1 t)e^{-\omega_1 t} - e^{-\omega_1 t/2}] dt \\
 &= 2\omega_1 \left[\int_0^{+\infty} (1 + \omega_1 t)e^{-\omega_1 t} dt - \int_0^{+\infty} e^{-\omega_1 t/2} dt \right] \quad (\text{A.3})
 \end{aligned}$$

Resolviendo las integrales por separado

$$\begin{aligned}
 \int_0^{+\infty} (1 + \omega_1 t) e^{-\omega_1 t} dt &= \int_1^{+\infty} e^1 u e^{-u} \frac{du}{\omega_1} \text{ con } u = 1 + \omega_1 t \\
 &= \frac{e^1}{\omega_1} \lim_{M \rightarrow +\infty} \int_1^M u e^{-u} du \\
 &= \frac{e^1}{\omega_1} \lim_{M \rightarrow +\infty} [-e^{-u}(u + 1)] \Big|_1^M \\
 &= -\frac{e^1}{\omega_1} \lim_{M \rightarrow +\infty} \left[u e^{-u} \Big|_1^M + e^{-u} \Big|_1^M \right] \\
 &= -\frac{e^1}{\omega_1} [0 - e^{-1} + 0 - e^{-1}] \\
 &= \frac{2}{\omega_1}
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

y

$$\begin{aligned}
 \int_0^{+\infty} e^{-\omega_1 t/2} dt &= \lim_{M \rightarrow +\infty} \int_0^M e^{-\omega_1 t/2} dt \\
 &= \lim_{M \rightarrow +\infty} \left. \frac{-2}{\omega_1} e^{-\omega_1 t/2} \right|_0^M \\
 &= \frac{2}{\omega_1}
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

por lo que

$$\int_0^{+\infty} \psi(t) dt = 2\omega_1 \left[\frac{2}{\omega_1} - \frac{2}{\omega_1} \right] = 0 \tag{A.6}$$

Es decir, que la función cumple este requisito.

A.3. Pertenencia de $\psi(t)$ a $L^2(\mathbb{R})$ (energía finita)

Se tiene una función del tipo

$$\psi(t) = 2\omega_1(1 + \omega_1 t)e^{-\omega_1 t} - 2\omega_1 e^{-\omega_1 t/2}$$

Puede verse que

$$\begin{aligned}
 |\psi(t)| &\leq 2\omega_1 |1 + \omega_1 t| e^{-\omega_1 t} + 2\omega_1 e^{-\omega_1 t/2} \\
 &\leq 2\omega_1 (1 + \omega_1 t) e^{-\omega_1 t/2} + 2\omega_1 e^{-\omega_1 t/2}, \text{ pues } \frac{\omega_1}{2} < \omega_1 \Rightarrow e^{-\frac{\omega_1}{2}t} > e^{-\omega_1 t} \\
 &= 4\omega_1 \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2}
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

Entonces

$$|\psi(t)|^2 \leq 16\omega_1^2 \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right)^2 e^{-\omega_1 t} \quad (\text{A.8})$$

y por lo tanto

$$\begin{aligned} \int_0^{+\infty} |\psi(t)|^2 dt &\leq 16\omega_1^2 \int_0^{+\infty} \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right)^2 e^{-\omega_1 t} dt \\ &= 32\omega_1 e^1 \omega_1 \lim_{M \rightarrow \infty} \int_1^M u^2 e^{-u} du, \text{ con } u = 1 + \omega_1 \frac{t}{2} \\ &= 32\omega_1 e^1 \omega_1 \lim_{M \rightarrow \infty} (-u^2 e^{-u} - 2u e^{-u} - 2e^{-u}) \Big|_1^M \\ &= 32\omega_1 e^1 \omega_1 \left\{ \lim_{M \rightarrow \infty} (-M^2 e^{-M} - 2M e^{-M} - 2e^{-M}) + (1 + 2 + 2)e^{-1} \right\} \\ &= 160\omega_1 \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

y por lo tanto $\psi(t) \in L^2(\mathbb{R})$.

A.4. Pertenencia de $\hat{\Psi}(\omega)$ a $L^2(\mathbb{R})$

$$\begin{aligned} |\Psi(\omega)|^2 &= |\omega_1|^4 \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^2 (\omega_1^2 + 4\omega^2)} \\ &\leq |\omega_1|^4 \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Entonces:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} |\Psi(\omega)|^2 d\omega &\leq |\omega_1|^4 \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \\ &= 2|\omega_1|^4 \int_0^{+\infty} \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \\ &= 2|\omega_1|^4 \left(\int_0^1 \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega + \int_1^{+\infty} \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \right) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Si se llaman a estos términos

$$I_1 = \int_0^1 \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \quad (\text{A.12})$$

e

$$I_2 = \int_1^{+\infty} \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \quad (\text{A.13})$$

Como la función

$$h(\omega) = \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} \quad (\text{A.14})$$

es una función continua en $[0, 1]$ entonces es integrable en dicho intervalo; luego resulta que I_1 existe.

Véase entonces si I_2 es convergente. En este caso, $\omega > 1$. Y además,

$$\omega_1^2 + \omega^2 \geq \omega^2 \quad (\text{A.15})$$

Entonces:

$$\frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} \leq \frac{\omega^2}{\omega^6} \leq \frac{1}{\omega^4} \quad (\text{A.16})$$

Luego,

$$\int_1^{+\infty} \frac{\omega^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \leq \int_1^{+\infty} \frac{1}{\omega^4} d\omega \quad (\text{A.17})$$

y se sabe que la integral del miembro derecho es convergente.

Por lo tanto $\hat{\Psi}(\omega) \in L^2(\mathbb{R})$

A.5. Condición de admisibilidad

Hay que verificar que

$$\int_1^{+\infty} \frac{|\hat{\Psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}(\omega) &= \frac{\frac{j\omega}{\omega_1}}{(1 + \frac{j\omega}{\omega_1})^2 (1 + \frac{2j\omega}{\omega_1})} \\ &= \omega_1^2 \frac{j\omega}{(\omega_1 + j\omega)^2 (\omega_1 + 2j\omega)} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$|\hat{\Psi}(\omega)| = \omega_1^2 \frac{|\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2) \sqrt{(\omega_1^2 + 4\omega^2)}} \quad (\text{A.20})$$

Entonces:

$$|\hat{\Psi}(\omega)|^2 = \omega_1^4 \frac{|\omega|^2}{(\omega_1^2 + \omega^2)^2 (\omega_1^2 + 4\omega^2)} \quad (\text{A.21})$$

y

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\hat{\Psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = 2\omega_1^4 \int_0^{+\infty} \frac{|\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2)^2(\omega_1^2 + 4\omega^2)} d\omega \quad (\text{A.22})$$

