

**Instituto Tecnológico de Costa Rica**

**Escuela de Ingeniería en Electrónica**



**Diseño e implementación de la etapa de detección de disparo de armas de la red inalámbrica de telecomunicaciones para la protección ambiental en el bosque**

**Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura**

**Arnoldo Leiva Rojas**

**Cartago, Junio de 2005**

**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA**  
**ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRONICA**  
**PROYECTO DE GRADUACIÓN**  
**TRIBUNAL EVALUADOR**  
**ACTA DE EVALUACIÓN**

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal



Ing. Nestor Hernández

Profesor lector



Ing. Pablo Alvarado

Profesor lector



Ing. Luis Paulino Méndez

Profesor asesor



**TEC**

Instituto Tecnológico de Costa Rica  
Escuela de Ingeniería Electrónica

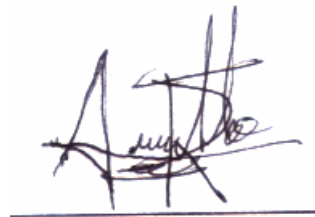
Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica

Cartago, 17 de Junio del 2005

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.



---

Cartago, 17 de Junio del 2005

Arnoldo J. Leiva Rojas

3 0377 0200

## RESUMEN

Debido a la amenaza actual que sufren los bosques y zonas protegidas de nuestro país producto de la caza, la deforestación e incendios forestales se ha planteado realizar un sistema de monitoreo para detectar a tiempo cuando ocurre alguno de estos eventos. Es la meta de este proyecto investigar cual es la mejor técnica para diseñar e implementar un circuito teledetector de disparos de armas de fuego el cual es una etapa de la red inalámbrica de monitoreo de zonas protegidas que es un proyecto de protección ambiental que se desarrolla en el Instituto Tecnológico de Costa Rica.

La importancia de las zonas protegidas radica no sólo en el embellecimiento del paisaje y la purificación del aire contaminado también en la generación de millones de colones en ingresos por materia de turismo. He ahí la importancia del proyecto pues es necesario evitar a toda costa la explotación irracional de los recursos naturales del país para que ellos sean disfrutados por futuras generaciones y sean fuente de ingresos a la economía nacional.

Para el diseño del teledetector realizado, se utilizaron técnicas de reconocimiento acústico de señales de sonido, basadas en el reconocimiento estadístico de patrones el cual sirvió para diseñar un circuito que, mediante un banco de filtros y un clasificador lineal simple, permite discriminar entre el sonido de un disparo y cualquier otro sonido.

El proceso se puede sintetizar de la siguiente forma: a partir de una señal de sonido compuesta de varios archivos de sonidos, se extrae una matriz de información con la amplitud de la señal en el dominio tiempo-frecuencia para, a través de un análisis matemático y probabilístico, entrenar la red neuronal que se empleará, o sea encontrar un vector que contiene la información sobre las frecuencias a utilizar y los pesos o ganancias del circuito clasificador estadístico.

Palabras claves: protección ambiental, teledetector, detector de disparo, detección acústica, clasificador estadístico.

## **ABSTRACT**

Due to the damage that has been done to the forests and protected zones from our country by the hunt, the deforestation and forest fires it has been considered to realize a forest monitoring system to detect on time when an illegal activity has happened, is the goal of this project investigates which is the best technique to design and implement a gunshot teledetector circuit which is a stage of the protected zones monitoring wireless net system that is a project of environmental protection that's developing in the Technological Institute of Costa Rica.

The protected zones from our country perform a supreme importance because they not only embellish our country and purify the contaminated air but also they generate million of colons in incomes for matter of tourism. There is the importance of the project since it is necessary to avoid at any expense the irrational exploitation of the natural resources of the country in order that they are enjoyed by future generations and they're a source of income to the national economy.

The teledetector design used acoustic recognition technology to process the sound signals, This technology also use pattern recognition techniques which it served to design a circuit that uses a filter bank and a single artificial neuronal network to built a statistical classifier that it's the brain of the circuit which allows to discriminate between the sound of a gunshot and any other sound.

The process can be synthesized as followed: from a sound signal built with an amount of sound files, a data matrix is extracted. This matrix contains the amplitude of the signal in the time – frequency domain. For across a mathematical and probabilistic analysis to train the neuronal network that will be used, it means that a weight vector is obtaining. That vector contains the information about the filter center frequencies and the gain factor of the statistical classifier circuit.

Key words: environmental protection, teledetector, gunshot detector, acoustic detection, statistical classifier, neuronal network.

*A mis padres y mis hermanos por su apoyo  
durante este trabajo.*

### Agradecimientos:

Agradezco a mis profesores asesores: al Dipl. Ing. Luis Paulino Méndez por sus consejos, al Msc. Ing. Néstor Hernández por su entusiasta ánimo, pero en especial al Dr. Ing. Pablo Alvarado quien siempre estuvo presente para ayudarme a sacar adelante este trabajo.

También agradezco a todo el personal de seguridad del Instituto Tecnológico de Costa Rica quienes amablemente me permitieron acompañarlos en la práctica de tiro la cual fue fundamental en el desarrollo del proyecto.

Sin olvidar la ayuda brindada por Ronald Soto quien colaboró en la implementación del circuito. Finalmente agradezco a todos mis amigos y compañeros de carrera que de una u otra forma colaboraron en la realización de este trabajo.

A todos, muchas gracias.

## ÍNDICE GENERAL

Capítulo 1	
Introducción	
1.1 Problema existente e importancia de la solución.....	14
1.2 Solución seleccionada.....	16
Capítulo 2	
Meta y objetivos	
2.1 Meta.....	18
2.2 Objetivo general .....	18
2.3 Objetivos específicos.....	18
2.3.1 Objetivos de hardware .....	18
2.3.2 Objetivos de software.....	19
2.3.3 Objetivos de documentación.....	19
2.3.4 Objetivos de implementación .....	19
Capítulo 3	
Marco teórico	
3.1 Descripción del sistema o proceso a mejorar .....	20
3.2 Antecedentes bibliográficos.....	23
3.2.1 Propagación del sonido.....	23
3.2.2 Transducción de la señal de sonido.....	25
3.2.3 Clasificación y localización del sonido .....	26
3.3 Descripción de principios físicos y electrónicos.....	29
3.3.1 Propagación del sonido.....	29
3.3.2 Transducción de la señal .....	32
3.3.3 Extracción de Características .....	32
a Principios físicos y matemáticos.....	32
b Principios electrónicos.....	46
3.3.4 Clasificador Estadístico.....	53
a Principios físicos y matemáticos.....	53
b Principios electrónicos.....	57
Capítulo 4	
Procedimiento metodológico	
4.1 Reconocimiento y definición del problema .....	61
4.2 Obtención y análisis de la información .....	63
4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución .....	64
4.4 Implementación de la solución .....	65
4.5 Reevaluación y rediseño .....	66



## Capítulo 5

### Descripción detallada de la solución

5.1 Módulo de transducción de la señal .....	67
5.2 Módulo de acondicionamiento de señal .....	70
a . Software .....	72
b . Hardware .....	74
5.3 Módulo de extracción de características.....	78
a Software .....	87
b Hardware.....	88
5.4 Módulo clasificador estadístico .....	93
a Software .....	100
b Hardware.....	103

## Capítulo 6

### Análisis de resultados

6.1 Etapa de transducción de la señal.....	105
6.2 Etapa de acondicionamiento de la señal .....	107
6.3 Etapa de extracción de características de la señal.....	111
6.4 Etapa de clasificación de la señal.....	115

## Capítulo 7

### Conclusiones y recomendaciones

7.1 Conclusiones .....	124
7.2 Recomendaciones .....	126

Bibliografía .....	127
--------------------	-----

Apéndices .....	129
-----------------	-----

Anexos .....	137
--------------	-----

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.1	Esquema de funcionamiento de la red inalámbrica de monitoreo .....	21
Figura 3.2	Diagrama de bloques del proceso de detección de disparos .....	21
Figura 3.3	Seis disparos de armas detectados .....	26
Figura 3.4	Seis disparos detectados por otro sensor .....	27
Figura 3.5	Sistema de control de armas en zonas urbanas .....	27
Figura 3.6	Método de triangulación .....	28
Figura 3.7	Onda de sonido en un tiempo t .....	31
Figura 3.8	Circuito básico de un micrófono con condensador .....	32
Figura 3.9	Transformada de Fourier por ventanas .....	37
Figura 3.10	Separación de dos clases en un sistema de dos dimensiones .....	40
Figura 3.11	Distribuciones normales con igual varianza pero diferente media .....	45
Figura 3.12	Curvas de densidad normal con media constante y $\sigma$ variante .....	45
Figura 3.13	Red básica de un condensador conmutado .....	47
Figura 3.14	Modelo equivalente del circuito de condensador conmutado .....	48
Figura 3.15	Integrador RC básico con su curva de transferencia .....	48
Figura 3.16	Integrador con condensador conmutado .....	49
Figura 3.17	Filtros bicuadráticos con condensador conmutado .....	50
Figura 3.18	Filtro con condensador conmutado y ganancia establecida .....	52
Figura 3.19	Neurona Biológica .....	57
Figura 3.20	Neurona Artificial .....	58
Figura 3.21	Modelado eléctrico de una neurona biológica .....	58
Figura 3.22	Proceso de una red neuronal .....	60
Figura 5.1	Circuito preamplificador y amplificador para el micrófono .....	68

Figura 5.2	Señal de entrenamiento.....	70
Figura 5.3	Clasificación de los sonidos.....	71
Figura 5.4	Diagrama de flujo de la rutina de normalización.....	72
Figura 5.5	Diagrama de bloques de la etapa acondicionadora de señal.....	74
Figura 5.6	Circuito rectificador de voltaje con amplificador operacional.....	74
Figura 5.7	Promediador de la señal rectificada de entrada.....	75
Figura 5.8	Amplificador operacional configurado como sumador.....	76
Figura 5.9	Divisor analógico.....	76
Figura 5.10	Espectrograma de la señal de sonido.....	78
Figura 5.11	Señal de sonido que contiene 4 disparos.....	82
Figura 5.12	Espectrograma de la señal de sonido de cuatro disparos.....	83
Figura 5.13	Amplitud del vector de pesos en función de la frecuencia.....	84
Figura 5.14	Diagrama de flujo de la rutina de análisis de LDA.....	87
Figura 5.15	Filtro paso banda de 2do orden con LTC1164.....	89
Figura 5.16	Filtro paso banda de 6 <sup>to</sup> orden utilizando un LTC1164.....	89
Figura 5.17	Circuito básico del oscilador de frecuencia ajustable LTC6900.....	90
Figura 5.18	Circuito promediador.....	92
Figura 5.19	Distribución normal de la señal.....	93
Figura 5.20	Probabilidad de discriminación errónea.....	95
Figura 5.21	Distribuciones normales utilizando varias técnicas.....	99
Figura 5.22	Diagrama de flujo de la rutina de distribución normal.....	100
Figura 5.23	Diagrama de flujo del programa de prueba probabilística.....	102
Figura 5.24	Clasificador estadístico con NE5532.....	103
Figura 6.1	Amplificación del voltaje de salida de voltaje del micrófono.....	105

Figura 6.2	Amplificación de la señal de sonido de un disparo .....	106
Figura 6.3	Voltaje de salida del promediador del acondicionador de señal.....	107
Figura 6.4	Funcionamiento del promediador para una señal no periódica .....	107
Figura 6.5	Funcionamiento del sumador del acondicionador de señal.....	108
Figura 6.6	Normalización de 2 señales de audio .....	109
Figura 6.7	Distorsión de la señal de salida del acondicionador .....	110
Figura 6.13	Salida del sumador del teledetector cuando se produjo un disparo .....	118
Figura 6.14	Detección de 2 disparos consecutivos.....	119
Figura 6.15	Error en la discriminación del teledetector de disparos .....	120
Figura 6.16	Función correcta del teledetector cuando no ocurre un disparo.....	120
Figura 6.17	Distancia máxima de alcance .....	123

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1	Correspondencia física de los efectos sensoriales del sonido.....	30
Tabla 6.1	Análisis de Transformada de Fourier a señales de audio de disparos .....	111
Tabla 6.2	Probabilidad de error del circuito .....	112
Tabla 6.3	Frecuencias definitivas y valores del vector de pesos $w$ .....	113
Tabla 6.4	Valores de resistencias para ajustar los filtros.....	114
Tabla 6.5	Probabilidad de error en la clasificación del detector de disparo .....	115
Tabla 6.6	Análisis estadístico realizado a la señal de entrenamiento.....	116
Tabla 6.7	Resistencias de entrada del clasificador estadístico.....	117
Tabla 6.8	Consumo de potencia del circuito teledetector .....	121
Tabla 6.9	Costos de implementación del teledetector de disparos en dólares.....	122

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Problema existente e importancia de la solución

Costa Rica es uno de los países que contiene más diversidad de especies de flora y fauna en sus bosques. Tal riqueza natural le genera millones de colones en ingresos por turismo y por certificados de conservación de bosques para reducir la contaminación mundial.

En los últimos años los parques nacionales y reservas naturales han sido amenazados por la tala ilegal de árboles, la caza ilícita de especies en vía de extinción y por los incendios forestales provocados especialmente por descuido de personas que visitan estos lugares. En pro de defender nuestros recursos naturales el Instituto Tecnológico de Costa Rica ha propuesto un proyecto de investigación que pretende la instalación, en los bosques nacionales, de un sistema de alarma electrónico que permita la prevención de estos tres problemas.

Este sistema surge de la idea de utilizar la Ingeniería Electrónica con fines de conservación de la naturaleza. Se piensa en la posibilidad de equipar los bosques del territorio nacional con una serie de teledetectores, conectados entre sí por un sistema de transmisión inalámbrico, que en principio debe alarmar a las autoridades correspondientes.

El proyecto tiene una gran magnitud y requiere de la cooperación de varias escuelas de la institución como lo son la Escuela de Ingeniería Forestal, Ingeniería en Producción Industrial, La Escuela de Ingeniería Electrónica, entre otras.

El proyecto se encuentra en su parte inicial, en la cual se investiga la mejor forma de implementar los teledetectores de la red inalámbrica. Hasta el día de hoy ya se cuenta con un prototipo de detección del sonido de motosierras. En lo que concierne al presente trabajo se pretende diseñar e implementar un circuito que permita la detección a distancia de disparos de armas de fuego, claro indicador de caza ilegal en los bosques nacionales.

A largo plazo lo que se espera es que mediante la instalación de este sistema se brinde a las autoridades correspondientes una importante herramienta para la erradicación del problema. Los beneficios de este sistema son varios:

- Brindar a los guardaparques una herramienta tecnológica que les permita cubrir una mayor área en la lucha contra los cazadores ilegales.
- Proteger la flora y fauna del territorio nacional al alertar a las autoridades de cualquier actividad ilegal.
- Preservar las bellezas naturales de nuestro país.
- Mantener el equilibrio ecológico del país, que es muy importante para mantener el aire libre de contaminación, permite la existencia de nacientes de agua, entre otras y que además es importante por la gran inversión de dinero que representa para el país el turismo.

## 1.2 Solución seleccionada

El sistema requerido debe cumplir con los siguientes requisitos:

- Por ser un sistema autosuficiente debe realizarse un circuito con muy bajo consumo de potencia.
- Los componentes seleccionados deben resistir los cambios de temperatura y humedad de los bosques nacionales.
- El circuito debe tener un rango de acción razonable, es decir poder detectar un disparo a varios metros de distancia.
- La discriminación del circuito debe ser lo bastante buena como para evitar falsas alarmas u omisión de eventos importantes (disparos).
- Realizar un dispositivo económico para que el proyecto sea viable.

El presente trabajo analiza las posibilidades de realizar el detector de disparo mediante el reconocimiento acústico del disparo. El sonido emitido por un arma de fuego al ser disparada tiene una gran intensidad que será aprovechada en su detección a grandes distancias.

Una vez que el sonido es transformado en una señal eléctrica por un micrófono, un banco de filtros se encargará de obtener las frecuencias principales que produce el sonido, para, a partir de éstas, determinar si la señal en cuestión es o no el sonido de un disparo.

Para la discriminación de sonidos se utilizó un clasificador estadístico siendo este el resultado de los métodos utilizados en el procesamiento y análisis de la señal de audio y diseño del teledetector.



Además se analiza la implementación analógica del circuito teledetector, proyectándola como la solución más económica y de menor consumo potencia.

Este trabajo esta dividido en 7 capítulos, el presente capítulo tiene como fin plantear el problema a resolver e introducir la temática desarrollada en el resto del trabajo. El capítulo siguiente postula metas y objetivos del trabajo.

En el capítulo 3 se describe el sistema a implementar y se introducen los principios matemáticos y electrónicos necesarios en la comprensión de la solución planteada para cada módulo del teledetector.

El capítulo 4 enmarca la metodología seguida para alcanzar los objetivos del trabajo y menciona, de manera breve, como se llevó a cabo cada actividad. En el capítulo 5 se explica en forma concreta la solución del trabajo, y se explica módulo por módulo el análisis realizado en el diseño del teledetector.

El capítulo 6 presenta un análisis de los resultados obtenidos con el circuito a modo de verificar el cumplimiento de los objetivos del trabajo. Finalmente en el capítulo 7 se presentan las conclusiones que deja este trabajo y se realizan las recomendaciones del caso para posteriores trabajos que tengan relación con el aquí presentado.

## **Capítulo 2**

### **Meta y objetivos**

#### **2.1 Meta**

La meta de este proyecto es brindar a largo plazo, una herramienta para la detección de actividades ilegales en las zonas boscosas, que permita a las autoridades evitar el uso irracional de los recursos naturales.

#### **2.2 Objetivo general**

Diseñar e implementar un módulo de detección de sonido del disparo de armas de fuego dentro de un sistema de comunicaciones de red inalámbrica para la conservación de zonas boscosas protegidas.

#### **2.3 Objetivos específicos**

##### **2.3.1 Objetivos de hardware**

- Diseñar un prototipo que cumpla con los requerimientos del proyecto de: consumo de potencia, costos y resistencia.
- Lograr que el prototipo del teledetector de disparo de armas de fuego tenga el menor error posible en la clasificación de sonidos.
- Lograr que el prototipo tenga un alcance lo suficientemente amplio para cubrir un mayor área de zona protegida.

### **2.3.2 Objetivos de software**

- Entrenar al circuito teledetector para que diferencie el sonido de disparo de diferentes armas de fuego de otros sonidos.
- Obtener resultados teóricos acerca de la eficacia del circuito para comprobar la eficiencia real del circuito.