Hay que ver si esta integral es convergente.

$$\omega_1^2 + 4\omega^2 \geq \omega_1^2 + \omega^2, \forall \omega \quad (\text{A.23})$$

por lo tanto

$$\frac{1}{\omega_1^2 + 4\omega^2} \leq \frac{1}{\omega_1^2 + \omega^2} \quad (\text{A.24})$$

entonces

$$\frac{|\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2)^2(\omega_1^2 + 4\omega^2)} \leq \frac{|\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} \quad (\text{A.25})$$

Si se prueba que

$$\int_0^{+\infty} \frac{|\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega = \int_0^{+\infty} \frac{\omega}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega < \infty \quad (\text{A.26})$$

resulta que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\hat{\Psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = 2\omega_1^4 \int_0^{+\infty} \frac{|\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2)^2(\omega_1^2 + 4\omega^2)} d\omega < \infty \quad (\text{A.27})$$

$$\begin{aligned} \int_0^{+\infty} \frac{\omega}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega &= \lim_{M \rightarrow \infty} \int_0^M \frac{\omega}{(\omega_1^2 + \omega^2)^3} d\omega \\ &= \lim_{M \rightarrow \infty} \left. \frac{-1}{4(\omega_1^2 + \omega^2)^2} \right|_0^M = \frac{1}{4\omega_1} < \infty \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

A.6. Localización en tiempo y frecuencia

Se tiene que verificar si existe un ϵ tal que

$$|\psi(t)| \leq C(1 + |t|)^{-1-\epsilon}, \epsilon > 0 \quad (\text{A.29})$$

$$|\hat{\psi}(\omega)| \leq C(1 + |\omega|)^{-1-\epsilon}, \epsilon > 0 \quad (\text{A.30})$$

para una función

$$\psi(t) = 2\omega_1(1 + \omega_1 t)e^{-\omega_1 t} - 2\omega_1 e^{-\omega_1 t/2} \quad (\text{A.31})$$

Se vio en la sección A.3 que

$$|\psi(t)| \leq 4\omega_1 \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2}. \quad (\text{A.32})$$

Entonces, si probamos que existe $\epsilon > 0$ tal que

$$4\omega_1 \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2} \leq C (1+t)^{-1-\epsilon}, \quad \forall t \geq 0, \quad (\text{A.33})$$

queda demostrada la desigualdad (A.32).

Ahora bien, probar la desigualdad (A.33) es equivalente a probar que existe $\epsilon > 0$ tal que

$$4\omega_1 (1+t)^{1+\epsilon} \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2} \leq C, \quad \forall t \geq 0. \quad (\text{A.34})$$

Dado que $\lim_{t \rightarrow +\infty} 4\omega_1 (1+t)^{1+\epsilon} \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2} = 0$, dado $\delta_0 > 0$ fijo, existe $T > 0$ tal que

$$4\omega_1 (1+t)^{1+\epsilon} \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2} < \delta_0, \quad \forall t > T, \quad (\text{A.35})$$

cualquiera sea $\epsilon > 0$.

Por otra parte, la función $h(t) = 4\omega_1 (1+t)^{1+\epsilon} \left(1 + \omega_1 \frac{t}{2}\right) e^{-\omega_1 t/2}$ es continua en el intervalo $[0, M]$; luego alcanza los extremos absolutos en ese intervalo, es decir existe $t_M \in [0, T]$ tal que

$$h(t) \leq h(t_M), \quad \forall t \in [0, T]. \quad (\text{A.36})$$

Si tomamos ahora $C = \max\{\delta_0, h(t_M)\}$, resulta la desigualdad (A.34) cualquiera sea $\epsilon > 0$. Hemos probado entonces (A.33), cualquiera sea $\epsilon > 0$, $t \in [0, +\infty)$.

Probemos ahora la desigualdad (A.33). En este caso,

$$\begin{aligned} \left| \widehat{\psi}(\omega) \right| &= \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2) (\omega_1^2 + 4\omega^2)^{1/2}} \\ &\leq \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(\omega_1^2 + \omega^2) (\omega_1^2 + \omega^2)^{1/2}} \\ &\leq \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(1 + \omega^2)^{3/2}}, \quad \text{pues } \omega_1 > 1. \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

Demostraremos entonces que existe $\epsilon > 0$ tal que

$$\frac{\omega_1^2 |\omega|}{(1 + \omega^2)^{3/2}} \leq \frac{K}{(1 + |\omega|)^{1+\epsilon}}, \quad \forall \omega \in \mathbb{R}. \quad (\text{A.38})$$

Probar la desigualdad (A.38) es equivalente a probar que existe $\epsilon > 0$ tal que

$$(1 + |\omega|)^{1+\epsilon} \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(1 + \omega^2)^{3/2}} \leq K, \quad \forall \omega \in \mathbb{R}. \quad (\text{A.39})$$

Ahora bien, el $\lim_{|\omega| \rightarrow \infty} (1 + |\omega|)^{1+\epsilon} \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(1+\omega^2)^{3/2}} = 0$ si $1 + \epsilon < 2$, es decir cualquiera sea ϵ , $0 < \epsilon < 1$.

Entonces, si fijamos $\delta_1 > 0$, existe $\Omega > 0$ tal que

$$(1 + |\omega|)^{1+\epsilon} \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(1 + \omega^2)^{3/2}} < \delta_1, \quad \text{si } |\omega| > \Omega. \quad (\text{A.40})$$

Por otra parte, la función $g(\omega) = (1 + |\omega|)^{1+\epsilon} \frac{\omega_1^2 |\omega|}{(1+\omega^2)^{3/2}}$ es continua en $[-\Omega, \Omega]$. Por lo tanto, existe ω_M tal que

$$g(\omega) \leq g(\omega_M), \quad \forall \omega \in [-\Omega, \Omega]. \quad (\text{A.41})$$

Tomando $K = \max\{\delta_1, g(\omega_M)\}$, queda probada la desigualdad (A.39) y, por lo tanto, la desigualdad (A.38), cualquiera sea $\omega \in \mathbb{R}$ y $\epsilon \in (0, 1)$.

Apéndice B

**Análisis de filtros simétricos de
diferenciado y de promedio deslizantes,
construidos con filtros balanceados a
capacitores conmutados.**

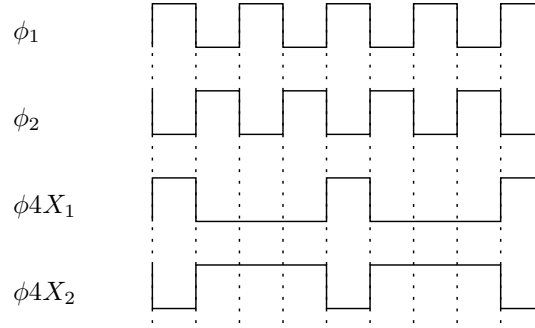


Fig. B.2: Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. B.1.

Primer ciclo: $\phi_1, \phi_2, \phi_4X_1, \phi_4X_2=1010$

En este ciclo de conmutación, la rama superior del circuito hace un primer muestreo de la señal de entrada en el capacitor C_1 , mientras que la segunda carga un valor CD en el capacitor C'_1 . Los capacitores C_2 y C'_2 se “limpian” a un valor CD conocido, tal como se muestra en la Fig. B.3.

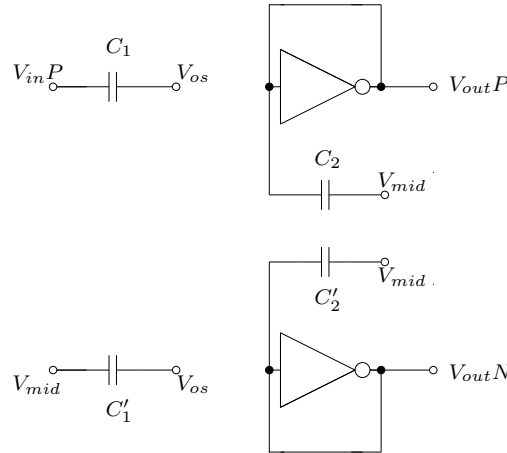


Fig. B.3: Circuito equivalente para el primer ciclo, con $\phi_1, \phi_2, \phi_4X_1, \phi_4X_2=1010$

Así,

$$\begin{aligned} q_{C_1} &= (V_{in}P_1 - V_{os})C_1 \\ q_{C'_1} &= (V_{mid} - V_{os})C'_1 \end{aligned} \quad (B.1)$$

mientras que

$$\begin{aligned} q_{C_2} &= (V_{mid} - V_{os})C_2 \\ q_{C'_2} &= (V_{mid} - V_{os})C'_2 \end{aligned} \quad (B.2)$$

donde V_{os} es la tensión a la salida del Operacional inversor con su salida y entrada cortocircuitadas, V_{mid} es el valor de CD en que vienen montadas las señales a procesar (típicamente $VDD/2$).

Segundo ciclo: $\phi_1, \phi_2, \phi_4X_1, \phi_4X_2=0101$

En el segundo ciclo, el circuito resultante es el que se aprecia en la Fig. B.4. Para este circuito, la tensión en el nodo intermedio de cada rama queda clavada en V_{os} , y en la rama superior

$$q_{C_1} = (V_{mid} - V_{os})C_1 \quad (B.3)$$

lo que significa que se produce una transferencia o déficit de carga en este capacitor con respecto a la carga que tenía en el ciclo anterior, igual a

$$\Delta q_{C_1} = (V_{in}P_1 - V_{mid})C_1 \quad (B.4)$$

Este déficit de carga en C_1 implica que el mismo ha sido absorbido por C_2 , así que ahora

$$q_{C_2} = (V_{mid} - V_{os})C_2 + (V_{in}P_1 - V_{mid})C_1 \quad (B.5)$$

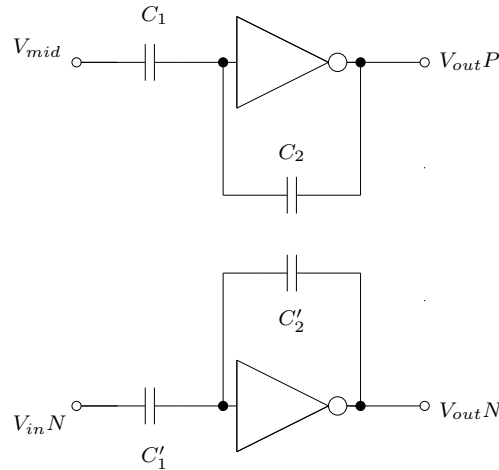


Fig. B.4: Circuito equivalente para el segundo ciclo, con $\phi_1, \phi_2, \phi_4X_1, \phi_4X_2=0101$

Entretanto, en la rama inferior, se toma una segunda muestra de la señal de entrada

$$q_{C'_1} = (V_{in}N_2 - V_{os})C'_1 \quad (B.6)$$

lo que significa que se produce un cambio de carga en este capacitor

$$\Delta q_{C'_1} = (V_{mid} - V_{in}N_2)C'_1 \quad (B.7)$$

Este cambio de carga en C'_1 ha sido entonces absorbido por C'_2 , así que ahora

$$q_{C'_2} = (V_{mid} - V_{in}N_2)C'_1 + (V_{mid} - V_{os})C'_2 \quad (B.8)$$

Tercer ciclo: $\phi_1, \phi_2, \phi_4 X_1, \phi_4 X_2=1001$

El circuito conmuta y se transforma ahora en el que se aprecia en la Fig. B.5. Nótese que C_2 y C'_2 no se “limpian”, sino que mantienen la carga del ciclo anterior, mientras que C_1 toma una tercera muestra de la tensión de entrada y C'_1 se carga a un valor CD conocido. Así

$$\begin{aligned} q_{C_1} &= (V_{in}P_3 - V_{os})C_1 \\ q_{C'_1} &= (V_{mid} - V_{os})C'_1 \end{aligned} \quad (B.9)$$

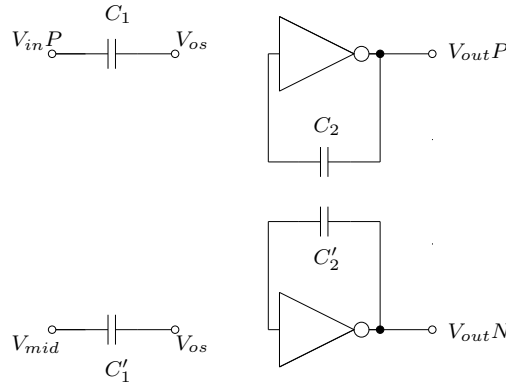


Fig. B.5: Circuito equivalente para el tercer ciclo, con $\phi_1, \phi_2, \phi_4 X_1, \phi_4 X_2=1001$

Cuarto ciclo: $\phi_1, \phi_2, \phi_4 X_1, \phi_4 X_2=0101$

De nuevo, el circuito conmuta a la configuración de la Fig. B.4. En este ciclo, en la rama superior

$$q_{C_1} = (V_{mid} - V_{os})C_1 \quad (B.10)$$

lo que significa que hay un cambio de carga en este capacitor

$$\Delta q_{C_1} = (V_{in}P_3 - V_{mid})C_1 \quad (B.11)$$

Esta diferencia de carga se aloja en C_2 , por lo que

$$\begin{aligned} q_{C_2} &= (V_{mid} - V_{os})C_2 + (V_{in}P_1 - V_{mid} + V_{in}P_3 - V_{mid})C_1 \\ &= (V_{mid} - V_{os})C_2 + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_3})C_1 \end{aligned} \quad (B.12)$$

donde $\widetilde{V_{in}P_x}$ es la muestra de la tensión de entrada desprovista de su valor de tensión CD V_{mid} .