### **2.3.3 Objetivos de documentación**

- Documentar la información que se utilizó en la toma de decisiones los criterios de diseño del prototipo.
- Recomendar mejoras al prototipo utilizando técnicas cuyas bases están establecidas en este trabajo.

### **2.3.4 Objetivos de implementación**

- Realizar pruebas al prototipo para establecer conclusiones sobre su funcionamiento.

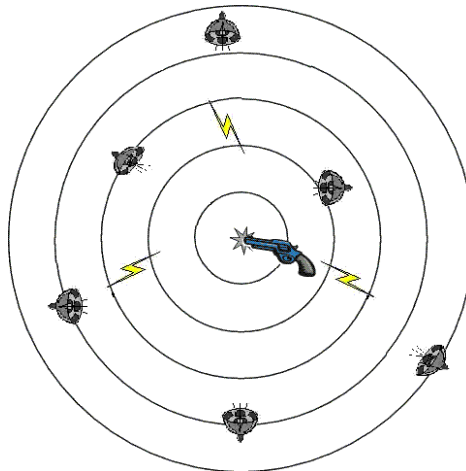
## **Capítulo 3**

### **Marco teórico**

El método de detección acústico del sonido del disparo de un arma de fuego requiere de utilización de técnicas de procesamiento de señal y reconocimiento estadístico de patrones, estos y otros temas, necesarios en la comprensión de la solución del problema, se explican de manera resumida en este capítulo. En este capítulo también se presenta un primer esbozo de la solución planteada, que da estructura al resto de los capítulos.

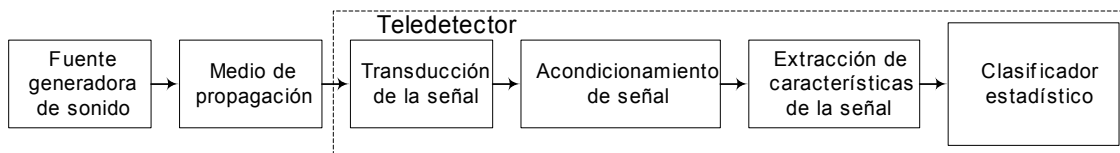
#### **3.1 Descripción del sistema o proceso a mejorar**

Este proyecto es, como lo ilustra su título, un módulo de un sistema inalámbrico de monitoreo que está conformado por varios módulos, los cuales son: un módulo de alimentación o poder, el módulo de comunicación y los 3 teledetectores. Lo concerniente al proyecto es el módulo de teledetección de disparo de armas. La idea general es poder realizar un circuito que envíe una señal de alarma cuando detecte el sonido de un disparo a una cierta distancia, como lo muestra la figura 3.1. Para ampliar el rango de acción y monitorear por completo una zona protegida se utilizarán varios dispositivos ubicados a una distancia adecuada (figura 3.1). La transmisión de la señal de alarma de un dispositivo a otro, así como la etapa de alimentación del circuito, no es parte del proyecto por lo cual se obviará su discusión y se limitará a cumplir con los requisitos planteados en la sección 1.2.



**Figura 3.1** Esquema de funcionamiento de la red inalámbrica de monitoreo de zonas protegidas para el caso específico de detección de disparo

La figura 3.2 ilustra el proceso que se lleva a cabo con la señal de audio antes de que ésta sea clasificada como un disparo u otro sonido. De los seis módulos mostrados solamente los cuatro últimos fueron diseñados e implementados, los dos primeros módulos no forman parte del proceso de ingeniería llevado a cabo en la solución del problema, sin embargo, no escapan al estudio del proyecto pues son importantes para determinar algunas de las características que deberá tener el sistema, y además es conveniente conocer de antemano cómo éstas afectarán los resultados esperados del circuito desarrollado.



**Figura 3.2** Diagrama de bloques del proceso de detección de disparos

La detección acústica del disparo, requiere una caracterización de la señal de audio típica del disparo, para decidir sobre cuál método utilizar en su clasificación.

Otro aspecto importante que se tomó en cuenta fue el medio de propagación. Aunque se trata del aire en una región boscosa, existen miles de obstáculos que disipan la intensidad con que se transmite el sonido. Además, según las características de la zona donde se utilice el teledetector, se dan todo tipo de fenómenos (reflexión, difracción, dispersión, etc.) que interfieren en la recepción del audio [14].

El primer módulo del teledetector es el que convierte la señal acústica en una señal eléctrica. Aquí no hay ningún secreto: se utilizará un micrófono, seleccionado con criterios que se exponen en capítulos posteriores. Seguidamente viene el módulo de acondicionamiento de señal, que prepara la señal para su posterior tratamiento. Generalmente estos módulos buscan regular la amplitud de la señal para mantenerlo dentro del margen de acción de los módulos posteriores.

Una tercera etapa es el módulo de extracción de características de la señal. Esta parte del circuito se encarga propiamente del procesamiento de la señal. La razón por la que recibe este nombre es porque esta sección se encarga de la caracterización de la señal en un patrón que es utilizado posteriormente para su clasificación.

Por último se tiene el módulo de decisión; prácticamente se trata de una comparación entre la caracterización obtenida en la etapa anterior con un patrón aprendido por el circuito, que le permite clasificar la señal como disparo o no disparo. En caso de que la clasificación sea positiva (para el propósito del proyecto) se genera o activa una señal que normalmente es un impulso, a partir de la cual se puede generar un mensaje de alerta para ser transmitido por toda la red.

En general se ha realizado una breve descripción de cada una de las partes en que se dividió el problema para simplificar su solución, cada etapa será explicada con mayor detalle en capítulos posteriores.

## 3.2 Antecedentes bibliográficos

### 3.2.1 Propagación del sonido

La propagación de sonidos en exteriores es un proceso verdaderamente complejo, donde concurren simultáneamente varios fenómenos físicos de índole muy diferente; teniendo en cuenta que, además, puede producirse interacción entre ellos [14].

Los mecanismos dominantes en la propagación del sonido se pueden agrupar como sigue:

- *La divergencia geométrica*: pone en manifiesto el fenómeno de la expansión uniforme de la onda sobre superficies mayores según avanza el frente de onda.
- *La atmósfera como medio de propagación*: la atmósfera tiene varios factores que pueden afectar la propagación del sonido, entre los que se encuentran: su composición, la temperatura, la humedad relativa y la velocidad del viento.
- *El suelo*: la presencia del suelo modifica las condiciones de la propagación del sonido ya que origina reflexiones del sonido.
- *La presencia de obstáculos*: los obstáculos a lo largo de la trayectoria de una onda pueden reflejar, difractar, dispersar o absorber la energía que transporta una onda. Si los obstáculos son árboles, sus raíces modifican el suelo haciéndolo más poroso, esto produce un efecto añadido difícil de evaluar.

Propiamente en lo referente a la propagación de sonido en bosques, en el material consultado [14] se hace una recopilación de otros trabajos similares donde las observaciones más importantes se resumen a continuación:

- Los efectos de absorción dominan sobre los efectos de dispersión.
- Se considera que el borde del bosque atenúa el sonido en mayor proporción.
- La dispersión en troncos es la principal responsable de atenuación a medias y altas frecuencias, mientras que a bajas frecuencias el suelo es el factor principal.
- El exceso de atenuación (EA) depende críticamente de las alturas de la fuente y el receptor.
- Las condiciones atmosféricas (temperatura y humedad relativa) modifican las propiedades de absorción y dispersión del suelo y los árboles.
- El coeficiente de absorción es proporcional a  $\sqrt{f}$ .

Asimismo en [14] se encontró un modelo que describe la propagación de sonido en bosques, el cual se basa en el modelo de dispersión de Leschnik, y está dado por la siguiente expresión:

$$L(r) = L_w - 10\log(4\pi r^2) + k(Z) + Ae(r) + A_A$$

Donde  $L_w$  es el nivel de potencia sonora,  $10\log(4\pi r^2)$  da cuenta de la divergencia geométrica,  $k(Z)$  es la corrección debido a la impedancia  $Z$  de la superficie del suelo,  $A_A$  la atenuación del sonido en el aire y  $Ae(r)$  la atenuación debido a la dispersión.



### **3.2.2 Transducción de la señal de sonido**

La detección acústica de armas de fuego es, no sólo, un método muy utilizado sino que a parte es más eficiente que la otra alternativa que es la detección óptica.

A diferencia de las técnicas de detección ópticas, las técnicas acústicas no requieren que el arma se encuentre dentro de la trayectoria línea vista del sensor. Una de las ventajas es que el sistema acústico puede cubrir más distancia que un sistema óptico.

Las técnicas acústicas trabajan detectando el sonido de disparo del arma. Un arma de fuego disparada crea un sonido fuerte e impulsivo de más de 160dB SPL, que puede oírse a más de dos millas de distancia a la redonda.

Al detectar el sonido de un disparo con múltiples sensores puede localizarse el evento rápida y eficientemente [13].

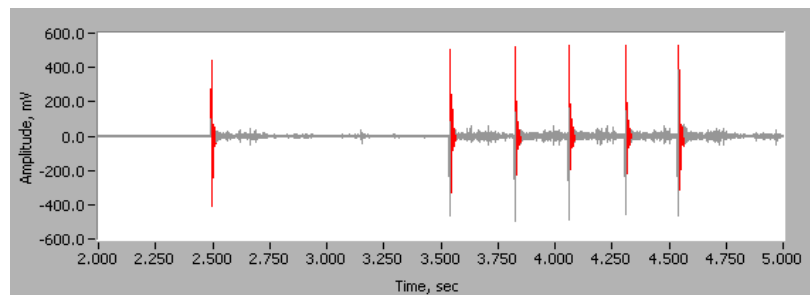
La detección acústica de armas de fuego es aplicada a zonas urbanas con fines de criminología; es decir es una herramienta utilizada por la policía para capturar a personas relacionadas con tiroteos y toda actividad delictiva que involucre disparos[13].

En los sistemas policiales el sonido es recolectado por sensores remotos al sistema y luego es transmitido a una central de computadoras usando líneas telefónicas. Los sensores son pequeños y están alimentados por las mismas líneas telefónicas, simplificando su instalación y mantenimiento, al no existir baterías que cambiar ni software que mejorar. Los componentes electrónicos del sensor están hechos de tecnologías de montaje superficial disminuyendo su tamaño y aumentando su rentabilidad.

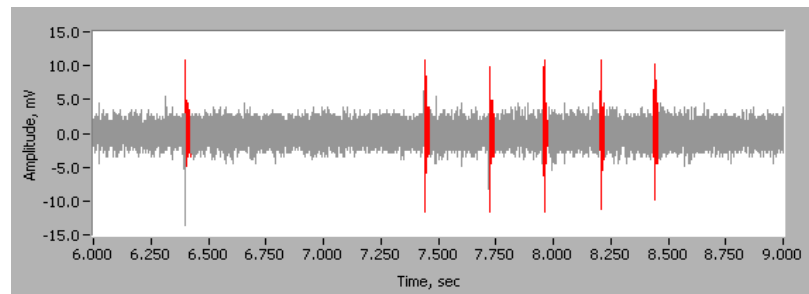
### 3.2.3 Clasificación y localización del sonido

En los sistemas de detección acústica de armas utilizados por la policía [3] y [13] la extracción de características de la señal y su clasificación se realizan utilizando una computadora con un software especializado y una amplia base de datos. La computadora analiza la información acústica de entrada de los disparos, esta información se procesa utilizando el SuperMax detector de pico, un algoritmo patentado; el cual detecta y clasifica los sonidos de disparo. Este algoritmo es susceptible a sonidos abruptos parecidos al de un disparo, ignorando sonidos menos abruptos como trenes o ladridos de perros.

Las figuras 3.3 y 3.4 muestran la forma de onda de dos sensores que detectaron y localizaron múltiples disparos en una localidad de Arizona donde el sistema está implementado. Los disparos detectados por el sistema se muestran en color rojo, nótese que la amplitud es aproximadamente 40 veces menor en el sensor más lejano sin embargo, detectó los impulsos sin problema.

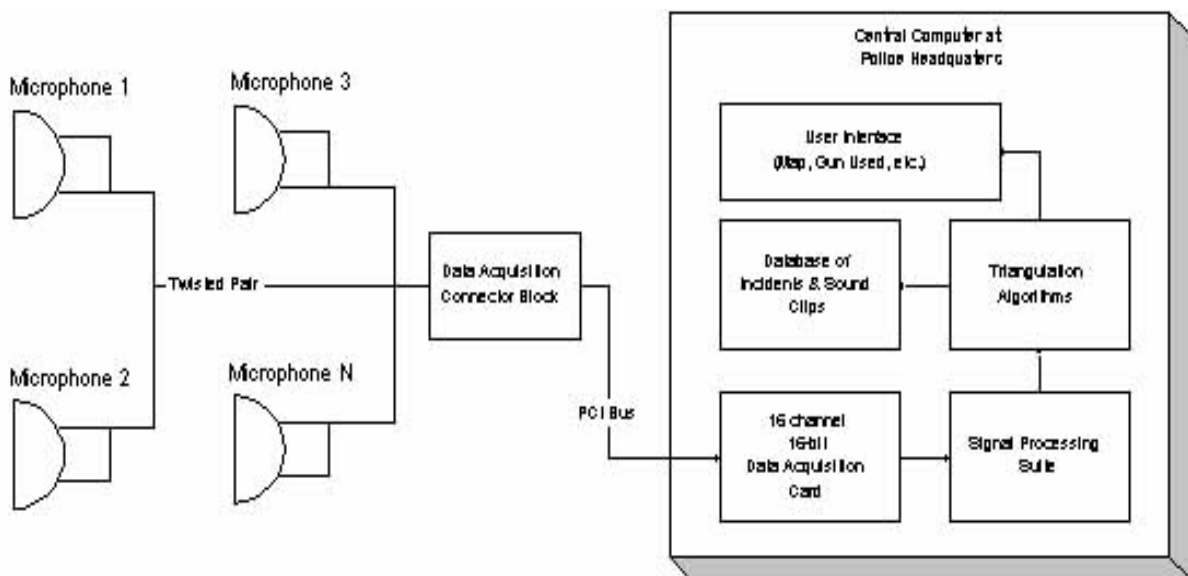


**Figura 3.3** Seis disparos de armas detectados en Glendale, Arizona. El tirador estaba a 1635 pies del sensor (los disparos se muestran en rojo) [13]



**Figura 3.4** Los mismos seis disparos detectados por otro sensor a 6130 pies de distancia (la amplitud disminuyó en un factor de 40 veces) [13]

El diagrama de bloques de un sistema muy similar al anterior [3] aparece en la figura 3.5, el cual utiliza, en este caso, un bloque de adquisición de datos que envía la información también a una central donde se identifica el sonido por medio de comparación de patrones.

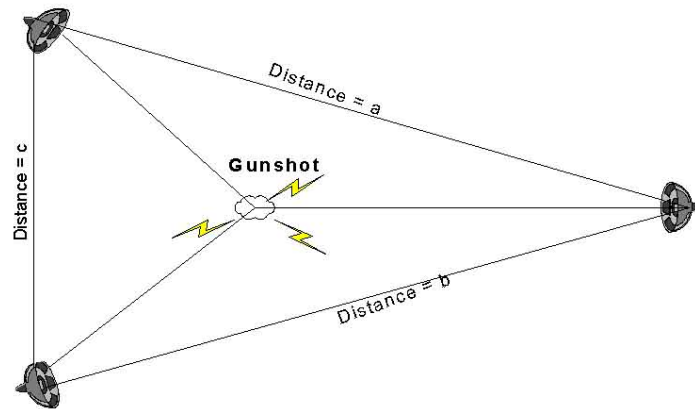


**Figura 3.5** Topología del sistema de control de armas en zonas urbanas por detección en tiempo real (G.U.A.R.D.) [3]

Este sistema continuamente procesa los sonidos que proveen los micrófonos. Además a cada sonido detectado por el software se le realiza un procesamiento de señal para determinar si es un verdadero disparo o simplemente un sonido similar.

El sistema no sólo detecta cuándo ocurre un disparo sino que también puede determinar el tipo de arma, esto lo logra comparando la señal de entrada con patrones de sonidos que tiene en una base de datos.

Para localizar la ubicación del disparo ambos sistemas utilizan algoritmos de triangulación como se muestra en la siguiente figura



**Figura 3.6** Método de triangulación [3]

Después de determinar que ocurre un disparo entra a funcionar el algoritmo de triangulación, el cual permite conocer la localización exacta del evento, en función de la, ya conocida, ubicación de los micrófonos y el tiempo que tarda la señal en ser registrada por el micrófono. Como se aprecia en la figura 3.6 se necesitan al menos tres micrófonos para determinar la ubicación del disparo.

### **3.3 Descripción de principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema**

#### **3.3.1 Propagación del sonido**

En los antecedentes bibliográficos se habló de la propagación del sonido pero de una forma más específica al tema aquí tratado, los bosques. Ahora se hará un recuento pero más general de los principios físico-matemáticos que rigen la formación y propagación del sonido [9].

El sonido se caracteriza por fluctuaciones de presión en un medio compresible, bien sea gaseoso, líquido o sólido. Sin embargo, no todas las fluctuaciones de presión producen la sensación de audición cuando alcanzan al oído humano. Cuando se refiere al sonido audible, se está hablando de la sensación detectada por nuestro oído, que produce las rápidas variaciones de presión en el aire (presión acústica) por encima y por debajo de un valor estático. Este valor estático nos lo da la presión atmosférica.

Dos cosas deben existir a fin de que se produzca una onda sonora: una fuente mecánica de vibración y un medio elástico a través del cual pueda *propagar* la perturbación. La velocidad con que se *propaga* el sonido depende, en gran medida, de las características del medio elástico, temperatura, presión, densidad, etc.

Las ondas sonoras que percibe el oído humano se distinguen por tres características: nivel de intensidad, tono y timbre. La tabla 3.1 muestra cuál es la correspondencia entre estas características y las propiedades físicas de la onda de sonido.