Por un análisis similar, puede comprobarse que en la rama inferior, para este ciclo

$$\begin{aligned} q_{C'_2} &= (V_{mid} - V_{os})C'_2 + (V_{mid} - V_{in}N_2 + V_{mid} - V_{in}N_4)C'_1 \\ &= (V_{mid} - V_{os})C'_2 - (\widetilde{V_{in}N_2} + \widetilde{V_{in}N_4})C'_1 \end{aligned} \quad (B.13)$$

Sabiendo que $C_1 = C'_1$ y $C_2 = C'_2$, y que

$$\begin{aligned} V_{C_2} &= V_{out}P - V_{os} = \frac{q_{C_2}}{C_2} \\ V_{C'_2} &= V_{out}N - V_{os} = \frac{q_{C'_2}}{C'_2} \end{aligned} \quad (B.14)$$

se tiene a las respectivas salidas de cada rama

$$\begin{aligned} V_{out}P - V_{os} &= V_{mid} - V_{os} + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2})(C_1/C_2) \\ V_{out}P &= V_{mid} + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2})(C_1/C_2) \end{aligned} \quad (B.15)$$

y

$$V_{out}N = V_{mid} - (\widetilde{V_{in}N_2} + \widetilde{V_{in}N_4})(C_1/C_2) \quad (B.16)$$

Puesto que la salida es balanceada

$$V_{out} = V_{out}P - V_{out}N = (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_3} + \widetilde{V_{in}N_2} + \widetilde{V_{in}N_4})(C_1/C_2) \quad (B.17)$$

y si se cortocircuitan $V_{in}P$ y $V_{in}N$ a una misma tensión V_{in} , entonces

$$V_{out} = V_{out}P - V_{out}N = (\widetilde{V_{in1}} + \widetilde{V_{in2}} + \widetilde{V_{in3}} + \widetilde{V_{in4}})(C_1/C_2) \quad (B.18)$$

que es equivalente a la Ec. 4.25, cuando $(C_1/C_2)=0.5$.

B.2. Análisis de un circuito de diferenciado deslizante

La Ec. 4.34 describe la obtención del coeficiente 4 de detalle para la escalera de filtros propuesta en el Cap. 4. Se muestra con detalle el análisis de cómo realizar esta ecuación con un filtro de capacitores conmutados.

Se tiene el circuito ya propuesto en el Cap. 4 que se repite por comodidad en la Fig. B.6, al que se excita con una secuencia de relojes como la descrita en la Fig. B.7. Se realiza el análisis para ocho ciclos de ϕ_1 . Se consideran relojes ideales: $\phi_1 = \phi_{1e}$, $\phi_4X_1 = \phi_4X_{1e}$. Puesto que $\phi_2 = \overline{\phi_1}$ y $\phi_4X_2 = \overline{\phi_4X_1}$, los mismos no se muestran en la tabla de conmutaciones por comodidad de notación. Las tensiones de entrada se suponen balanceadas. Es decir: $V_{in} = V_{in}P - V_{in}N$

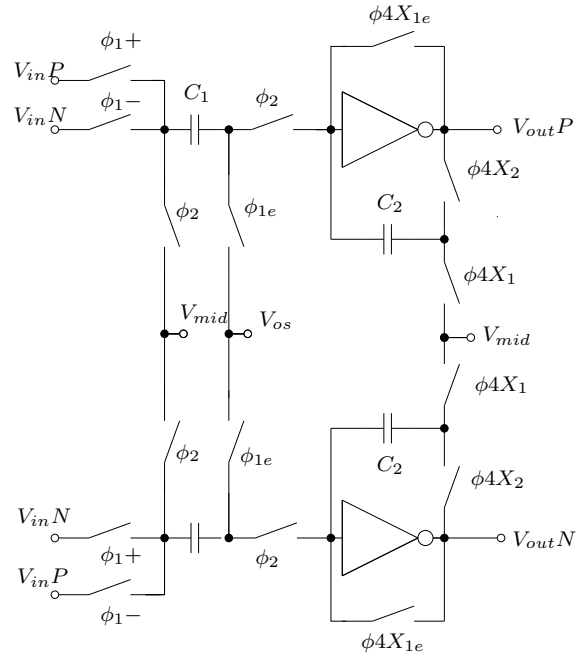


Fig. B.6: Circuito que realiza un filtrado por detalle de dos niveles, para obtener el coeficiente cD_4 . La relación de capacitores es $C_1/C_2=0.5$ y el diagrama de tiempos de los relojes necesarios se muestra en la Fig. B.7.

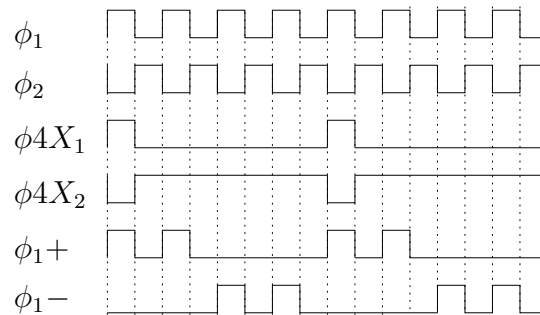


Fig. B.7: Secuencia ideal de relojes para conmutación del circuito de la Fig. B.6.

Primer ciclo: $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1+, \phi_1-=1110$

Se realiza el análisis sobre la rama positiva o superior. La rama inferior sigue un proceso idéntico. El valor de los relojes del primer ciclo transforma el circuito en el que se observa en la Fig. B.8. Este circuito realiza un primer muestreo de la tensión de entrada, a la vez que “limpia” el capacitor C_2 de valores anteriores de cálculo que se hayan acumulado en él. Se hallan para este ciclo las siguientes relaciones de transferencia de carga q en los capacitores C_1 y C_2 de la rama superior:

$$\begin{aligned} q_{C_1} &= (V_{in}P_1 - V_{os})C_1 \\ q_{C_2} &= (V_{mid} - V_{os})C_2 \end{aligned} \quad (B.19)$$

donde V_{os} es la tensión a la salida del Operacional inversor con su salida y entrada cortocircuitadas, V_{mid} es el valor de CD en que vienen montadas las señales a procesar (típicamente $VDD/2$). Se observa como se toma una primera muestra de $V_{in}P$, mientras que el valor de carga en C_2 queda determinado por dos valores de tensión constantes. Lo mismo ocurre en la rama simétrica inferior, con la diferencia de que la tensión muestreada en C_1 es $V_{in}N_1$.