**Tabla 3.1** Correspondencia física de los efectos sensoriales del sonido

<b>Efecto sensorial</b>	<b>Propiedad física</b>
Intensidad acústica	Intensidad
Tono	Frecuencia
Timbre	Forma de onda

La intensidad ( $I$ ) de un sonido viene determinada por la amplitud del movimiento oscilatorio. Matemáticamente es la potencia transferida ( $P$ ) por una onda sonora, a través de la unidad de área ( $A$ ) normal a la dirección de propagación.

$$I = \frac{P}{A} \quad (3.1)$$

Las unidades de Intensidad son microwatt por centímetro cuadrado ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ). Otra unidad de nivel de intensidad que se usa frecuentemente es la décima parte de un bel, o **decibel** (db).

$$I(\text{db}) = 10 \log \frac{I}{I_0} \quad (3.2)$$

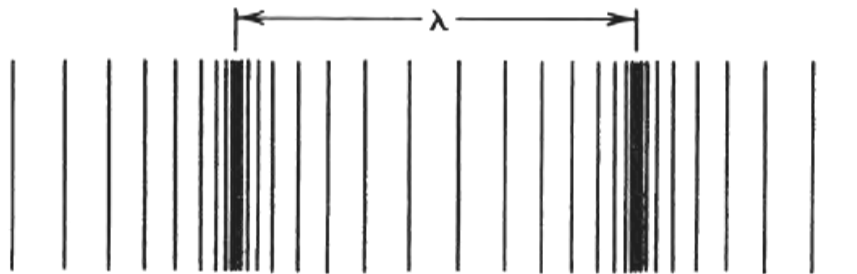
$I_0$  = es el umbral de audición ( $10^{-10} \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ).

El tono o altura de un sonido depende únicamente de su frecuencia, es decir, del número de oscilaciones por segundo. La altura de un sonido corresponde a nuestra percepción del mismo como más grave o más agudo. Cuanto mayor sea la frecuencia, más agudo será el sonido.

El timbre es la cualidad del sonido que permite distinguir entre dos sonidos de la misma intensidad y altura. Cuando se hace vibrar un medio se producen, además de la frecuencia fundamental, los armónicos. El número de armónicos presentes es lo que diferencia los timbres de dos sonidos.

Como ya se mencionó, un cuerpo en oscilación pone en movimiento a las moléculas de aire (del medio) que lo rodean. Éstas, a su vez, transmiten ese movimiento a las moléculas vecinas y así sucesivamente. Cada molécula de aire entra en oscilación en torno a su punto de reposo. Es decir, el desplazamiento que sufre cada molécula es pequeño. Pero el movimiento se propaga a través del medio.

Entre la fuente sonora (el cuerpo en oscilación) y el receptor se tiene entonces una transmisión de energía pero no un traslado de materia. El (pequeño) desplazamiento (oscilatorio) que sufren las distintas moléculas de aire genera zonas en las que hay una mayor concentración de moléculas (mayor densidad), zonas de condensación, y zonas en las que hay una menor concentración de moléculas (menor densidad), zonas de rarefacción. Esas zonas de mayor o menor densidad generan una variación alterna en la presión estática del aire (la presión del aire en ausencia de sonido), que es lo que se conoce como presión sonora.



**Figura 3.7** Onda de sonido en un tiempo  $t$ , La distancia entre las barras representa las zonas de mayor o menor presión sonora [9]

En el aire el sonido se propaga esféricamente, es decir en todas direcciones. Puede imaginarse al sonido propagándose como una esfera cuyo centro es la fuente sonora y que se va haciendo cada vez más grande.

### 3.3.2 Transducción de la señal

En un micrófono de condensador, la placa posterior está fija y alimentada con una tensión, mientras que la placa anterior, el diafragma, se desplaza al recibir variaciones de presión, ya que el interior del micrófono está a una presión constante, igual a la presión atmosférica [16]. La variación de la capacitancia, al cambiar la distancia entre las placas, producirá una variación de voltaje, como lo muestra la figura 3.8.

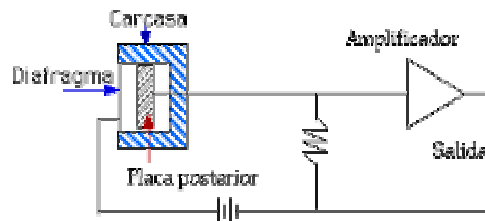


Figura 0.8 Circuito básico de un micrófono con condensador [16]

Este tipo de micrófono produce la mejor respuesta de frecuencia por lo cual son los más utilizados en grabaciones profesionales. Debido a que responde a variaciones de presión se clasifican en los micrófonos de presión, y como consecuencia de ello tienen una respuesta omnidireccional.

### 3.3.3 Extracción de Características

#### a Principios físicos y matemáticos

En esta sección se describirán las técnicas utilizadas para el análisis de la señal de sonido y para el diseño del módulo encargado de la extracción de características de la señal de sonido. Se inicia con una descripción de la transformada de Fourier [8], luego se explica el método de transformación de Fourier con ventanas, que fue el utilizado en la ejecución de la solución [12], y finalmente la técnica de discriminante lineal de Fisher [2].



Las transformadas lineales, especialmente la de Fourier y Laplace, son ampliamente usadas para resolver problemas en la ciencia y la ingeniería. La transformada de Fourier, una herramienta dominante y versátil, es utilizada en muchos campos de las ciencias como una herramienta física y matemática para dar a un problema fácil solución.

La transformada de Fourier, esencialmente, descompone o separa una función o forma de onda en senoidales de diferente frecuencia, cuya suma da la señal original. Las condiciones para poder obtener la transformada de Fourier son (Condiciones de Dirichlet):

- Que la señal sea absolutamente integrable, es decir:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \quad (3.3)$$

- Que tenga un grado de oscilación finito.
- Que tenga un número finito de discontinuidades.

La transformada de Fourier de  $f(x)$  está definida por:

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-j\omega t} dt \quad (3.4)$$

La transformación inversa da la función, de nuevo, en el dominio del tiempo, esto es:

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(w)e^{j\omega t} dw \quad (3.5)$$

Esta transformación que sufre la señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia no afecta la energía transportada por la onda, tal y como lo establece el teorema de Parseval. Este teorema establece que la potencia de una señal representada por una función  $h(t)$  es la misma en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, esto es:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 dt \quad (3.6)$$

El espectro de potencia,  $P(f)$  está dado por:

$$P(f) = |H(f)|^2 \quad -\infty \leq f \leq \infty \quad (3.7)$$

De esta manera se puede asegurar que al aplicar la transformada de Fourier a la señal de sonido su potencia no se verá afectada; lo único que sucede es que ahora se tiene información sobre las distintas frecuencias que conforman la señal.

Como las señales de sonido, con las que se trabajó, están limitadas a un ancho de banda audible (20 – 20 000 Hz) se explicará el teorema del muestreo con la finalidad de que no se presenten problemas de aliasing.

El teorema de muestreo establece que una señal real,  $f(t)$ , que esté limitada por un ancho de banda  $B$  Hz puede ser reconstruida sin ningún error a partir de muestras tomadas uniformemente a una razón de  $R > 2B$  muestras por segundo. Esta frecuencia mínima de muestreo  $F_s = 2B$  se denomina la *relación de Nyquist* o *frecuencia de Nyquist*. El correspondiente intervalo de muestreo,  $T = 1/2B$  (donde  $t = nT$ ), es llamado el *intervalo de Nyquist*.

Una gran cantidad de dificultades se encuentran al reconstruir una señal a partir de muestras. El teorema de muestreo asumía que todas las señales están limitadas a un ancho de banda, pero en la práctica las señales no son limitadas por un ancho de banda sino por un intervalo de tiempo. Como resultado encontrar una frecuencia de muestreo que no pierda información se vuelve complicado. Cuando una señal está sub-muestreada (la frecuencia de muestreo es menor que la frecuencia de Nyquist), su espectro tiene picos sobrepuestos o traslapados; esto significa que  $F(\omega)$  ya no tiene más la información completa del espectro y que no es posible, entonces, recuperar  $f(t)$  de la señal muestreada. En este caso, el final del espectro no alcanza el valor de cero, sino que se dobla hacia atrás sobre el espectro aparente. Esta inversión del final se denomina *plegamiento espectral* o *aliasing*.

El análisis realizado a la señal de sonido tiene como base la transformada de Fourier, sin embargo en su versión original requiere que la señal en el tiempo  $f(t)$  sea continua, esto es que  $t \in [-\infty, \infty]$ , por lo que se realiza una versión aproximada por espacios de tiempo, obteniendo un gráfico que se denomina espectrograma.

El espectrograma está definido como la transformada de Fourier de una muestra de tiempo corto de un segmento en forma de ventana de la señal en el tiempo  $s(t)$ . Tal como lo muestra la siguiente expresión:

$$s_n(e^{j\omega}) = \sum_{m=n-L+1}^n x[m]w[n-m]e^{-j\omega m} \quad (3.8)$$

donde la ventana  $w$  determina cuánto de la señal original es usada en el análisis y controla también la resolución de frecuencia del análisis de Fourier. En el análisis se repite una sucesión de posiciones de ventana igual a  $n$ . Usualmente,  $n$  es incrementada como una fracción (25 a 50%) de la longitud total de la ventana entre FFT sucesivas [4].

Se trata de un gráfico tridimensional que muestra la energía de cada frecuencia de una señal, mientras ésta varía en el tiempo. Esto es muy útil porque la transformada de Fourier no proporciona ninguna información del instante de tiempo en que ocurre algún evento de la señal. Por ejemplo una transformada de Fourier de una parte de una canción mostrará las frecuencias presentes, pero no el instante en que éstas ocurren.

El formato más general de un espectrograma, es el que tiene la información temporal en el eje horizontal ( $x$ ), el eje vertical ( $y$ ) es el eje de la frecuencia, y la intensidad o tono de color de cada punto en la imagen representa la amplitud de una determinada frecuencia en un instante de tiempo.

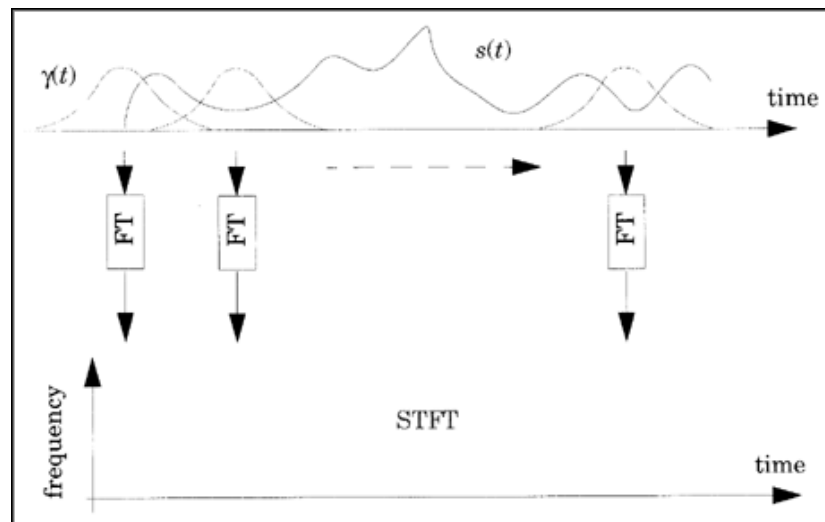
Usualmente los espectrogramas son creados de dos maneras, la primera consiste en la utilización de una serie de filtros paso banda, generalmente cuando se trabaja de forma analógica. O se utiliza la magnitud de la transformada de Fourier instantánea (STFT por sus siglas en inglés Short Time Fourier Transform), el cual es el método digital de obtener el espectrograma. Los datos en el dominio del tiempo muestreados digitalmente son partidos en bloques, que generalmente se traslapan, y se utiliza entonces la transformada de Fourier para obtener el espectro de frecuencia de cada trozo de información. Cada segmento corresponde a una línea vertical del gráfico, y es una medida de la magnitud en función de la frecuencia para un tiempo específico de la señal [17].

Para comprender mejor el método utilizado, se debe conocer algo sobre la STFT. Como ya se mencionó antes la transformada de Fourier no refleja explícitamente la naturaleza dinámica de las señales en el tiempo, y aunque la fase de  $S(\omega)$  contiene la información del tiempo, es difícil establecer una relación puntual entre  $s(t)$  y  $S(\omega)$  basados en el análisis básico de Fourier.

La manera de compensar esta desventaja de la transformada de Fourier es comparar la señal con una función que exista simultáneamente en el dominio del tiempo y la frecuencia:

$$STFT(t, \omega) = \int s(\tau) \gamma_{t, \omega}^*(\tau) d\tau = \int s(\tau) \gamma^*(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (3.9)$$

La ecuación 3.9 es un simple producto que refleja la similitud entre la señal  $s(t)$  y función elemental  $\gamma(\tau-t)e^{-j\omega\tau}$ . La función  $\gamma(t)$  tiene una duración instantánea, de ahí que sea denominada la función ventana. La ecuación 3.9 se llama la transformada de Fourier instantánea (STFT) o la transformada de Fourier por ventanas [12].



**Figura 3.9** Transformada de Fourier por ventanas [12]

La figura 3.9 ayuda a entender el proceso de obtener la STFT. Lo primero que se hace es multiplicar la función  $\gamma(t)$  con la señal  $s(t)$  obteniendo después la transformada de Fourier del producto  $s(\tau)\gamma^*(\tau-t)$ . Debido a que la función  $\gamma(t)$  tiene una duración instantánea, la transformada de Fourier de  $s(\tau)\gamma^*(\tau-t)$  representa las propiedades de frecuencia de la señal en un instante de tiempo. Desplazando la función  $\gamma(t)$  en el tiempo y repitiendo el mismo proceso se obtiene una leve idea de cómo el contenido de frecuencia de la señal se comporta en el tiempo.

Para la aplicación al procesamiento digital de señales, es necesario extender la estructura de la STFT a una señal discreta. Para la implementación, cada transformada de Fourier en la STFT se reemplaza por la transformada discreta de Fourier, como resultado la STFT es discreta, tanto en tiempo como en frecuencia y esto es lo idóneo para la implementación digital:

$$STFT[k, n] = \sum_{i=0}^{L-1} s[i] \gamma[i-k] W_L^{-ni} \quad (3.10)$$

Donde:

$$STFT[k, n] = STFT(t, \omega) |_{t = k\Delta t, \omega = \frac{2\pi n}{L\Delta t}} \quad (3.11)$$

Donde  $\Delta t$  denota el intervalo de tiempo de muestreo;  $\gamma[k] = \gamma(k\Delta t)$  es la función de ventana en el punto L. La ecuación 3.10 se denomina la STFT discreta, para diferenciarla de la transformada de tiempo discreta de STFT, que es continua en tiempo. Nótese que mediante la discretización de la STFT se llegó a obtener la ecuación 3.8 utilizada por Matlab para calcular el espectrograma.

#### El análisis de discriminante lineal y la caracterización de la señal

Finalmente para obtener un vector de clasificación, a partir de la información contenida en el espectrograma, se utilizó un análisis de discriminante lineal de Fisher [2]. Este es un método de reducción lineal de dimensionalidad, utilizado para resolver el problema de diseño de clasificadores, donde un clasificador óptimo se vuelve más complicado en la medida en que se incremente la dimensionalidad de las variables de entrada. La forma de resolver este problema es preprocesar la información para así reducir su dimensionalidad antes de aplicar el algoritmo de entrenamiento de un clasificador. Este método no es por sí sólo un discriminante, pero se puede usar para construir uno.

Una forma sencilla de alcanzar la reducción dimensional es utilizar una proyección lineal de los datos sobre un espacio de una dimensión. De esta manera el vector de entrada  $x$  es proyectado sobre el valor  $y$  dado por:

$$y = w^T \cdot x \quad (3.12)$$

donde  $w$  es el vector de parámetros ajustables (pesos). En general, la proyección sobre una dimensión implica perder información, y las clases que estaban bien separadas en el espacio multidimensional podrían quedar traslapadas en una sola dimensión. Pero si se ajustan las componentes del vector de pesos  $w$  se puede seleccionar una proyección que aumente la separación de las clases.

Considérese un problema de dos clases en el cual hay  $N_1$  puntos de la clase  $C_1$  y  $N_2$  puntos de la clase  $C_2$ . La media de los vectores de ambas clases es:

$$m_1 = \frac{1}{N_1} \sum_{n \in C_1} x^n \quad m_2 = \frac{1}{N_2} \sum_{n \in C_2} x^n \quad (3.13)$$

donde  $x^n$  denota el  $n$ -ésimo punto de la clase correspondiente.

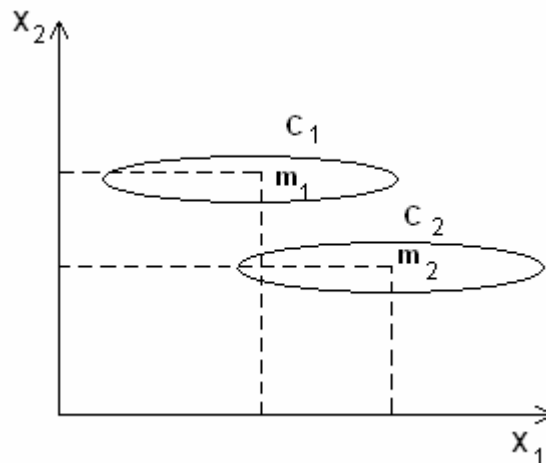
Se puede definir la separación de las clases, cuando se proyectan en  $w$ , como la separación de las medias de las clases proyectadas. Esto sugiere que se debe escoger  $w$  para incrementar

$$m_2 - m_1 = w^T (m_2 - m_1) \quad (3.14)$$

Donde:

$$m_k = w^T \cdot m_k, \quad k=1,2,\dots \quad (3.15)$$

es la media de los datos proyectados de la clase  $C_k$ .



**Figura 3.10** Ejemplo de la separación de dos clases en un sistema de dos dimensiones [2]

La figura 3.10 muestra 2 clases bien separadas para el espacio en dos dimensiones  $(x_1, x_2)$ . Se observa que la proyección sobre el eje  $x_1$  da una mayor separación de las medias de las clases que la proyección sobre  $x_2$ . Sin embargo, la separación de los datos proyectados es mejor cuando se proyecta la información en el eje  $x_2$ . Esta dificultad surge de la substancial diferencia del esparcimiento de los datos dentro de las clases a lo largo de los dos ejes.

La solución propuesta por Fisher es maximizar una función que represente la diferencia entre las medias de las clases proyectadas, normalizadas por una medida de la ubicación intra-clase de los datos sobre la dirección de  $w$ .

La fórmula de proyección (ecuación 3.12) transforma el conjunto determinado por los puntos en  $x$  en un conjunto de puntos en la dirección del eje  $y$ . La ubicación intra-clase de la información transformada de la clase  $C_k$  es descrita por la covarianza intra-clase, esto es:

$$s_k^2 = \sum_{n \in C_k} (y^n - m_k)^2 = \sum_{n \in C_k} (w^t x^n - m_k)^2 \quad (3.16)$$

La covarianza total intra-clase de todos el conjunto de datos se puede definir como  $s_1^2 + s_2^2$ . Entonces se llega al criterio de Fisher dado por:



$$J(w) = \frac{(m_2 - m_1)^2}{s_1^2 + s_2^2} \quad (3.17)$$

El cual se puede describir utilizando las ecuaciones 3.12, 3.15 y 3.16 para que quede de la forma:

$$J(w) = \frac{w^T S_B w}{w^T S_W w} \quad (3.18)$$

donde  $S_B$  es la covarianza entre clases y es dada por la siguiente expresión:

$$S_B = (m_2 - m_1)(m_2 - m_1)^T \quad (3.19)$$

y  $S_W$  es la matriz de covarianza intra-clase total y se calcula:

$$S_W = \sum_{n \in C_1} (x^n - m_1)(x^n - m_1)^T + \sum_{n \in C_2} (x^n - m_2)(x^n - m_2)^T \quad (3.20)$$

Derivando con respecto a  $w$ , se encuentra que  $J(w)$  es máxima cuando

$$(w^T S_B w) S_W w = (w^T S_W w) S_B w \quad (3.21)$$

Se aprecia que  $S_B$  se encuentra siempre en la dirección de  $(m_2 - m_1)$ . Además, no importa la magnitud de  $w$ , sólo su dirección, por lo tanto se puede utilizar cualquier factor para escalar. Multiplicando ambos lados de la ecuación (3.21) por  $S_W^{-1}$  se obtiene:

$$w \propto S_W^{-1} (m_2 - m_1) \quad (3.22)$$

Esto es conocido como el discriminante lineal de Fisher, que estrictamente no es un discriminante pero resulta en una opción específica de vector de dirección para la proyección de los datos en una sola dimensión.

La información proyectada puede ser utilizada subsecuentemente para la construcción de un discriminante. Sólo se requiere escoger un umbral  $y_0$  para la clasificación de un nuevo dato como perteneciente a la clase  $C_1$  si  $y(x) \geq y_0$  o de clase  $C_2$  de caso contrario. Al hacer esto se nota que  $y = w^T x$  es la suma del conjunto de variables aleatorias, y que se puede utilizar el teorema del límite central y modelar función de densidad condicional de la clase  $p(y/C_k)$  usando distribuciones normales.

Se puede considerar el criterio de Fisher como un procedimiento específico de selección de pesos (y subsecuentemente del umbral) de una red de una sola capa. En la reducción de dimensionalidad de la información puede perderse información, y esto aumentará la tasa mínima de error teórico alcanzable.

Con el análisis de discriminante lineal realizado al espectro de la señal se obtiene un vector de pesos entrenado justamente para clasificar el sonido de un disparo, pero ¿Qué tan eficiente es la clasificación obtenida a partir de este vector? Para conocer el porcentaje de error se utilizan gráficas de las distribuciones normales de los vectores proyección de las matrices de clase sobre el vector  $w$ . Es por esto que a continuación se detallan las principales características de una distribución normal.

La *distribución normal* o *distribución gaussiana* es una de las distribuciones teóricas más utilizada en la práctica. Su importancia se debe fundamentalmente a la frecuencia con la que distintas variables asociadas a fenómenos naturales y cotidianos siguen, aproximadamente, esta distribución [1].

El uso extendido de la distribución normal en las aplicaciones estadísticas puede explicarse, además, por otras razones. Muchos de los procedimientos estadísticos habitualmente utilizados asumen la normalidad de los datos observados.

Aunque muchas de estas técnicas no son demasiado sensibles a desviaciones de la normal y, en general, esta hipótesis puede obviarse cuando se dispone de un número suficiente de datos, resulta recomendable contrastar siempre si se puede asumir o no una distribución normal. La simple exploración visual de los datos puede sugerir la forma de su distribución. No obstante, existen otras medidas, gráficos de normalidad y contrastes de hipótesis que pueden ayudar a decidir, de un modo más riguroso, si la muestra de la que se dispone procede o no de una distribución normal. Cuando los datos no sean normales, se puede o bien transformarlos o emplear otros métodos estadísticos que no exijan este tipo de restricciones (los llamados métodos no paramétricos).

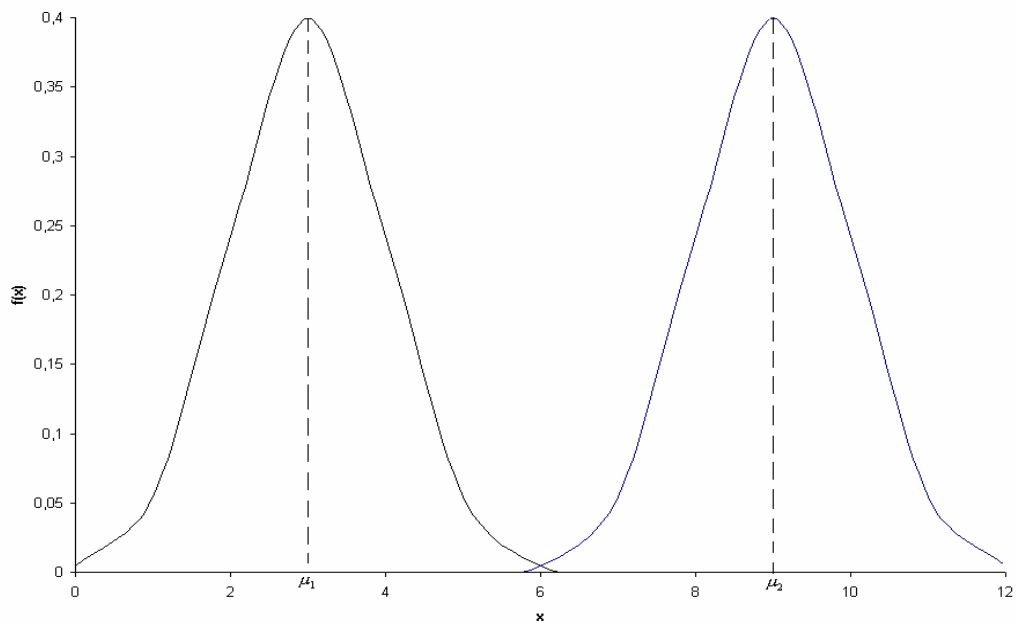
La distribución normal fue reconocida por primera vez por el francés Abraham de Moivre (1667-1754). Posteriormente, Carl Friedrich Gauss (1777-1855) elaboró desarrollos más profundos y formuló la ecuación de la curva; de ahí que también se le conozca, más comúnmente, como la "*campana de Gauss*" [11]. La distribución de una variable normal está completamente determinada por dos parámetros, su media y su desviación estándar, denotadas generalmente por  $\mu$  y  $\sigma$ . Con esta notación, la función de densidad probabilística de la normal viene dada por la ecuación:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad \text{para } -\infty < x < \infty \quad (3.23)$$

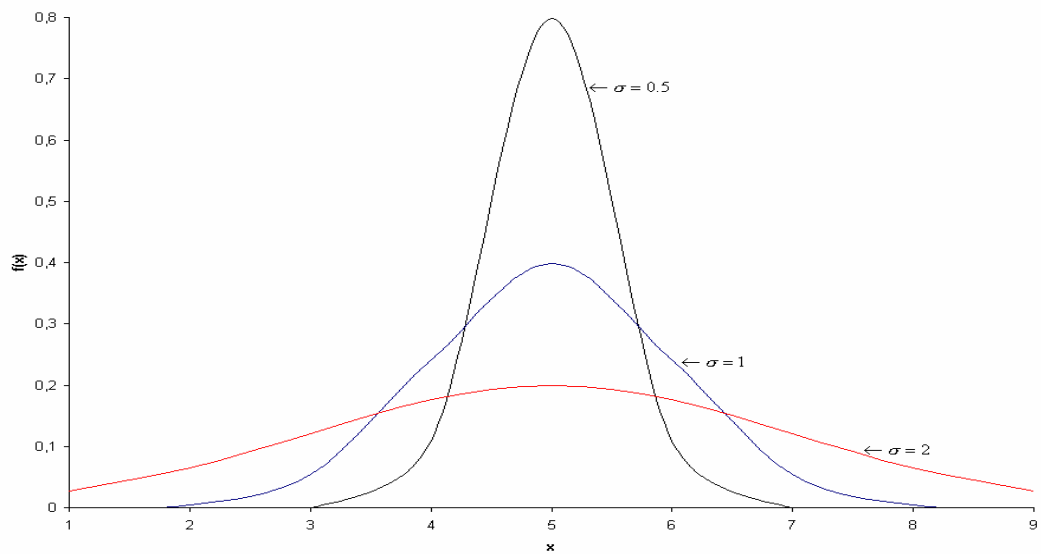
A pesar de la forma seguida por la población, el teorema del *límite central* permite a la distribución normal ser usada con propósitos descriptivos estando sujeto a la limitación de varianzas finitas. Esta ley establece que si una población tiene una varianza finita  $\sigma^2$  y una media  $\mu$ , la distribución de la media de la muestra, denotada por  $\bar{x}$ , aproxima la distribución normal con varianza  $\sigma^2/n$  y media  $\mu$  a medida que el tamaño de la muestra,  $n$ , aumenta.

La distribución normal posee ciertas propiedades importantes que conviene destacar:

- Tiene una única moda, que coincide con su media y su mediana.
- La curva normal es asintótica al eje de abscisas. Por ello, cualquier valor entre  $-\infty$  y  $+\infty$  es teóricamente posible. El área total bajo la curva es igual a 1.
- Es simétrica con respecto a su media  $\mu$ . Según esto, para este tipo de variables existe una probabilidad de un 50% de observar un dato mayor que la media, y un 50% de observar un dato menor.
- La distancia entre la línea trazada en la media y el punto de inflexión de la curva es igual a una desviación típica ( $\sigma$ ). Cuanto mayor sea  $\sigma$ , más aplanada será la curva de la densidad.
- El área bajo la curva comprendida entre los valores situados aproximadamente a dos desviaciones estándar de la media es igual a 0.95. En concreto, existe un 95% de posibilidades de observar un valor comprendido en el intervalo  $[\mu - 1.96\sigma; \mu + 1.96\sigma]$ .
- La forma de la campana de Gauss depende de los parámetros  $\mu$  y  $\sigma$ . La media indica la posición de la campana, de modo que para diferentes valores de  $\mu$  la gráfica es desplazada a lo largo del eje horizontal como se observa en la figura 3.11. Por otra parte, la desviación estándar determina el grado de apuntamiento de la curva, véase la figura 3.12. Cuanto mayor sea el valor de  $\sigma$ , más se dispersarán los datos en torno a la media y la curva será más plana. Un valor pequeño de este parámetro indica, por tanto, una gran probabilidad de obtener datos cercanos al valor medio de la distribución.



**Figura 3.11** Distribuciones normales con igual varianza pero diferente media [1]

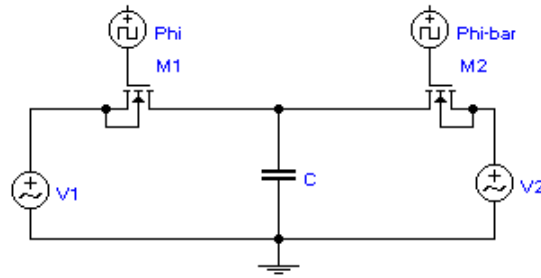


**Figura 3.12** Curvas de densidad normal con media constante ( $\mu=5$ ) con  $\sigma$  variante [1]

## **b Principios electrónicos**

En esta sección se explicarán los principios de la tecnología del condensador conmutado [7] que es la empleada por los filtros que conforman el módulo de extracción de características.

La esencia de los condensadores conmutados es usar capacitores e interruptores analógicos para lograr la misma función que las resistencias. Este reemplazo de resistores, en conjunto con integradores basados en amplificadores operacionales, forman los filtros activos. El porqué se reemplazan resistores con capacitores es porque estos últimos dan variabilidad de frecuencia a los filtros activos. La figura 3.13 muestra la configuración básica de un condensador conmutado, incluyendo dos transistores de efecto de campo de canal N de semiconductor oxido metálico (NMOS) y un capacitor. Hay dos fases de reloj,  $\phi$  y  $\bar{\phi}$ , las cuales no se traslapan. Los MOSFET, también M1 y M2, se activan cuando el voltaje del gate pasa a alto, y la resistencia equivalente del canal en ese caso será baja  $R_{ON} \approx 1k\Omega \rightarrow 10k\Omega$ . Cuando el voltaje de gate pasa a bajo, la resistencia del canal tenderá a ser alta  $R_{OFF} \approx 10^{12}\Omega$ . Con tan alta variación en la resistencia en encendido y apagado cada MOSFET puede tomarse como un interruptor. Además, cuando los dos MOSFET son alimentados por relojes que no se traslapan, M1 y M2 conducen durante semiciclos alternados.



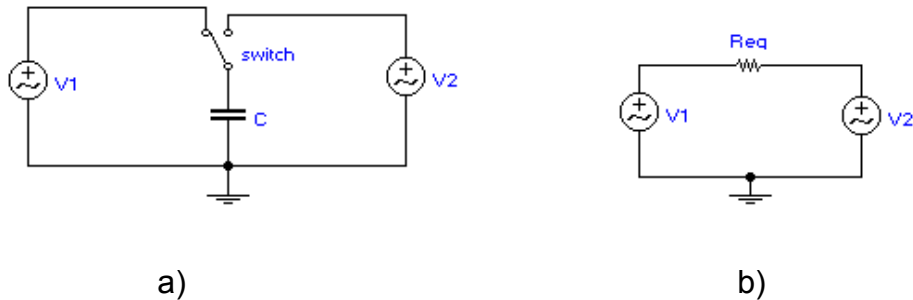
**Figura 3.13** 2 MOSFET alimentados por señales de relojes alternas conforman la red básica de un condensador conmutado [6]

Esto hace que el arreglo de MOSFET sea un equivalente de un interruptor de doble contacto de polo simple (SPDT). La figura 3.14.a presenta un equivalente del circuito anterior utilizando un interruptor en lugar de los MOSFET. El funcionamiento de este circuito es simple, cuando el interruptor toca el contacto izquierdo, el capacitor se carga al voltaje de  $V_1$ .

Cuando el interruptor pasa al contacto derecho, el capacitor se descarga o carga al voltaje en  $V_2$ . Como resultado de estos cambios consecutivos, hay una transferencia de carga  $\Delta Q = \Delta V \cdot C = C \cdot (V_1 - V_2)$ . Ahora, si uno acciona el interruptor a una razón de  $f_{CLK}$  (ciclos /s), entonces la carga transferida en un segundo es igual a  $I_{AVG} = f_{CLK} \cdot \Delta Q = C \cdot f_{CLK} \cdot (V_1 - V_2)$  [A] obteniendo así la corriente promedio. Si  $f_{CLK}$  es mucho mayor que la frecuencia del voltaje de entrada, el proceso de interrupción puede considerarse continuo, y el condensador conmutado puede considerarse como una resistencia como lo muestra la figura 3.14.b. El valor de la resistencia equivalente está dado por:

$$R_{eq} = \frac{V_1 - V_2}{I_{AVG}} = \frac{1}{C \cdot f_{CLK}} \quad (3.24)$$

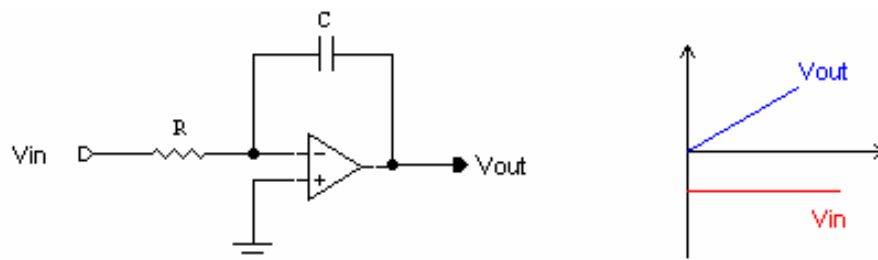
Además, esta resistencia en conjunto con otros capacitores e integradores a base de amplificadores operacionales, pueden ser usados para sintetizar filtros activos. Es claro ahora por la ecuación 3.24 porque la utilización de condensadores conmutados lleva a la variabilidad de frecuencia de los filtros activos, por medio de la frecuencia del reloj.



**Figura 3.14** Modelo equivalente del circuito de condensador conmutado [7]

Puesto que los filtros activos utilizan integradores, se explicará primero como funcionan éstos con condensadores conmutados, antes de explicar el comportamiento de los filtros.

El integrador con amplificadores operacionales realiza la función de un filtro paso bajo y es la elección más frecuente en la construcción de bloques de filtros de condensador conmutado. El integrador RC básico se muestra en la figura 3.15.



**Figura 3.15** Integrador RC básico con su curva de transferencia [7]

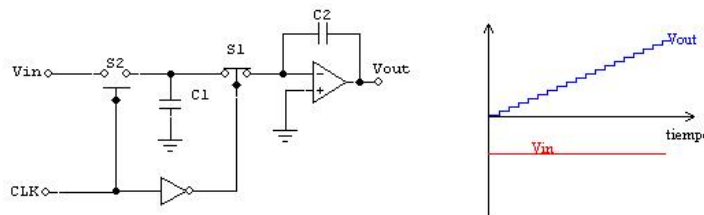


La función de transferencia de este circuito es:

$$H(f) = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{-1}{j(f/f_0)} \quad (3.25)$$

donde  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ . Ahora, si se reemplaza el resistor con el equivalente del condensador conmutado, como lo muestra la figura 3.16, y se usa la ecuación 3.24 para el valor del resistor se tiene:

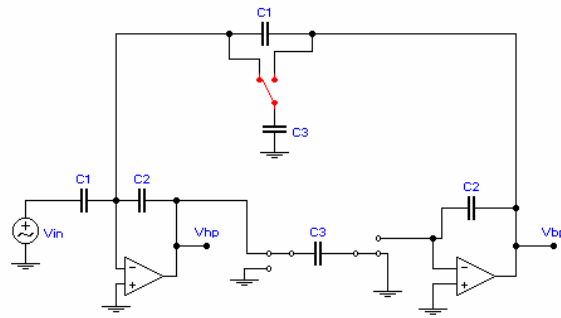
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{C_1}{C_2} f_{CLK} \quad (3.26)$$



**Figura 3.16** Integrador con condensador conmutado [7]

De nuevo, se nota que este circuito no cuenta con ningún resistor, además la frecuencia a -3dB ( $f_0$ ) depende de una relación de capacitancias y no del producto RC, las tolerancias de esta relación son más fáciles de ajustar que las de los productos. Por último la frecuencia característica del integrador es ajustable con la frecuencia del reloj.