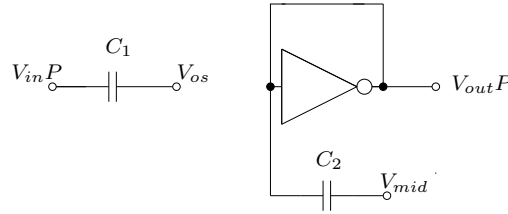


Fig. B.8: Circuito equivalente para el primer ciclo, con $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1+, \phi_1-=1110$.

Segundo ciclo: $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1+, \phi_1-=0000$

El circuito conmuta a su modo de evaluación y se transforma en el de la Fig. B.9. La tensión en el nodo intermedio queda clavada en V_{os} . En C_1 entonces

$$q_{C_1} = (V_{mid} - V_{os})C_1 \quad (B.20)$$

Lo anterior significa que se ha producido una transferencia o diferencia de carga

$$\Delta q_{C_1} = (V_{in}P_1 - V_{os} - V_{mid} + V_{os})C_1 = \widetilde{V_{in}P_1}C_1 \quad (B.21)$$

donde $\widetilde{V_{in}P_1}$ es la tensión de entrada desprovista de su valor de tensión CD V_{mid} . Esta diferencia de carga ha tenido que alojarse en el capacitor C_2 , por lo que ahora su carga es

$$q_{C_2} = (V_{mid} - V_{os})C_2 + \widetilde{V_{in}P_1}C_1 \quad (B.22)$$

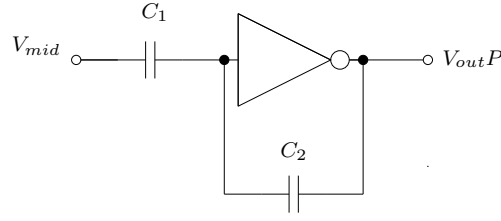


Fig. B.9: Circuito equivalente para el segundo ciclo, con $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1 +, \phi_1 - = 0000$.

Así, la tensión en C_2 es en este ciclo de conmutación

$$V_{C_2} = V_{outP} - V_{os} = \frac{q_{C_2}}{C_2} = V_{mid} - V_{os} + \widetilde{V_{in}P_1}(C_1/C_2) \quad (B.23)$$

y por lo tanto

$$V_{outP} = V_{mid} + \widetilde{V_{in}P_1}(C_1/C_2) \quad (B.24)$$

Un análisis similar, en la parte inferior del circuito, conduce igualmente a que

$$V_{outN} = V_{mid} + \widetilde{V_{in}N_1}(C_1/C_2) \quad (B.25)$$

en este ciclo de conmutación.

Tercer ciclo: $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1 +, \phi_1 - = 1010$

El circuito conmuta al de la Fig. B.10. Aquí C_2 no se limpia sino que mantiene la carga acumulada en el ciclo anterior. En C_1 se tiene ahora

$$q_{C_1} = (V_{inP} - V_{os})C_1 \quad (B.26)$$

es decir, se toma una segunda muestra de la tensión V_{inP} . Entretanto, la rama inferior toma una segunda muestra de V_{inN} .

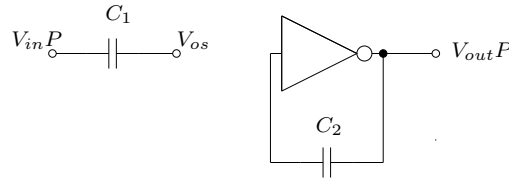


Fig. B.10: Circuito equivalente para el tercer ciclo, con $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1 +, \phi_1 - = 1010$.

Cuarto ciclo: $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1+, \phi_1- = 0000$

El circuito de nuevo conmuta al estado de evaluación de la Fig. B.9. Puesto que se en el ciclo anterior se ha mantenido el valor de carga en C_2 , y ahora por la rama superior

$$\Delta q_{C_1} = (V_{in}P_2 - V_{os} - V_{mid} + V_{os})C_1 = \widetilde{V_{in}P_2}C_1 \quad (B.27)$$

entonces

$$q_{C_2} = (V_{mid} - V_{os})C_2 + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2})C_1 \quad (B.28)$$

y la tensión en C_2 es

$$V_{C_2} = V_{out}P - V_{os} = \frac{q_{C_2}}{C_2} = V_{mid} - V_{os} + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2})(C_1/C_2) \quad (B.29)$$

y por lo tanto

$$V_{out}P = V_{mid} + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2})(C_1/C_2) \quad (B.30)$$

mientras que, por un proceso similar, para la rama inferior

$$V_{out}N = V_{mid} + (\widetilde{V_{in}N_1} + \widetilde{V_{in}N_2})(C_1/C_2) \quad (B.31)$$

en este ciclo de conmutación.

Quinto ciclo: $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1+, \phi_1- = 1001$

Se vuelve al estado de muestreo en C_1 y de mantenimiento en C_2 . Nótese, sin embargo, que ahora es ϕ_1- el que conmuta. Esto significa que en este ciclo las muestras negativas se toman por la rama superior, mientras que por la rama inferior se toman las positivas. Es decir, el circuito resultante para la rama superior es el mismo de la B.8, pero la tensión de entrada es ahora $V_{in}N$. Así, se tiene que

$$q_{C_1} = (V_{in}N_3 - V_{os})C_1 \quad (B.32)$$

o sea, le tercera muestra de $V_{in}N$, mientras que en la rama inferior se toma la tercera muestra de $V_{in}P$.