La configuración bicuadrática de un filtro con condensadores conmutados normalmente se caracteriza por tener un integrador inversor con pérdidas, un integrador inversor sin pérdidas y un amplificador inversor de ganancia unitaria. La realización con condensador conmutado del filtro sólo requiere de dos amplificadores. Uno realiza la función del integrador inversor con pérdidas, y con el segundo se construye el integrador no inversor sin pérdidas. La figura 3.17 muestra el filtro bicuadrático



**Figura 3.17** Filtro bicuadrático paso banda y paso alto realizado con condensador conmutado[7]

La función del voltaje del filtro pasobanda es:

$$V_{BP} = \frac{1/j\omega C_2}{1/C_3 f_{CLK}} V_{HP} \quad (3.27)$$

El uso de un condensador conmutado indiferente a las pérdidas ( $C_3$ ) con fases de reloj alternas hace posible la forma no inversora del integrador. El voltaje de salida del primer amplificador, el cual da la respuesta del filtro paso alto, puede ser visto como la superposición de dos señales en el nodo de suma del amplificador:

$$\begin{aligned} V_{HP} &= -\frac{1/j\omega C_2}{1/j\omega C_1} V_{in} - \frac{1/j\omega C_2}{\left(1/j\omega C_1 \parallel R_{eq,3}\right)} V_{BP} \\ &= -\frac{1/j\omega C_2}{1/j\omega C_1} V_{in} - \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{V_{BP}}{\left(1/j\omega C_1\right) \left\{ \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_{eq,3}}} \right\}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Con  $R_{eq,3} = \frac{1}{C_3 f_{CLK}}$  y  $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{C_3}{C_2} f_{CLK}$  la ecuación 3.28 se simplifica dando:

$$V_{HP} = -\frac{C_1}{C_2}V_{in} - \frac{C_1}{C_2}V_{BP} - \frac{1}{j\left(\frac{f}{f_0}\right)}V_{BP} \quad (3.29)$$

Sustituyendo la ecuación 3.29 en la ecuación 3.27 se obtiene:

$$V_{BP} = \frac{1}{j\left(\frac{f}{f_0}\right)} \left[ -\frac{C_1}{C_2}V_{in} - \frac{C_1}{C_2}V_{BP} - \frac{1}{j\left(\frac{f}{f_0}\right)}V_{BP} \right] \quad (3.30)$$

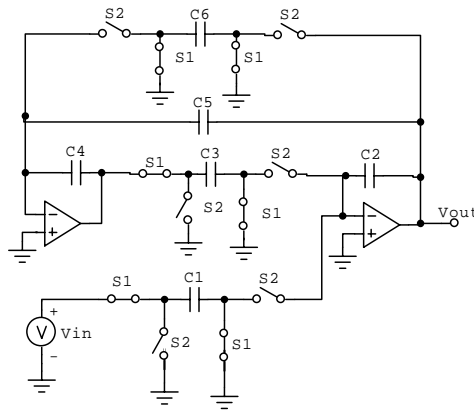
Agrupando términos, multiplicando ambos lados por  $j^2\left(\frac{f}{f_0}\right)^2$  y considerando que  $Q = C_1/C_2$  se tiene que la función de transferencia del filtro paso banda es:

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{-\left(\frac{j}{Q}\right)\left(\frac{f}{f_0}\right)}{1 + \left(\frac{j}{Q}\right)\left(\frac{f}{f_0}\right) - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \quad (3.31)$$

La correspondiente función del filtro paso alto se obtiene simplemente al invertir la ecuación 3.27 y sustituyendo  $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{C_3}{C_2} f_{CLK}$ , se tiene:

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{V_{HP}}{V_{BP}} \cdot \frac{V_{BP}}{V_{in}} = j\left(\frac{f}{f_0}\right) \times (-H_{BP}) \quad (3.32)$$

Sin embargo, a pesar que la ecuación 3.31 muestra la respuesta de frecuencia normal de un filtro paso banda, no hay nada en la expresión que dé la ganancia del filtro. Así de la forma de la función de transferencia, y simulación, se observa que el circuito de la figura 3.17 no tiene ganancia de resonancia. Lo mismo ocurre con la expresión para el filtro paso alto en la ecuación 3.32. Una posible solución sería agregar un simple amplificador a la salida del circuito pero una solución más elegante es reemplazar el segundo amplificador del circuito en la figura 3.17 por un integrador sumador, en el que la señal de entrada es inyectada en el segundo amplificador por medio de una resistencia equivalente derivada de otro condensador conmutado. La figura 3.18 muestra la implementación del nuevo circuito.



**Figura 3.18** Filtro bicuadrático con condensador conmutado y ganancia establecida por el integrador sumador [7]

Realizando un análisis similar al anterior se obtiene que los voltajes de salida de ambos amplificadores están dados por las siguientes expresiones:

$$V_{HP} = -\frac{1/j\omega C_4}{1/j\omega C_5} V_{BP} - \frac{1/j\omega C_4}{1/C_6 f_{CLK}} \quad (3.33)$$

$$V_{BP} = \frac{1/j\omega C_2}{1/C_3 f_{CLK}} V_{HP} + \frac{1/j\omega C_2}{1/C_1 f_{CLK}} V_{in} \quad (3.34)$$

De esta manera la función de transferencia del filtro paso banda es igual a:

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = -\frac{C_1 C_4}{C_3 C_5} \cdot \frac{j/Q \left( \frac{f}{f_0} \right)}{1 + j/Q \left( \frac{f}{f_0} \right) - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \quad (3.35)$$

Donde:

$$\frac{C_1 C_4}{C_3 C_5} = \text{ganancia de voltaje en } f_0$$

$$Q = \frac{1}{C_5} \sqrt{\frac{C_2 C_4 C_6}{C_3}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_3 C_6}{C_2 C_4}} \cdot f_{CLK}$$

### 3.3.4 Clasificador Estadístico

#### a Principios físicos y matemáticos

El diseño del clasificador estadístico, utilizado para generar la señal de alarma del teledetector de disparos, se basa en la teoría de reconocimiento estadístico de patrones [2].

El término reconocimiento de patrones rodea un amplio rango de problemas de procesamiento de información de gran significado práctico, desde el reconocimiento de voz y clasificación de imágenes hasta detección de fallas en maquinaria y equipo médico.

El más general, y más natural marco en el cual se formulan soluciones al reconocimiento de patrones es el estadístico. Éste reconoce la naturaleza probabilística de la información del proceso estudiado, y la forma en la que deben expresarse los resultados.

La primera acción que se debe tomar cuando se utiliza el reconocimiento estadístico de patrones es la clasificación y regresión de la señal.

Considérese que se desea clasificar una imagen en una de dos clases. Se puede representar el resultado de la clasificación en términos de una variable  $y$  la que toma el valor de 1 si la imagen es clasificada dentro de la clase  $C_1$ , y el valor de 0 si pertenece a la clase  $C_2$ . De esta manera, todo el sistema puede verse como un mapeo de un conjunto de variables de entrada  $x_1, \dots, x_d$ , representando las intensidades de los píxeles (para el caso de imágenes), a una variable de salida  $y$  representando el tipo de clase. En problemas más complejos existe gran cantidad de variables de salida denominadas  $y_k$  donde  $k = 1, \dots, c$ .

En general no sería posible determinar una forma apropiada para el mapeo requerido, excepto con la ayuda de un conjunto de datos de ejemplo. El mapeo es entonces modelado en términos de una función matemática la cual contiene un número de parámetros ajustables. Los cuales son determinados con la ayuda de los datos. Esta función se puede escribir de la forma:

$$y_k = y_k(x; w) \quad (3.36)$$

Donde  $w$  denota el vector de parámetros. Un modelo de red neuronal puede considerarse como una elección particular para el conjunto de funciones  $y_k(x; w)$ . En este caso, los parámetros comprendidos en  $w$  son llamados *pesos*. La importancia de redes neuronales en este contexto es que ofrecen un marco poderoso y muy general para la representación de mapeos no lineales de gran cantidad de entradas, hasta un gran número de variables de salidas, donde la forma de mapeo es gobernada por un número de parámetros ajustables. El proceso de determinar el valor de estos parámetros en base al conjunto de datos es llamado aprendizaje o entrenamiento, y por esta razón el grupo de datos de muestra es denominado como el conjunto de entrenamiento.

En problemas de clasificación la tarea es asignar nuevas entradas a un número de clases discretas o categorías. Sin embargo, hay muchas otras aplicaciones del reconocimiento de patrones, como los problemas de regresión, en los que las salidas representan los valores de variables continuas. Ambos problemas: clasificación y regresión pueden verse como casos particulares de funciones de aproximación. En el caso de la regresión, es precisamente la función de regresión la que se desea aproximar, mientras que los problemas de clasificación lo que buscan es aproximar la probabilidad de agrupamiento de las diferentes clases expresadas como funciones de las variables de entrada.

Muy a menudo, antes de representar la transformación entera del conjunto de variables de entrada  $x_1, \dots, x_d$  al grupo de variables de salida  $y_1, \dots, y_c$  por una red neuronal simple, se obtiene mayor beneficio en realizar una fase de pre-procesamiento, antes de obtener el modelo de parametrización de la red neuronal.

La diferencia entre la etapa de pre-procesamiento y la red neuronal no siempre es muy clara, pero usualmente el pre-procesamiento se realiza como una transformación fija de las variables, mientras la red por sí sola contiene parámetros adaptables cuyos valores son parte del proceso de entrenamiento. La inclusión de información previa en el diseño de un sistema de reconocimiento de patrones puede mejorar su realización, y el uso del pre-procesamiento es una manera de lograr esto.

El proceso de clasificación no estaría completo si no se cuenta con un límite de decisión. La obtención de los límites de decisión de un clasificador estadístico se realiza como se explica a continuación.

La probabilidad a posteriori,  $P(C_k|x)$ , indica la probabilidad de que una observación corresponde a la clase  $C_k$  si se obtuvo el vector característico  $x$ . La probabilidad de una clasificación errónea es minimizada si se selecciona la clase  $C_k$  que tenga la mayor probabilidad a posteriori, así que un vector de característico  $x$  es asignado a la clase  $C_k$  si:

$$P(C_k|x) > P(C_j|x) \quad \text{para todo } j \neq k \quad (3.37)$$

Como la densidad incondicional  $p(\mathbf{x})$  es independiente de la clase, ésta puede derivarse de la fórmula de Bayes con el propósito de comparar probabilidades posteriores. Así, se puede escribir el criterio de la forma:

$$p(x|C_k)P(C_k) > p(x|C_j)P(C_j) \quad \text{para toda } j \neq k \quad (3.38)$$

Un clasificador de patrones provee una regla para la asignación de cada punto característico del espacio en una de las  $c$  clases. Entonces considerando que el espacio de entrada se divide en  $c$  regiones de decisión  $R_1, \dots, R_c$  un dato dentro la región  $R_k$  es asignado a la clase  $C_k$ . Nótese que las regiones no necesariamente son continuas, pero podrían subdividirse en muchas regiones discontinuas siempre y cuando pertenezcan a la misma clase. Los límites entre estas regiones se conocen como *superficies de decisión o límites de decisión*.

Se puede calcular la probabilidad total de error en la clasificación, de un sistema de dos clases  $C_1$  y  $C_2$ , como:

$$P(\text{error}) = \int_{R_2} p(x|C_1)P(C_1)dx + \int_{R_1} p(x|C_2)P(C_2)dx \quad (3.39)$$

De manera similar la probabilidad de que un nuevo patrón sea correctamente clasificado es:

$$P(\text{correcto}) = \sum_{k=1}^c \int_{R_k} p(x|C_k)P(C_k)dx \quad (3.40)$$

Esta probabilidad es máxima al escoger  $\{R_k\}$  de manera que cada  $x$  esté asignada a la clase para la cual la integral sea máxima, lo cual es equivalente a la ecuación 3.33.



## b Principios electrónicos

La contraparte electrónica del análisis matemático y probabilístico utilizado en el reconocimiento estadístico de patrones es la red neuronal, el objetivo de este apartado es brindar los principios de diseño de una red neuronal simple [6].

El cerebro consta de un gran número (aproximadamente  $10^{11}$ ) de elementos altamente interconectados (aproximadamente  $10^4$  conexiones por elemento), llamados neuronas. Estas neuronas tienen tres componentes principales, las dendritas, el cuerpo de la célula o soma, y el axón. Las dendritas, son el árbol receptor de la red, son como fibras nerviosas que cargan de señales eléctricas el cuerpo de la célula. El cuerpo de la célula, realiza la suma de esas señales de entrada. El axón es una fibra larga que lleva la señal desde el cuerpo de la célula hacia otras neuronas. El punto de contacto entre un axón de una célula y una dendrita de otra célula es llamado sinápsis, la longitud de la sinápsis es determinada por la complejidad del proceso químico que estabiliza la función de la red neuronal. Un esquema simplificado de la interconexión de dos neuronas biológicas se observa en la figura 3.19.

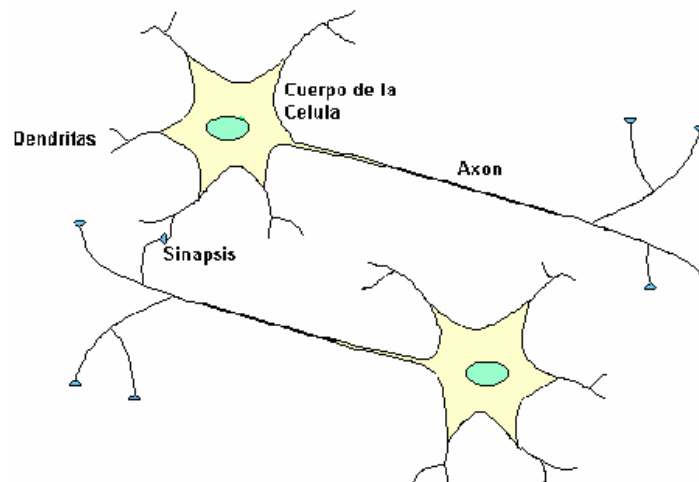
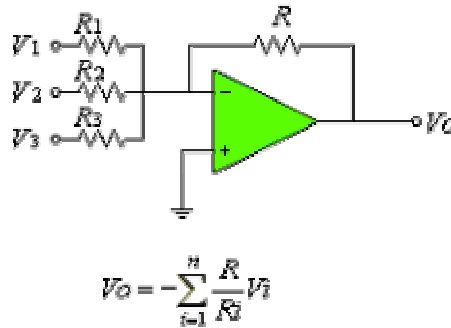


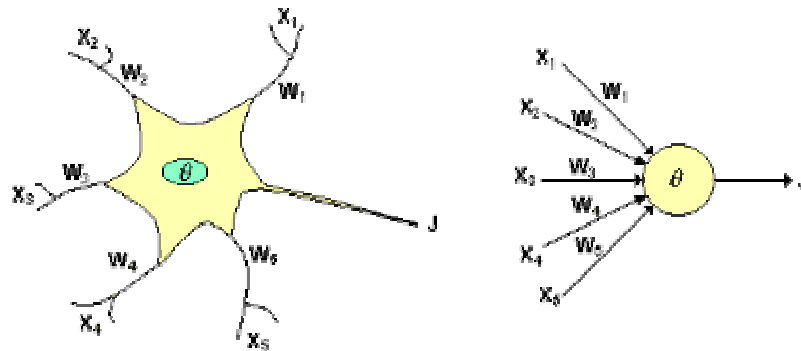
Figura 3.19 Neurona Biológica [6]

El modelo de una neurona artificial es una imitación del proceso de una neurona biológica, puede también asemejarse a un sumador hecho con un amplificador operacional tal como se ve en la figura 3.20.



**Figura 3.20** Neurona Artificial [6]

Existen varias formas de nombrar una neurona artificial, es conocida como nodo, neuronodo, celda, unidad o elemento de procesamiento (PE); En la figura 3.21 se observa un PE en forma general y su similitud con una neurona biológica



**Figura 3.21** Modelado eléctrico de una neurona biológica [6]

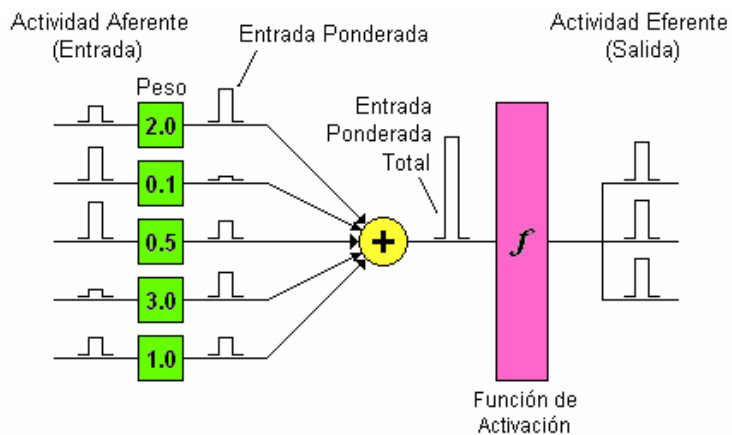
De la observación detallada del proceso biológico se han hallado los siguientes análogos con el sistema artificial:

- Las entradas  $x_i$  representan las señales que provienen de otras neuronas y que son capturadas por las dendritas.
- Los pesos  $w_i$  son la intensidad de la sinápsis que conecta dos neuronas; tanto  $x_i$  como  $w_i$  son valores reales.
- $\theta$  es la función umbral que la neurona debe superar para activarse; este proceso ocurre biológicamente en el cuerpo de la célula.

Las señales de entrada a una neurona artificial  $X_1, X_2, \dots, X_n$  son variables continuas en lugar de pulsos discretos, tal y como se presentan en una neurona biológica. Cada señal de entrada pasa a través de una ganancia o peso, llamado peso sináptico o fortaleza de la conexión cuya función es análoga a la de la función sináptica de la neurona biológica. Los pesos pueden ser positivos (excitatorios), o negativos (inhibitorios), el nodo sumatoria acumula todas las señales de entradas multiplicadas por los pesos o ponderadas y las pasa a la salida a través de una función umbral o función de transferencia. La entrada neta a cada unidad puede escribirse de la siguiente manera:

$$neta_i = \sum_{i=1}^n w_i x_i = xw \quad (3.41)$$

Una idea clara de este proceso se muestra en la figura 3.22, en donde puede observarse el recorrido de un conjunto de señales que entran a la red.