Sexto ciclo: $\phi_1, \phi_4 X_1, \phi_1+, \phi_1- = 1001$

Se evalúa de nuevo. Así, para la rama superior

$$\Delta q_{C_1} = (V_{in}N_3 - V_{os} - V_{mid} + V_{os})C_1 = \widetilde{V_{in}N_3}C_1 \quad (B.33)$$

por lo que ahora

$$q_{C_2} = (V_{mid} - V_{os})C_2 + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2} + \widetilde{V_{in}N_3})C_1 \quad (B.34)$$

y por lo tanto

$$V_{out}P = V_{mid} + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2} + \widetilde{V_{in}N_3})(C_1/C_2) \quad (B.35)$$

mientras que en la rama inferior

$$V_{out}N = V_{mid} + \widetilde{V_{in}N_1} + \widetilde{V_{in}N_2} + \widetilde{V_{in}P_3})(C_1/C_2) \quad (B.36)$$

Ciclos séptimo y octavo

Se repiten los ciclos quinto y sexto, con el mismo procedimiento. Al final de los mismos, en la rama superior

$$V_{out}P = V_{mid} + (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2} + \widetilde{V_{in}N_3} + \widetilde{V_{in}N_4})(C_1/C_2) \quad (B.37)$$

mientras que en la rama inferior

$$V_{out}N = V_{mid} + \widetilde{V_{in}N_1} + \widetilde{V_{in}N_2} + \widetilde{V_{in}P_3} + \widetilde{V_{in}P_4})(C_1/C_2) \quad (B.38)$$

En este instante, la tensión de salida

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{out}P - V_{out}N \\ &= (\widetilde{V_{in}P_1} + \widetilde{V_{in}P_2} + \widetilde{V_{in}N_3} + \widetilde{V_{in}N_4} - \widetilde{V_{in}N_1} - \widetilde{V_{in}N_2} - \widetilde{V_{in}P_3} - \widetilde{V_{in}P_4})(C_1/C_2) \\ &= (V_{in1} + V_{in2} - V_{in3} - V_{in4})(C_1/C_2) \end{aligned} \quad (B.39)$$

que es equivalente a la Ec. 4.34, cuando $(C_1/C_2)=0.5$.

De la misma manera, pueden analizarse los circuitos para los coeficientes 3 y 5. La secuencia será producto únicamente de los diferentes diagramas de tiempos de los relojes aplicados (Fig. 4.52), con las diferencias de escala ya indicadas en el Cap. 4, para las relaciones de capacitores usadas.

Bibliografía

- [1] N. Hernández, P. Alvarado, and M. G. Sáenz. Collection of gun and chainsaw sounds in a tropical forest. CD-ROM. Escuela de Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Costa Rica., Agosto 2006.
- [2] M. G. Sáenz Meza. Reconocimiento de patrones acústicos para la protección del ambiente utilizando wavelets y modelos ocultos de Markov. Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniera en Electrónica con el grado académico de Licenciatura. Escuela de Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Costa Rica., Noviembre 2006.
- [3] L. E. Smith Coto. Reconocimiento digital en línea de patrones acústicos para la protección del ambiente por medio de HMM. Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura. Escuela de Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Costa Rica., Enero 2008.
- [4] R.C. Maher. Modeling and signal processing of acoustic gunshot recordings. In *Digital Signal Processing Workshop, Proceedings of the 2th - Signal Processing Education Workshop, 4th*, pages 257–261, 2006.
- [5] R.C. Maher. Acoustical characterization of gunshots. In *Signal Processing Applications for Public Security and Forensics, 2007. SAFE '07. IEEE Workshop on*, pages 1–5, 2007.
- [6] A. I. Tarrero Fernández. *Propagación del sonido en bosques. Análisis comparativo de las medidas in situ, en laboratorio y de los valores predichos por un modelo*. PhD thesis, Universidad de Valladolid, Valladolid, España, 2002.
- [7] G. S. Settles. High-speed imaging of shock waves, explosions and gunshots. *American Scientist Magazine*, 94(1):22, january 2006.
- [8] B. Sadler, L. Sadler, and T. Pham. Optimal and robust shockwave detection and estimation. In *Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '97)-Volume 3 - Volume 3*, page 1889. IEEE Computer Society, 1997.

- [9] P.G. Weissler and M. T. Kobal. Noise of police firearms. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 56(5):1515–1522, November 1974.
- [10] D. Hansen. Fundamentals of acoustics. Online. http://www.who.int/occupational_health/publications/noise1.pdf, 2005.
- [11] R. Stoughton. Measurements of small-caliber ballistic shock waves in air. *The Journal of the Acoustic Society of America*, 102(2):781–787, August 1997.
- [12] National Institute of Justice. Random gunfire problems and gunshot detection systems. Online. <http://www.ojp.usdoj.gov/nij/pubs-sum/179274.htm>.
- [13] M. Zu, P. Su, R. Shi, W. Wang, and J. Yu. Intelligent tracer of hunting activities. Lily Studio, University of Nanjing, June 2006.
- [14] A. Dufaux, L. Besacier, M. Ansorge, and F. Pellandini. Automatic sound detection and recognitions for noisy environment. In *X European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2000, Proceedings of the*, page 1889. TTKK-Paino, Tampere, Finlande, 1997.
- [15] K. Molnár, Á. Lédeczi, L. Sujbert, and G. Péceli. Muzzle blast detection via short time Fourier transform. Online. <http://home.mit.bme.hu/~kmolnar/index.html>, 2005.
- [16] B.G. Ferguson, L.G. Criswick, and K.W. Lo. Locating far-field impulsive sound sources in air by triangulation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 111(1 Pt 1):104–16, 2002. PMID: 11831786.
- [17] G.L. Duckworth, J.E. Barger, S.H. Carlson, D.C. Gilbert, M.L. Knack, J. Korn, and R.J. Mullen. Fixed and wearable acoustic counter-sniper systems for law enforcement. In *SPIE International Symposium on Enabling Technologies for Law Enforcement and Security Sensors, C3I, Information, and Training Technologies for Law Enforcement, Proceedings of the*, pages 3575–3577. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers, 1998.
- [18] Á. Lédeczi, P. Völgyesi, M. Maróti, G. Simon, G. Balogh, A. Nádás, B. Kusy, S. Dóra, and G. Pap. Multiple simultaneous acoustic source localization in urban terrain. In *Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*, page 69, Los Angeles, California, 2005. IEEE Press.
- [19] D. Istrate, E. Castelli, M. Vacher, L. Besacier, and J. F. Serignat. Information extraction from sound for medical telemonitoring. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, 10(2):264–274, April 2006.