**Figura 3.22** Proceso de una red neuronal [6]

Una vez que se ha calculado la activación del nodo, el valor de salida equivale a:

$$x_i = f_i(neta_i) \quad (3.42)$$

Donde  $f_i$  representa la función de activación para esa unidad, que corresponde a la función escogida para transformar la entrada  $neta_i$  en el valor de salida  $x_i$  y que depende de las características específicas de cada red.

## **Capítulo 4**

### **Procedimiento metodológico**

El procedimiento metodológico consiste en el desglose de las actividades realizadas para conseguir la obtención de los objetivos, éste se basa en el método de diseño en ingeniería (similar al método científico), en el cual el primer paso es definir un problema, luego viene el análisis y planteamiento de soluciones, hasta finalmente seleccionar la mejor solución y llevarla a cabo para llegar a un producto final. Bajo este formato se delínean los pasos seguidos para solucionar el problema planteado.

#### **4.1 Reconocimiento y definición del problema**

La detección del problema, que se analiza aquí, surgió de la observación de la problemática actual de millones de hectáreas de zonas protegidas. Sobre todo la información publicada en los medios de comunicación que relatan cómo la tala, la caza y los incendios forestales producidos por el hombre amenazan los ecosistemas del territorio nacional, lo que hace centrar la atención en cómo enfrentar esta realidad.

Surgió entonces la pregunta ¿Puede aplicarse la electrónica para ayudar a la protección ambiental?, por ello se ideó la creación de una red de comunicaciones inalámbrica para monitorear las zonas protegidas del territorio nacional para prevenir a las autoridades sobre la explotación ilegal de los recursos naturales del país, y más específico al problema de este trabajo la creación de un teledetector de disparos.

El problema planteado tiene un alcance tan amplio que no sólo requiere de la electrónica para llevarse a cabo sino que será necesario un trabajo interdisciplinario, motivo por el cual se prefirió segmentar el problema. Una de las etapas de la solución es la detección de disparos para evitar la caza ilegal que es el problema que ocupa este proyecto.

Bajo el marco propiamente de este proyecto también se ha subdividido el problema de la siguiente forma: Un primer problema es qué propiedad física se puede medir y transformar a señales eléctricas. El segundo problema es trabajar el acondicionamiento de la señal eléctrica. Finalmente se trabaja sobre cómo realizar la extracción de información de la señal y cómo realizar una clasificación fiel de la información obtenida para determinar si realmente ocurrió un disparo.

Este problema cuenta con varias restricciones que debieron tomarse en cuenta a la hora de establecer la solución, el primer aspecto a tener en cuenta es la alimentación del circuito, puesto que esta etapa es parte de un sistema autosuficiente, el consumo de potencia del circuito debe ser lo más bajo posible.

Segundo, se debió considerar la gran variedad de climas existentes de manera que las variaciones de temperatura y humedad no afecten en lo más mínimo al circuito, por ejemplo el clima de las zonas boscosas de Guanacaste es seco con temperaturas superiores a los 30°C, en las zonas más elevadas del territorio las temperaturas apenas y sobrepasan los 19°C en los días de verano, y en el Atlántico la humedad aumenta por el clima lluvioso que impera en la zona, esto implica que los componentes deben soportar las inclemencias del clima, y por ende deben trabajar en un rango bastante amplio de temperatura y humedad.

Otra restricción importante es la económica puesto que para que el proyecto sea viable éste debe tener un costo accesible para el estado, lo que implica que la producción del circuito debe ser de muy bajo costo y debe lograr el mayor alcance posible de detección para reducir el número de unidades necesarias para cubrir las zonas protegidas del país.

## **4.2 Obtención y análisis de la información**

Dentro del marco del método de diseño en ingeniería la obtención y análisis de la información es uno de los aspectos fundamentales porque en la recopilación de datos realizada se encuentran las bases teóricas de las que se derivan las posibles soluciones al problema y además el análisis de toda esta información es relevante por el hecho de que a partir de éste se va conformando la solución idónea.

La información utilizada en este proceso provino de varias fuentes, por ejemplo el uso de la Internet fue vital para conocer otras investigaciones o sistemas similares al que se pretendía implementar, con el fin de conocer las pautas seguidas por los diseñadores y qué técnicas se estaban utilizando actualmente. Parte de la investigación realizada se dirigió al análisis de sistemas policiales empleados en varios países para la detección y localización de eventos que involucren la detonación de un arma de fuego. También se buscó información de propagación del sonido en bosques; esta información fue de gran ayuda a la hora de tomar decisiones sobre la elección de la solución, del diseño del circuito y la realización de recomendaciones para el seguimiento de este proyecto.

Otra fuente de información empleada fue la ayuda de profesores y estudiantes involucrados en el proyecto. Ellos aportaron una base para el trabajo pues ya tenían un prototipo de detección de motosierra, por lo cual su experiencia y técnicas utilizadas fueron tomadas en consideración. Como el sistema de monitoreo tiene varias etapas, el intercambio de información entre todos los involucrados se vuelve vital para lograr una exitosa interconexión de las secciones de la red.

Para concluir la recolección de información se tuvo acceso a material bibliográfico donde más que todo se buscó aprendizaje sobre varios métodos novedosos utilizados en el reconocimiento de imagen y sonido, de cuyo análisis surgió en gran medida la solución final.

### **4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución**

Como resultado del procesamiento de la información obtenida, surgieron varias ideas, que fueron planteadas de tal manera que tomaran la forma de una posible solución al problema, hasta este punto se contaba con algún esquema o diagrama de bloques que expresaba, en teoría, cómo se solucionaría el problema. Luego se procedió a someter cada solución a un estudio más riguroso en el cual se analizó qué opción presentaba mayores ventajas, cuál llenaba las expectativas del proyecto, y cuál resultaba ser la más eficiente; para ello se utilizaron los criterios formados de la investigación anterior, además de los requisitos del proyecto que fueron de gran relevancia en el descarte de soluciones.

Una vez que se seleccionó la solución, ésta se subdividió en varios módulos para facilitar su implementación y luego se hizo un planeamiento cronológico y de objetivos por alcanzar, en cada etapa, con lo cual se facilitó el trabajo, además la estructuración permitió hacer los cambios convenientes cada vez que se necesitó realizar alguno sin tener que desechar todo el trabajo realizado hasta el momento.



#### **4.4 Implementación de la solución**

Esta parte del procedimiento fue la que tomó mayor tiempo puesto que es aquí donde se realizó un análisis matemático de señales acústicas, que como resultado llevó al diseño e implementación de un circuito que sea capaz de cumplir con los requerimientos establecidos.

Mediante la digitalización de señales acústicas y su procesamiento se logró obtener una expresión matemática para la señal, la cual permite conocer la energía contenida en cada frecuencia que compone los sonidos en cada instante de tiempo.

La obtención de una expresión matemática para la señal de sonido permitió aplicar las técnicas de reconocimiento estadístico de patrones con las cuales se generó un modelo del comportamiento básico del circuito, sobre todo la clasificación. Esto se logró mediante la aplicación de poderosas herramientas de software, como Matlab, y pequeños procedimientos realizados con el mismo software. Algunas etapas del circuito como por ejemplo el acondicionamiento de la señal se simularon también con estos programas antes de su implementación electrónica.

Para implementar la solución el trabajo se dividió en tres áreas o etapas, una en la que se procedió a analizar la señal para obtener criterios de diseño para las etapas del circuito a implementar, una segunda etapa donde se procedió a diseñar el circuito, y finalmente la etapa de implementación del teledetector.

La etapa de análisis se llevó a cabo utilizando programas especializados que permitieron tratar la señal hasta poder obtener expresiones matemáticas que describieran la señal de sonido, tal es el caso de Matlab.

Los resultados obtenidos del procedimiento anterior sirvieron para diseñar un circuito capaz de detectar el sonido de un disparo, a varios metros de distancia. Aunque desde un principio ya se manejaba una idea básica del circuito, la mayoría de los valores resistivos y capacitivos surgieron del modelo matemático de la señal, e inclusive alguna que otra etapa se realizó para que emulará los métodos seguidos digitalmente para llegar a la solución.

En esta etapa se recurrió a la ayuda de varios libros de diseño y además se buscaron en Internet páginas con aplicaciones de los circuitos integrados para comprender mejor su utilización.

La última de las etapas fue la de montaje y pruebas del circuito. En ésta se utilizaron instrumentos como el osciloscopio para obtener el comportamiento de la señal a la salida de cada etapa del circuito, para comparar las imágenes obtenidas con las generadas a partir de simulaciones o a partir de ellas obtener información que fue comprobada con los resultados teóricos para dictaminar si el circuito funcionaba bien o algo resultaba mal, y por tanto requería de algún replanteamiento para que su funcionamiento estuviese acorde con lo esperado.

#### **4.5 Reevaluación y rediseño**

En lo que concierne a la reevaluación y al rediseño, lo que se realiza es una serie de recomendaciones, basadas en resultados obtenidos a lo largo del análisis efectuado para obtener el diseño, para lograr mejoras en el funcionamiento del teledetector.

Además se recomienda investigar más a fondo la utilización de algunas otras técnicas que por sobrepasar el alcance del proyecto se aconsejan como tema para futuros proyectos. Entre éstas están: el uso de wavelets y filtros digitales, redes neuronales de mayor grado y la implementación digital del clasificador estadístico desarrollado en el presente trabajo.

## Capítulo 5

### Descripción detallada de la solución

De la misma manera que se hizo en el capítulo 3, se explica de forma detallada la solución que se utilizó para resolver el problema, estructurando de acuerdo con el esquema que muestra la figura 3.2. Cada módulo hace un recuento de las posibles soluciones y de los criterios de selección y discriminación para llegar a una única solución desarrollada, describiendo ampliamente las técnicas modernas y métodos matemáticos y probabilísticas utilizados en la consecución de ésta.

Algunos módulos además del hardware diseñado, requirieron de un análisis por medio algún software utilizado, de ser así se explicará cada caso por separado para su mejor comprensión.

#### 5.1 Módulo de transducción de la señal

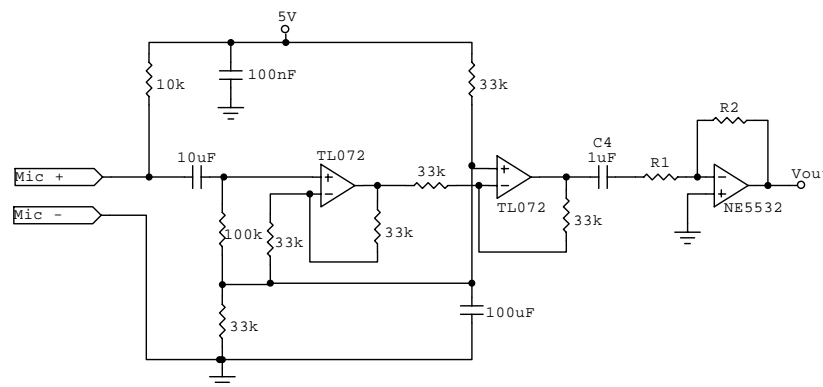
La etapa de transducción se encarga de tomar una propiedad física, como el sonido, y transformarla en una señal eléctrica. Ésta es indispensable para el funcionamiento del resto del circuito.

Como la detección de disparos se hará de manera acústica este módulo de entrada consta simplemente del micrófono que funciona como el transductor del sistema. Su función primordial es convertir las variaciones de presión sonora en el diafragma del micrófono a una señal electrónica que es un voltaje alterno continuo y no periódico en el tiempo.

El micrófono seleccionado fue el WM-64MN, que es un micrófono de condensador. Por ser un micrófono omnidireccional su rango de acción es mayor y permite cubrir mucho más terreno con una sola pieza, lo que ayuda a reducir el número de sensores utilizados.

El micrófono cumple con las especificaciones requeridas por el proyecto, tiene un amplio rango de temperatura y humedad lo cual lo hace perfecto para condiciones de intemperie, su relación señal a ruido es muy aceptable con un valor mayor a los 58dB, y su rango de frecuencias va desde los 20Hz a los 16kHz por lo que se convierte además en un primer filtro del sistema.

Los micrófonos de condensador requieren de polarización para su funcionamiento, de hecho siempre es necesaria una etapa de preamplificación y de amplificación, puesto que los voltajes entregados por las variaciones de capacitancia son muy pequeños, en el orden de los milivoltios.



**Figura 5.1** Circuito preamplificador y amplificador para el micrófono [15]

La figura 5.1 muestra el circuito encargado del acople al teledetector, la etapa de preamplificación se realiza con dos amplificadores operacionales TL072, entre cuyas características está que tienen un JFET en su entrada, esto permite acoplar la baja impedancia del micrófono con la impedancia de entrada de la etapa acondicionadora de la señal. El último amplificador operacional se encarga de amplificar aún más el voltaje de salida de la etapa de preamplificación se trata de un simple amplificador inversor cuya ganancia se determina por la relación entre la resistencia de retroalimentación  $R_2$  y la resistencia de entrada  $R_1$ , los valores establecidos para el desarrollo del proyecto fueron  $R_1 = 3.3k\Omega$  y  $R_2 = 50k\Omega$  para alcanzar así una ganancia aproximada de 15 veces el voltaje de entrada.

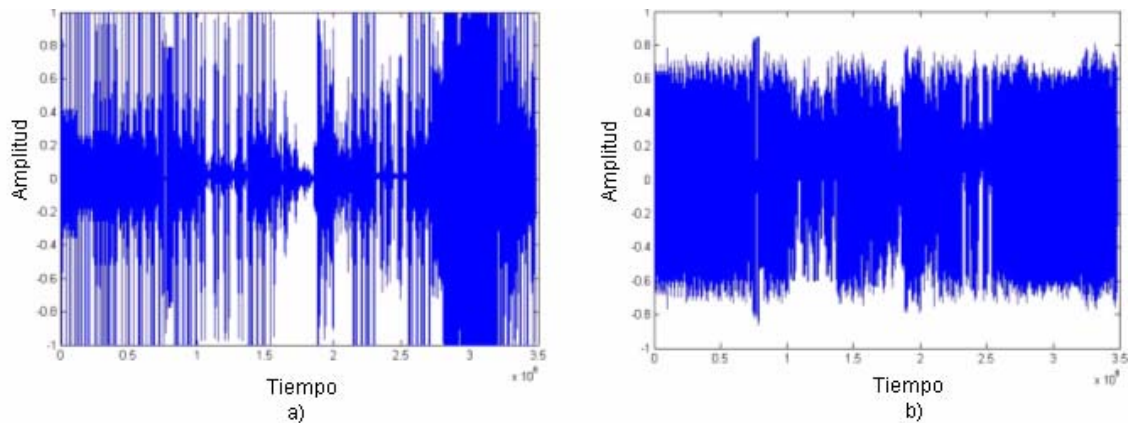
Para empezar el análisis es importante resaltar que todas las soluciones planteadas como posibles, tenían en común el uso del reconocimiento de sonido como método de identificación o detección de disparo del arma. Por lo que todas las soluciones planteadas cuentan, en su etapa inicial, de un micrófono como transductor de la señal acústica a una señal eléctrica para su posterior procesamiento.

Como se especificó con anterioridad en el capítulo 3, la detección acústica de disparos es el método más utilizado. Otra opción sería utilizar video, pero ésta presenta muchas desventajas como lo son: tiene que ocurrir el evento en línea vista con el dispositivo para que exista una detección, en cuanto a precio es menos factible la compra de varias cámaras que la utilización de micrófonos, y finalmente la cámara de video tiene un menor alcance, que los micrófonos, por lo que aumenta el número de unidades requeridas para cubrir la misma área de bosque.

## 5.2 Módulo de acondicionamiento de señal

Se había mencionado que estas etapas se colocaban usualmente para regulación de voltaje en cierto rango idóneo. En este caso se hizo una regulación de la intensidad del sonido para que tuviese un mismo volumen al ingresar a la siguiente etapa. Esto se logra mediante una normalización de la señal tal y como lo muestra la ecuación 5.1.

$$V' = \frac{V_{ent}}{V_{prom} + k} \quad (5.1)$$

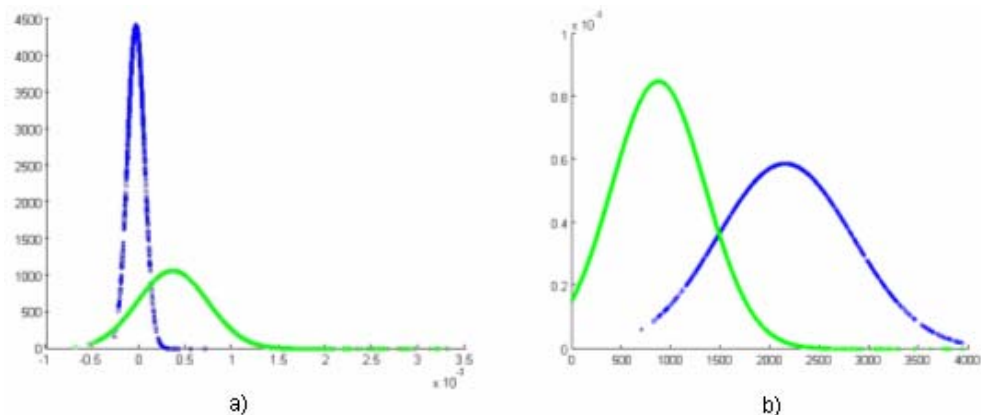


**Figura 5.2** Señal de entrenamiento a) sin normalizar b) normalizada

Resulta ser que tras el análisis realizado a la señal, se determinó después de varias pruebas, que el volumen de la señal influía en la clasificación de la señal. Por ejemplo la energía en la señal de salida de los filtros era mayor si los sonidos tenían gran intensidad o cercanía al circuito, mientras que una fuente sonora alejada del micrófono no producía la misma cantidad de energía a la salida del filtro inclusive si se trataba del mismo sonido. Con la implementación del regulador de volumen se corrigió este problema y se disminuyó el error en la discriminación del circuito.

La figura 5.2 muestra la diferencia que existe entre la señal normalizada y la señal sin normalizar. En la figura 5.2.a se observa la señal de sonido sin ningún tratamiento, como es apreciable la intensidad o amplitud de algunos sonidos, incluyendo los disparos, es tal que hay una saturación en cierto valor. En cambio la figura 5.2.b muestra la señal después de normalizarse como se aprecia todos los picos de amplitud de los sonidos se encuentran en un promedio, y el ruido permanece sin ninguna alteración, no se amplificó, de esta forma toda la información permanece intacta y como se trabaja con las frecuencias no hay inconveniente en aumentar o disminuir la amplitud de las señales.