- [20] S. Cherry. Spotting snipers with sound. Online. <http://www.spectrum.ieee.org/dec08/6990>, December 2008.
- [21] Q. Le Lance, M. Kaplan, and J.H. McClellan. Kalman filtering using bearings-only measurements from a network of acoustic arrays. In *Digital Signal Processing Workshop, 2002 and the 2nd Signal Processing Education Workshop. Proceedings of 2002 IEEE 10th*, pages 317–321, 2002.
- [22] L.M. Kaplan, Q. Le Lance, and N. Molnar. Maximum likelihood methods for bearings-only target localization. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. Proceedings. (ICASSP '01). 2001 IEEE International Conference on*, volume 5, pages 3001–3004 vol.5, 2001.
- [23] I. Obeid and P.D. Wolf. Evaluation of spike-detection algorithms for a brain-machine interface application. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, 51(6):905–911, 2004.
- [24] D. Heeger. Signal detection theory. Online. <http://www.cns.nyu.edu/~david/handouts/sdt/sdt.html>, 1997.
- [25] Sennheiser. Sennheiser MKH416P48U3 datasheet. Online. http://www.bfm.ee/web/data/www_files/facilities/manuals/SENNHEISER-MKH416-Boom-Microphone-SPECIFICATIONS.pdf, 2005.
- [26] F. Silveira and D. Flandre. *Low Power Analog CMOS for Cardiac Pacemakers: Design and Optimization in Bulk and SOI Technologies*. Springer, 1 edition, 2004.
- [27] A. Arnaud. *Very Large Time Constant Gm-C Filters*. PhD thesis, Universidad de la República, Uruguay, Montevideo, Uruguay, 2002.
- [28] C. Sanchez-Lopez, A. Diaz-Sanchez, and E. Tlelo-Cuautle. Analog implementation of MOS-translinear Morlet wavelets. In *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, volume 1, pages I–393–I–396 vol.1, 2003.
- [29] I.E. Opris and G.T.A. Kovacs. A high-speed median circuit. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 32(6):905–908, 1997.
- [30] R.T. Edwards and G. Cauwenberghs. Mixed-mode correlator for micropower acoustic transient classification. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 34(10):1367–1372, 1999.
- [31] F.L.J. Sangster and K. Teer. Bucket-brigade electronics: new possibilities for delay, time-axis conversion, and scanning. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 4(3):131–136, 1969.

- [32] M. Stanacevic and G. Cauwenberghs. Charge-based CMOS FIR adaptive filter. In *Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on*, volume 3, pages 1410–1413 vol.3, 2000.
- [33] S. Mukhopadhyay and G.C. Ray. A new interpretation of nonlinear energy operator and its efficacy in spike detection. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, 45(2):180–187, 1998.
- [34] J.F. Kaiser. Some useful properties of Teager’s energy operators. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1993. ICASSP-93., 1993 IEEE International Conference on*, volume 3, pages 149–152 vol.3, 1993.
- [35] B. Gosselin and M. Sawan. An ultra low-power CMOS action potential detector. In *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pages 2733–2736, 2008.
- [36] T. Kaiser. *UWB Communication Systems*, chapter Spatial aspects of UWB, pages 253–410. Hindawi, 2006.
- [37] D. H. Goldberg, A. G. Andreou, P. Julián, P.O. Pouliquen, L. Riddle, and R. Rosasco. Vlsi implementation of an energy-aware wake-up detector for an acoustic surveillance sensor network. *ACM Trans. Sen. Netw.*, 2(4):594–611, 2006.
- [38] P. Julian, A.G. Andreou, L. Riddle, S. Shamma, D.H. Goldberg, and G. Cauwenberghs. A comparative study of sound localization algorithms for energy aware sensor network nodes. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 51(4):640–648, 2004.
- [39] A. Bultheel. Wavelets with applications in signal and image processing. Online. <http://www.cs.kuleuven.be/~ade/WWW/WAVE/contents.html>, 2008.
- [40] S. G. Mallat and S. Mallat. *A Wavelet Tour of Signal Processing*. Academic Pr, 1998.
- [41] S.A.P. Haddad, R. Houben, and W.A. Serdijn. Analog wavelet transform employing dynamic translinear circuits for cardiac signal characterization. In *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, volume 1, pages I–121–I–124 vol.1, 2003.
- [42] S.A.P. Haddad, J.M.H. Karel, R.L.M. Peeters, R.L. Westra, and W.A. Serdijn. Analog complex wavelet filters. In *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, pages 3287–3290 Vol. 4, 2005.
- [43] S.A.P. Haddad, S. Bagga, and W.A. Serdijn. Log-domain wavelet bases. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 52(10):2023–2032, 2005.

- [44] R.T. Edwards and M.D. Godfrey. An analog wavelet transform chip. In *Neural Networks, 1993., IEEE International Conference on*, pages 1247–1251 vol.3, 1993.
- [45] E.W. Justh and F.J. Kub. Analogue CMOS high-frequency continuous wavelet transform circuit. *Electronics Letters*, 35(1):4–5, 1999.
- [46] R.F. Lyon and C. Mead. An analog electronic cochlea. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 36(7):1119–1134, 1988.
- [47] L. Watts, D.A. Kerns, R.F. Lyon, and C.A. Mead. Improved implementation of the silicon cochlea. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 27(5):692–700, 1992.
- [48] W. Liu, M.H. Goldstein, and A.G. Andreou. Multiresolution speech analysis with an analog cochlear model. In *Time-Frequency and Time-Scale Analysis, 1992., Proceedings of the IEEE-SP International Symposium*, pages 433–436, 1992.
- [49] P.M. Furth and A.G. Andreou. A design framework for low power analog filter banks. *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, 42(11):966–971, 1995.
- [50] M. Stanacevic and G. Cauwenberghs. Mixed-signal gradient flow bearing estimation. In *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, volume 1, pages I–777–I–780 vol.1, 2003.
- [51] B. Razavi. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 1 edition, August 2000.
- [52] F.-J. Wang and G.C. Temes. A fast offset-free sample-and-hold circuit. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 23(5):1270–1272, 1988.
- [53] C. Dualibe. Notas de clase: Diseño de filtros GmC. 2da Escuela Argentina de Microelectrónica. Córdoba. Presentación de PowerPoint., Julio 2007.
- [54] R.L. Geiger and E. Sánchez-Sinencio. Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 1:20–32, 1985.
- [55] P.M. Furth and A.G. Andreou. Linearised differential transconductors in subthreshold CMOS. *Electronics Letters*, 31(7):545–547, 1995.
- [56] Emkay Electronics. EMKAY MD9745APZ-F datasheet. Online. <http://rocky.digikey.com/WebLib/Emkay%20Products/Web%20Data/MD9745APZ-F.PDF>, 2005.
- [57] F. Krummenacher and N. Joehl. A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 23(3):750–758, 1988.