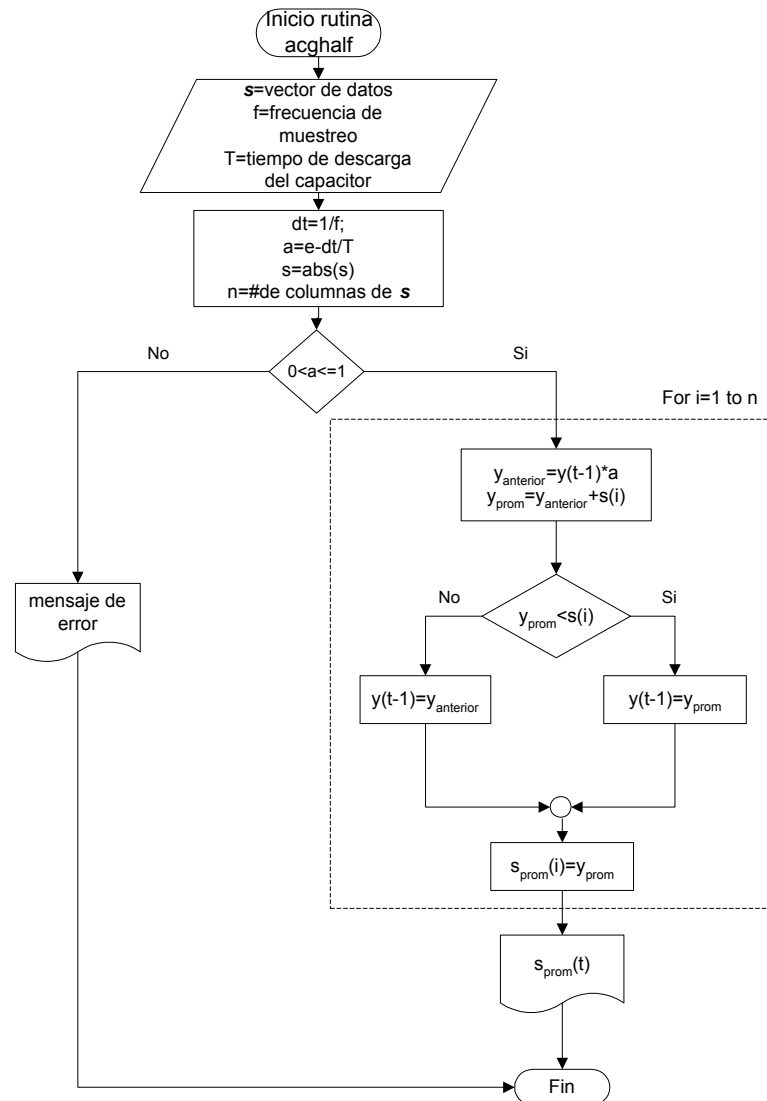
La figura 5.3 muestra como decae la clasificación del teledetector si se omite la normalización de la señal. Mediante la distribución normal se ilustra la clasificación de los sonidos sin y con regulación de volumen de la señal.



**Figura 5.3** Clasificación de los sonidos en azul la clase disparo en verde la clase no disparo, la figura 5.2.a muestra la separación realizando la normalización de la señal, la figura 5.2.b la separación sin tratamiento de la señal

Obsérvese que la separación es más efectiva en la figura 5.3.a, la eficiencia de la normalización también es apreciable conforme se avanza en el análisis de la señal. En el capítulo 6 se podrá apreciar de forma más tangible las ventajas de la normalización ya que en éste se tabulan los resultados del análisis. Ahora se mostrarán los procedimientos seguidos para alcanzar estos resultados, tanto a nivel de software, como el diseño del circuito a nivel de hardware.

### a. Software



**Figura 5.4** Diagrama de flujo del programa realizado en Matlab para generar la regulación de volumen de la señal de sonido digitalizada, misma función que realiza la etapa de acondicionamiento de señal en el circuito físico

El diagrama de flujo mostrado en la figura 5.4 representa la rutina desarrollada en lenguaje de Matlab, la que permitió normalizar la amplitud de la señal de sonido para que ésta tuviese un volumen uniforme, es decir era la implementación digital para el circuito de normalización de voltaje que se implementaría justo a la entrada del detector.



Básicamente lo que este programa hace es eliminar los datos negativos del vector de datos (simulando un rectificador de media onda) y posteriormente recrear la respuesta de un filtro RC, utilizando una expresión para la descarga del capacitor cuando el voltaje promedio sea menor al voltaje de entrada, de lo contrario el voltaje promedio se iguala al voltaje de entrada, la expresión que se utilizó para la descarga fue:

$$y_{prom} = y_{prom}(t-1) * \alpha + y_{ent}(t) \quad (5.2)$$

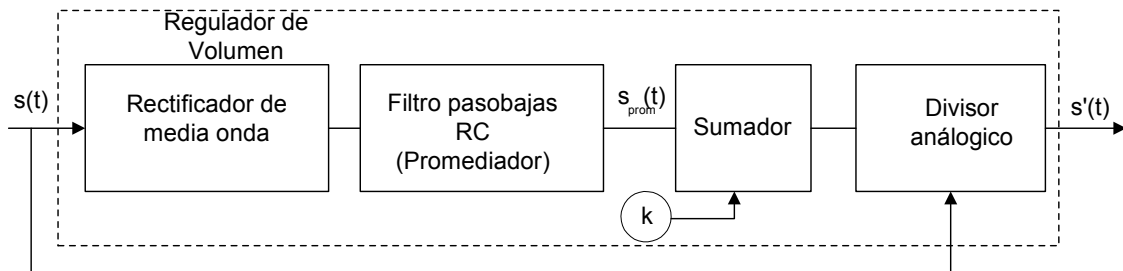
Donde:

$$\alpha = e^{-t/\tau} \quad (5.3)$$

El valor de t se calcula como el inverso de la frecuencia de muestreo y su valor es de  $4.535147 \times 10^{-5}$  s para una frecuencia de muestreo de 22 050Hz,  $\tau$  es igual al valor de la resistencia por la capacitancia. Para este programa se utilizó el valor de 0.1s.

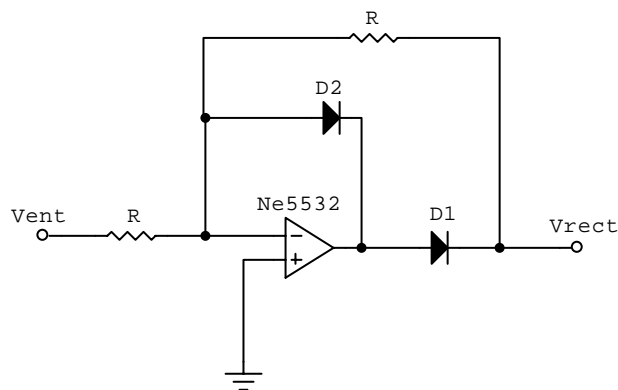
## b. Hardware

El siguiente diagrama de bloques ilustra la división modular del circuito diseñado para realizar la normalización mostrada por la ecuación 5.1.



**Figura 5.5** Diagrama de bloques de la etapa acondicionadora de señal del detector, también conocida como regulador de intensidad de sonido

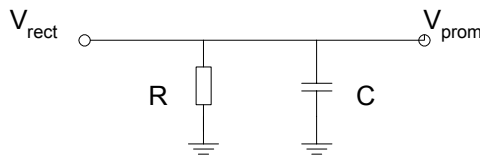
La primera etapa, requerida por el regulador de volumen es una etapa de rectificación, para el caso no existe diferencia entre un rectificador de media onda u onda completa; se ha seleccionado el de media onda pues su implementación requiere de menos espacio y es más económica.



**Figura 5.6** Circuito rectificador de voltaje con amplificador operacional

La figura 5.6 muestra el circuito rectificador de media onda utilizado. La implementación de esta etapa con el amplificador operacional evita que se deba polarizar el diodo con 0.7V para su funcionamiento evitando así la pérdida de información. Este tipo de rectificador invierte la señal pero puesto que lo que interesa es el análisis de frecuencia de la señal no importa la fase que tenga la señal.

La siguiente etapa es la encargada de obtener un voltaje promedio de la señal rectificada, se trata de un filtro RC cuyo capacitor se carga al valor máximo de voltaje de entrada y lo mantiene casi constante hasta que vuelve a cargarse con el siguiente pico de voltaje; el  $\tau$  (tiempo de descarga) se ha calculado para que pase medio segundo para que el capacitor se descargue por completo, lo cual es suficiente para promediar el voltaje de la señal de entrada.



**Figura 5.7** Filtro pasivo RC que se utiliza como promediador de la señal rectificada de entrada

La figura 5.7 muestra la implementación de esta etapa, recuérdese que

$$\tau = RC \quad (5.4)$$

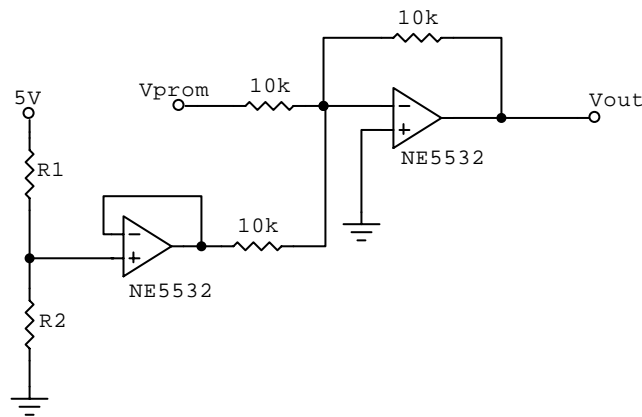
Por lo tanto:

$$5\tau = 0.5 \text{ s} = 5R_p C \quad (5.5)$$

Seleccionando un capacitor de  $0.1 \mu\text{F}$  el valor de la resistencia es de:

$$R_p = \frac{5C}{0.5 \text{ s}} = \frac{0.5 \mu\text{F}}{0.5 \text{ s}} = 100 \text{ k}\Omega \quad (5.6)$$

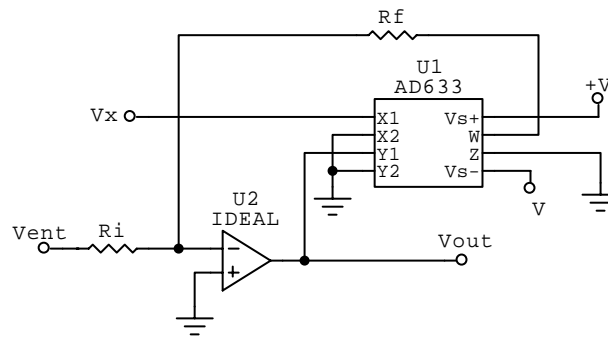
La salida de esta etapa es el voltaje promedio de la señal  $s_{prom}(t)$  la cual es sumada con la constante  $k$ , que como se mencionó antes se obtiene al observar la gráfica de la señal de sonido (ver figura 5.2.b). El sumador es el tercer submódulo del regulador de volumen. La siguiente figura muestra que es un amplificador operacional conectado como sumador. Un divisor de voltaje suma la tensión de  $0.1\text{V}$  que evita la amplificación del nivel de ruido.



**Figura 5.8** Amplificador operacional configurado como sumador

Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  ajustan el voltaje que debe ser sumado a la señal promediada, se observa que se colocó un seguidor de tensión para evitar que se cargue el divisor de tensión.

Finalmente el último submódulo de este circuito es un divisor analógico que realiza la normalización de la señal de entrada al dividirlo entre su promedio según (5.7).



**Figura 5.9** Circuito utilizado para realizar la división de dos señales de voltaje, utiliza un amplificador y un multiplicador analógico

Se aprecia en la figura 5.9 que el divisor analógico se construye a partir de un amplificador operacional en cuya retroalimentación se conecta un multiplicador analógico. La función de salida de este circuito es:

$$V_{salida} = -10 \cdot \frac{V_{ent}}{V_x} \quad (5.7)$$

Siendo  $V_x$  el voltaje en la patilla 1 del AD633 (multiplicador analógico) el cual correspondería al voltaje de salida de la etapa del sumador, para evitar que el factor de 10 que multiplica la relación de voltajes a la salida saturara los amplificadores y filtros del resto del circuito, se seleccionó una ganancia para el amplificador mostrado igual a 0.1, esto es que la resistencia de entrada  $R_i$  es diez veces mayor que la resistencia de retroalimentación  $R_f$ .

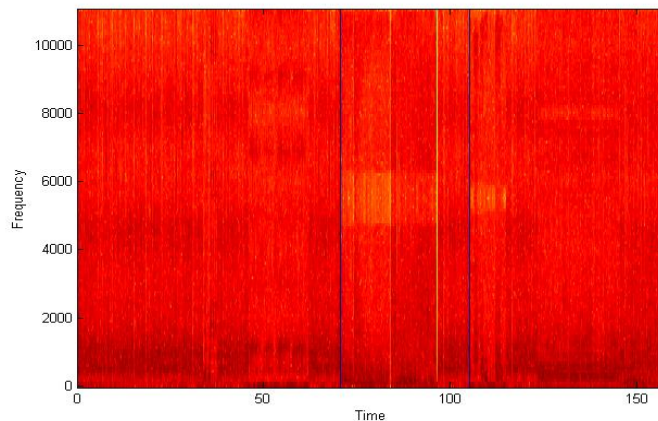
Es importante que los amplificadores operacionales utilizados en esta etapa y en el resto del circuito sean amplificadores NE5532, seleccionados por ser de bajo ruido y que consumen muy poca potencia.

### 5.3 Módulo de extracción de características

Este módulo es un banco de filtros, que selecciona los componentes del sonido que provee frecuencias en las que se puede basar una clasificación entre el sonido del disparo y todos los demás sonidos.

El análisis realizado para el entrenamiento del clasificador incluye no sólo los sonidos de disparos sino también otros sonidos del bosque, que para el oído humano podrían confundirse con la detonación de un arma de fuego como por ejemplo el estruendo que hace un rayo en una tormenta.

El primer paso del análisis involucra la creación de un archivo de audio conformado de varios tipos de sonidos, incluyendo entre otros el sonido de la detonación de varias armas de fuego (grabadas a un máximo de 15m de la fuente de sonido). Se utiliza el programa Matlab para expresar el archivo de audio en un vector que contiene la información de la amplitud de la señal de sonido para determinado instante de tiempo. Al vector  $s(t)$  de dimensión  $n$ , donde  $n$  es la duración ( $T$ ) del archivo de audio en segundos por la frecuencia de muestreo ( $f$ ) con que se realizó la grabación ( $n = T \times f$ ), al que se le aplica el espectrograma para obtener información sobre el dominio de la frecuencia sin perder la información temporal de la señal.



**Figura 5.10** Espectrograma de la señal de sonido mostrada en la figura 5.2.b

En la figura 5.2.b se observa la señal de sonido que se utilizó para el entrenamiento del clasificador, La figura 5.10 muestra cómo se ve el espectrograma para esta señal.

Aparte del gráfico del espectrograma, el programa Matlab, crea 2 vectores: uno que contiene los valores de frecuencias, llamado vector  $F$  el cual contiene las frecuencias desde 0Hz hasta 11025Hz distribuidas en intervalos de 86,13Hz ( $f_i/(256*0.5)$ , frecuencia total entre el número de muestras por el traslape de la señal).

$$F = \begin{bmatrix} f_{1,1} \\ f_{2,1} \\ f_{3,1} \\ \vdots \\ f_{n,1} \end{bmatrix}$$

El siguiente vector contiene los intervalos de tiempos en que se realiza el espectrograma los valores de este vector están espaciados por un tiempo de 5.8ms, que resulta de dividir el tiempo total de la señal grabada entre el número de columnas del vector  $T$  (vector de tiempos).

$$T = [t_{1,1} \quad t_{1,2} \quad t_{1,3} \quad \cdots \quad t_{1,m}]$$

Para conocer el número total de columnas se debe obtener el tiempo o periodo de muestreo dado por:

$$t = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{22050Hz} \approx 45\mu s \quad (5.8)$$

Puesto que el espectrograma se realiza con un nfft (número de muestras por ventana a utilizar por la FFT) de 256 y con un traslape entre ventanas de 0.5 (nfft/2) entonces

$$\#columnas = \frac{\text{tiempo de la señal}}{\text{tiempo de muestreo}} * (128 * 0.5)^{-1} = \frac{167,47s}{45\mu s} / (256 * 0.5) = 57700 \quad (5.9)$$

Además de los vectores  $F$  y  $T$ , Matlab crea una matriz que contiene la información de la amplitud de la energía de la señal. La matriz está conformada por las amplitudes de la señal para cada instante de tiempo y en cada una de las diferentes frecuencias, siendo representado el dominio del tiempo por las columnas de la matriz, mientras el dominio de la frecuencia corresponde a las filas, así que por ejemplo el dato ubicado en la casilla  $[f,t]$  corresponde a la potencia de la señal en el tiempo  $t$  y que se encuentra a la frecuencia  $f$ .

$$S = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & S_{1,3} & \dots & S_{1,m} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & S_{2,3} & \dots & S_{2,m} \\ S_{3,1} & S_{3,2} & S_{3,3} & \dots & S_{3,m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{n,1} & S_{n,2} & S_{n,3} & \dots & S_{n,m} \end{bmatrix}$$

De esta manera la matriz que se obtiene del espectrograma, denominada  $S$ , es una matriz de  $n \times m$ , el número de filas representa el número de entradas que por el momento tendrá la neurona artificial, y las columnas representan el número de datos por entrada. Es apropiado mencionar que los datos en la matriz  $S$  tienen fase, pero como lo que interesa es la energía se trabajó a partir del valor absoluto de dicha matriz.