- [58] Behzad Razavi. *Fundamentals of Microelectronics*. Wiley, 1 edition, 2008.
- [59] A. Arnaud and C. Galup-Montoro. Pico-A/V range CMOS transconductors using series-parallel current division. *Electronics Letters*, 39(18):1295–1296, 2003.
- [60] Gunhee Han and E. Sanchez-Sinencio. CMOS transconductance multipliers: a tutorial. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 45(12):1550–1563, 1998.
- [61] A. Demosthenous and M. Panovic. Low-voltage MOS linear transconductor/squarer and four-quadrant multiplier for analog VLSI. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 52(9):1721–1731, 2005.
- [62] H.-J. Song and C.-K. Kim. A MOS four-quadrant analog multiplier using simple two-input squaring circuits with source followers. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 25(3):841–848, 1990.
- [63] M.P. Craven, B.R. Hayes-Gill, and K.M. Curtis. Two quadrant analogue squarer circuit based on MOS square-law characteristic. *Electronics Letters*, 27(25):2307–2308, 1991.
- [64] I.M. Filanovsky and H. Baltes. CMOS two-quadrant multiplier using transistor triode regime. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 27(5):831–833, 1992.
- [65] S. Vlassis and S. Siskos. Analogue squarer and multiplier based on floating-gate MOS transistors. *Electronics Letters*, 34(9):825–826, 1998.
- [66] C.C. Enz and E.A. Vittoz. *Designing Low Power Digital Systems: Emerging Technologies*, chapter 1.2 CMOS Low-Power Analog Circuit Design, pages 79–133. Hindawi, 1996.
- [67] F. Silveira. Notas de clase: Diseño de ultra bajo consumo. 2da Escuela Argentina de Microelectrónica. Córdoba. Presentación de PowerPoint., Julio 2007.
- [68] Cypress. Cypress CY8C29466 datasheet. Online. <http://www.chipdocs.com/datasheets/datasheet-pdf/Cypress-Semiconductor/CY8C29466.html>, 2008.
- [69] M. Stanacevic, K. Murari, A. Rege, G. Cauwenberghs, and N.V. Thakor. VLSI potentiostat array with oversampling gain modulation for Wide-Range neurotransmitter sensing. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 1(1):63–72, 2007.
- [70] Jan M. Rabaey, Anantha Chandrakasan, and Borivoje Nikolic. *Digital Integrated Circuits*. Pearson Education, 2 edition, 2003.

- [71] T. Kaneko, Y. Akazawa, and M. Nagatani. Switched capacitor and active-RC filter layout using a parameterizable generator. In *Circuits and Systems, 1991., IEEE International Symposium on*, pages 2012–2015 vol.4, 1991.
- [72] J. Lazzaro and C. A. Mead. A silicon model of auditory localization. *Neural Comput.*, 1(1):47–57, 1989.
- [73] A. van Schaik and S. Shamma. A neuromorphic sound localizer for a smart MEMS system. In *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, volume 4, pages IV–864–IV–867 vol.4, 2003.
- [74] J. G. Harris, C. J. Pu, and J. C. Principe. A neuromorphic monaural sound localizer. In *Proceedings of the 1998 conference on Advances in neural information processing systems II*, pages 692–698. MIT Press, 1999.
- [75] I. Grech, J. Micallef, and T. Vladimirova. Experimental results obtained from analog chips used for extracting sound localization cues. In *Electronics, Circuits and Systems, 2002. 9th International Conference on*, volume 1, pages 247–251 vol.1, 2002.
- [76] T. Horiuchi. An auditory localization and coordinate transform chip. *Advances in Neural Information Processing Systems*, 7:787–794, 1995.
- [77] P. Julian, A.G. Andreou, and D.H. Goldberg. A low-power correlation-derivative CMOS VLSI circuit for bearing estimation. *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, 14(2):207–212, 2006.
- [78] P. Julian, F.N.M. Pirchio, and A.G. Andreou. Experimental results for cascadable micropower time delay estimator. *Electronics Letters*, 42(21):1218–1219, 2006.
- [79] G.C. Carter. Coherence and time delay estimation. *Proceedings of the IEEE*, 75:236–255, 1987.
- [80] J.H. Van Vleck and D. Middleton. The spectrum of clipped noise. *Proceedings of the IEEE*, 54(1):2–19, 1966.
- [81] H. Berndt. Correlation function estimation by a polarity method using stochastic reference signals. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 14(6):796–801, 1968.
- [82] A. Chacon-Rodriguez, F. Martin-Pirchio, S. Sañudo, and P. Julián. A low power integrated circuit for interaural time delay estimation without delay lines. *Circuits and Systems II: Brief Papers, IEEE Transactions on*, Aceptado para publicación.
- [83] F.N. Martin Pirchio. Diseño de circuitos integrados de bajo consumo para la localización de fuentes sonoras. Master's thesis, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras, Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina, Junio 2008.

- [84] A. Chacon-Rodriguez, F. Martin-Pirchio, P. Julian, and P.S. Mandolesi. A Verilog HDL digital architecture for delay calculation. *Latin American Applied Research*, 37(1):41–45, 2006.
- [85] F. Martin-Pirchio, A. Chacon-Rodriguez, P. Julian, and P.S. Mandolesi. Implementation of an adaptive ultra-low power time delay measurement ASIC. In *XIII Workshop Iberchip, Memorias de*, pages 291–294, 2007.
- [86] V. I. Utkin. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag New York, Inc, 1 edition, 1992.
- [87] F. Martin-Pirchio, S. Sañudo, H. Gutiérrez, and P. Julian. An acoustic surveillance unit for energy aware sensor networks: Construction and experimental results. In *XII Workshop Iberchip, Memorias de*, pages 191–194, 2006.
- [88] A. Amara and P. Royannez. *Low-Power Electronics Design*, chapter VHDL for Low Power, pages 11.1–26. CRC Press, 2004.
- [89] Xilinx. PicoBlaze 8-bit embedded microcontroller user guide for Spartan-3, Virtex-II, and Virtex-II Pro FPGAs. (v1.1.2). Online. http://www.xilinx.com/ipcenter/processor_central/picoblaze/picoblaze_user_resources.htm, June 2008.
- [90] J.J. Lee. Micro - UART synthesizable universal asynchronous receiver transmitter. Online. <http://www.cmosexod.com/>, Abril 2001.
- [91] D.J. Smith. *HDL Design. A Practical Guide for Designing, Synthesizing and Simulating ASICs and FPGAs usign VHDL or Verilog*. Doone Publications, 2 edition, 1996.
- [92] F. Masson. Notas de clase: Fusión de datos. Universidad Nacional del Sur. Presentación de PowerPoint., Julio 2006.
- [93] Oklahoma State University VLSI Computer Architecture Research. FreePDK: Unleashing VLSI to the masses. OSU design flows for MOSIS SCMOS_SUBM design flow. Online. Oklahoma State University. <http://vcag.ecen.okstate.edu/projects/scells/>, Julio 2008.