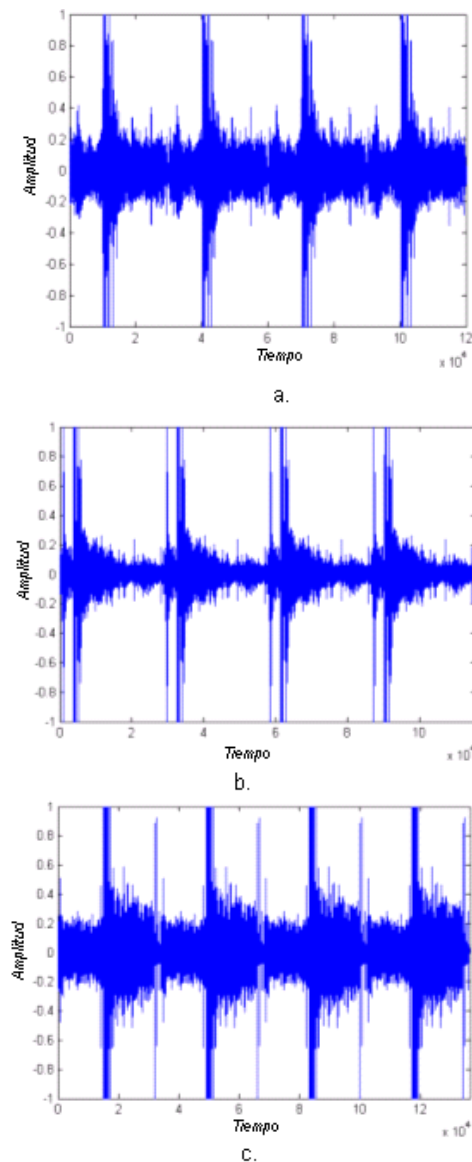
La matriz  $S$  obtenida del espectro tiempo frecuencia de la señal de entrenamiento, contiene la información conveniente para aplicar en este punto el análisis de discriminante lineal de Fisher, para la obtención del vector de pesos, el cual dicta la pauta en el diseño del banco de filtros y el clasificador. Sin embargo, para aplicar el análisis se requiere que la información sea separada en, al menos, dos matrices de clases.



Justamente son necesarias sólo dos matrices de clase para la resolución de este problema. Éstas se obtuvieron mediante la utilización de un vector de clasificación. Antes de explicar cómo se logró la clasificación de la información en la matriz  $S$  se explicará el procedimiento empleado en la obtención del vector de clasificación que se llamará  $C$ .

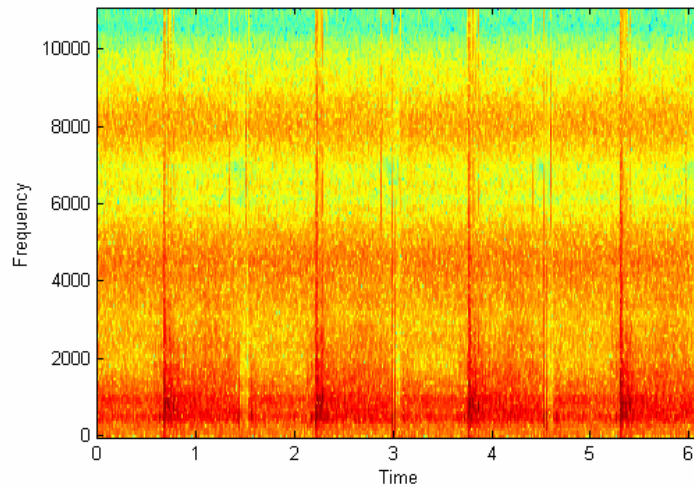
El objeto del vector de clasificación  $C$  es realizar un preproceso de selección de los datos contenidos en  $S$ , para ello se construye un vector de igual tamaño que una fila de la matriz de entrenamiento  $S$ , el cual se rellena con *unos* y *ceros*, correspondiendo las columnas que contienen *unos* a las columnas de  $S$  donde la información pertenece a aquellos tiempos en que ocurría un disparo, y en caso contrario  $C$  contiene *ceros*, marcando así los instantes en los que el sonido en definitivo no era el de un disparo de arma de fuego.

La construcción del vector de clasificación se llevó a cabo utilizando el espectrograma, observando en éste los tiempos en que la señal mostrada era la señal típica de un disparo. Para tal efecto no se utilizó directamente el espectrograma que se observa en la figura 5.10, pues resulta sumamente difícil apreciar en esta figura cuándo ocurre un disparo, puesto que las intensidades de los colores son muy similares. Por ello se prefirió utilizar las muestras de las señales de disparos utilizadas en la construcción del archivo de audio de entrenamiento, mostradas en la figura 5.11.



**Figura 5.11** Señal de sonido que contiene 4 disparos consecutivos de un a. Revólver b. Pistola y c. Escopeta, los disparos son los picos máximos que alcanzan los gráficos

Las señales mostradas por la figura 5.11 tienen un espectrograma menos denso en cuanto a color, este permite conocer el tiempo en donde ocurre un disparo (tanto en las señales de la figura 5.11 como en el espectrograma los disparos corresponden a los picos máximos que se aprecian). Para ilustrar esto se presenta el espectrograma de la señal 5.11.c el cual está presentado en la figura 5.12.



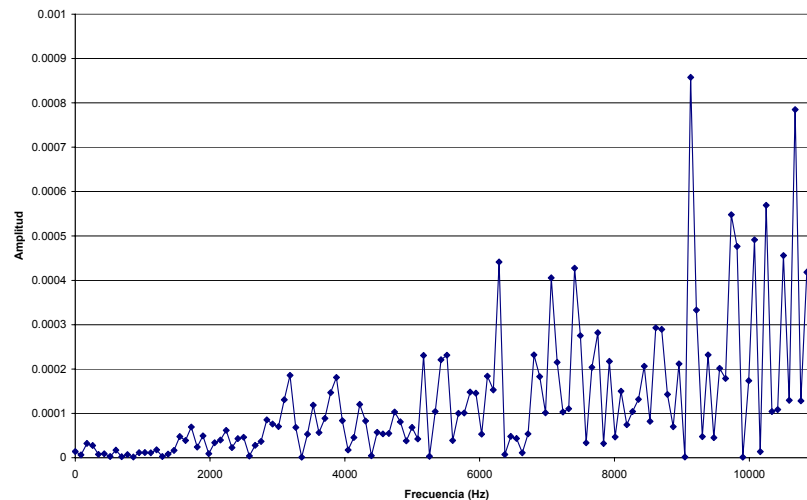
**Figura 5.12** Espectrograma obtenido a partir de la señal de sonido de cuatro disparos de escopeta [fig 5.11.b]

Como se conocen los instantes de tiempo en que ocurren los disparos y la duración de los archivos de audio que formaban la señal de entrenamiento, se determinó fácilmente el vector de clasificación  $C$ .

La clasificación de la matriz  $S$  en dos matrices de clase, una  $C_1$  o clase disparo y otra  $C_2$  o clase no disparo, se realizó con una rutina muy simple que concatena las columnas de la matriz  $S$  correspondientes a las celdas que contienen *unos* del vector  $C$  para formar  $C_1$  y las restantes para formar  $C_2$ , esta rutina se explicará más a fondo en la correspondiente sección de software.

Una vez que se tienen las matrices de clase se aplica el análisis de discriminante lineal, explicado en la sección 3.3.2, utilizando en especial las ecuaciones 3.13 y 3.20, lo cual da como resultado la obtención de un nuevo vector, el llamado vector de pesos  $w$ . Éste contiene la ponderación de cada entrada para la construcción del clasificador. Con el vector  $w$  se determinan las frecuencias que se utilizarán para la extracción de características de la señal, y el peso que tiene cada una de las entradas al clasificador.

Ahora el problema existente radica en que el vector  $w$  obtenido de este primer análisis implica la utilización de 128 filtros para la etapa de caracterización de la señal, lo que iría en contra de los requerimientos del sistema de bajo consumo en potencia y de costo del circuito.



**Figura 5.13** Amplitud del vector de pesos en función de la frecuencia

La figura 5.13 muestra cómo se dio solución al problema. Se observa a ciertas frecuencias cuyo aporte de energía es mayor, o más considerable, que el de otras frecuencias por lo tanto utilizando este gráfico se realizó una preselección de frecuencias para obtener las 28 frecuencias más significativas para la clasificación de la señal; con estas frecuencias se realizó un nuevo análisis para obtener el nuevo vector de pesos  $w$  correspondiente a la utilización de sólo 28 frecuencias, de las 128 posibles, igual que con el primer análisis se utilizó la distribución normal y otras funciones probabilísticas para comprobar que la discriminación del clasificador no disminuiría si se reducía el número de filtros utilizados. Como se verá en el análisis de resultados la discriminación del circuito mejora; sin embargo, la utilización de 28 filtros es muy considerable para los propósitos del circuito, por lo que se repitió el proceso para obtener finalmente un banco de 8 filtros con una discriminación aceptable.

Los resultados obtenidos del análisis se presentan en el capítulo 6. Ahora se procederá a la explicación de las rutinas de software utilizadas para el análisis de la señal, y la implementación en hardware de esta etapa, pero antes se discutirán otras posibilidades que se consideraron para realizar esta parte y los motivos por los cuales fueron descartadas.

La primera solución que fue descartada consistía en realizar la detección valiéndose no de la frecuencia sino de la intensidad de la señal de sonido y su tiempo de duración, sin embargo, una vez que se contó con varias muestras de señales de sonido se determinó que la amplitud no es una característica determinante del sonido de disparo, y no es específica de este tipo de sonido, además la amplitud disminuye respecto a la distancia en que se encuentre la fuente de sonido, por tanto este tipo de solución dista mucho de un reconocimiento exitoso.

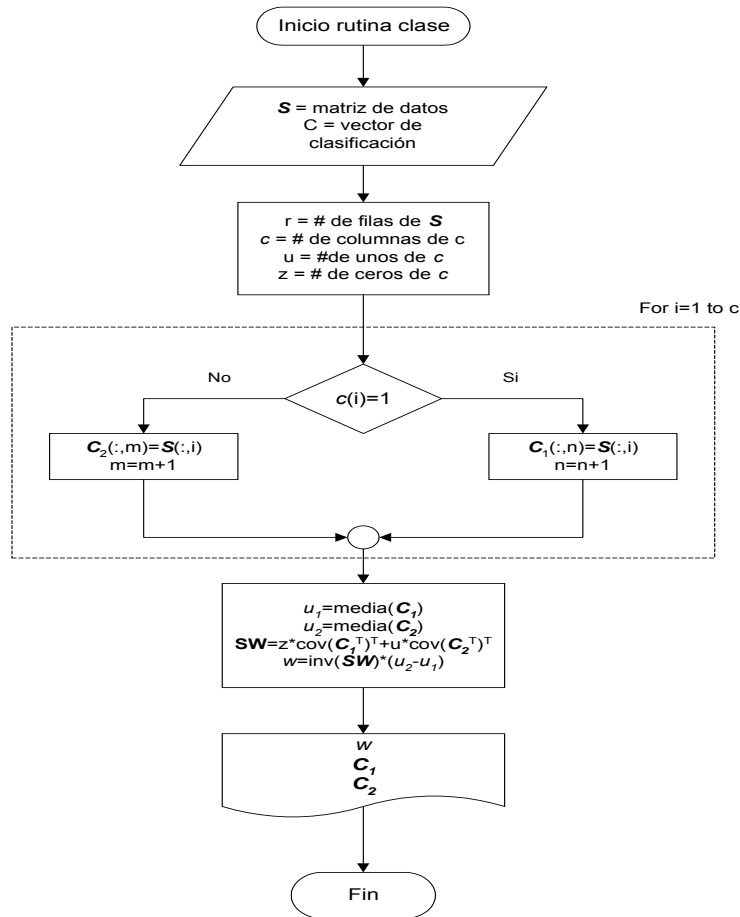
Más aún se insistió con la variante de la duración del sonido de un disparo bajo el supuesto de que para el sonido ambiente “normal” de un bosque la detonación de un arma de fuego se vería como una perturbación de una señal de sonido “constante”, así pues para realizar un circuito que detectara un cambio drástico de la señal de sonido grabada por el micrófono se necesitaba de un circuito que retardase la señal y la comparase con una nueva medición un instante después. La dificultad para implementar el retardo y retroalimentación de un instante de tiempo para realizar la comparación, sumado a la posibilidad de utilizar dispositivos de memoria y microcontroladores para la implementación hizo que se desestimara esta forma de solucionar el problema. Básicamente la causa de mayor peso para descartar el uso de microcontroladores era el consumo de potencia, bajo el supuesto de que la implementación analógica del clasificador estadístico consumiría menor cantidad de energía que una solución digital.

Otra opción que se exploró fue la utilización de la Transformada simple de Fourier para el análisis de la señal. La transformada de Fourier fue el primer análisis aplicado a la señal para determinar las frecuencias características del sonido de un disparo que permitirían el diseño del clasificador. Sin embargo, los resultados obtenidos, más la cantidad de variables que no se tomaron en cuenta, fundamentan los motivos por los que se decidió emplear el reconocimiento estadístico de patrones. En el capítulo 6 se mostrarán algunos resultados que desacreditan el análisis por transformada de Fourier simple de la señal de audio, como solución al problema de extracción de características de la señal.

A parte de los resultados obtenidos con el análisis tradicional de Fourier se obvia el impacto de otros sonidos en el análisis, es decir las frecuencias características de una señal de sonido de un disparo encontradas a partir de un análisis de Fourier pueden ser iguales para muchos sonidos. Como se explicó con anterioridad éste no es el caso del análisis realizado, puesto que el circuito es entrenado para discriminar el sonido de un disparo de entre varios sonidos, súmese a esto que el análisis de LDA brinda un porcentaje de error del circuito con el cual se puede determinar su eficiencia.

### a Software

La segunda rutina realizada es la que permite clasificar la información en las dos clases con que se trabaja y que además realiza el análisis de discriminante lineal para obtener así el vector de pesos  $w$ . El siguiente diagrama de flujo muestra su estructura general.



**Figura 5.14** Diagrama de flujo de la rutina en Matlab que realiza el análisis de LDA a la matriz de entrenamiento obtenida del espectrograma hecho a la señal de sonido discretizada

En el programa mostrado por la figura 5.14 se utilizó el vector de clasificación  $C$  para dividir los datos de la matriz de entrenamiento  $S$  en las matrices de clase  $C_1$  (clase disparo) y  $C_2$  (clase no disparo). Posteriormente el programa utiliza las ecuaciones 3.20 y 3.22 para calcular el vector de pesos  $w$ .

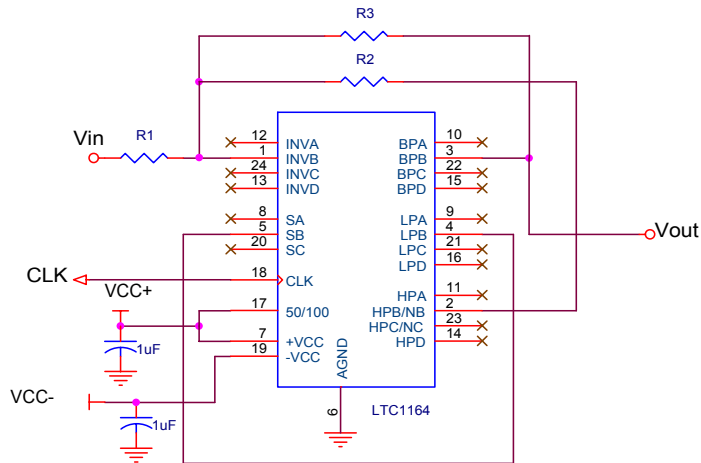
## **b Hardware**

Esta etapa está conformada por un conjunto de ocho filtros paso banda colocados en paralelo. La entrada es común para todos ellos y se trata de la señal de sonido transformada por el micrófono en una señal eléctrica, amplificada y normalizada por la etapa de acondicionamiento de señal.

Aquí se hace sumamente indispensable para el éxito del circuito que la selectividad de los filtros sea alta de manera que los filtros tengan un funcionamiento de banda angosta. Además reacuérdese que la frecuencia central del filtro debe poder ajustarse para lograr que el banco de filtros funcione tal y como queda establecido por los resultados obtenidos del vector de pesos  $w$ .

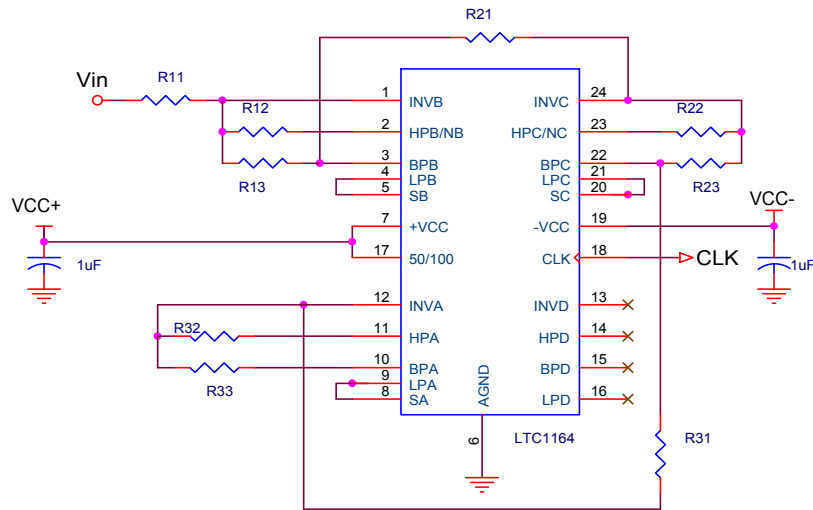
Para satisfacer las características de selectividad y ajuste de frecuencia, y por su bajo consumo de potencia, entre otras ventajas que ofrecen, se utilizaron filtros de condensador conmutado, una descripción de esta tecnología y las ventajas que ofrece se encuentra en el capítulo 3. El integrado seleccionado fue el LTC1164 el cual posee la ventaja de contener cuatro filtros por lo que permite conectar éstos en cascada para lograr filtros de orden superior (hasta un máximo de ocho en filtros paso bajo o seis como filtro paso banda). La figura 5.15 muestra la configuración básica del filtro para que éste funcione como un filtro paso banda de orden 2:





**Figura 5.15** Configuración básica del integrado LTC1164 para su funcionamiento como un filtro paso banda de 2<sup>do</sup> orden

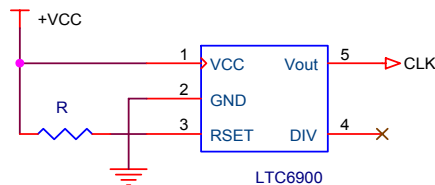
Un filtro de segundo orden no cumple las expectativas de selectividad por lo que se debe emplear una configuración en donde, como se mencionó antes, se colocan tres filtros en cascada. La implementación de este circuito es muy sencilla ya que los tres filtros deben ser exactamente iguales por lo que solamente se debe diseñar uno y se aplican los mismos valores de resistencia a las otros filtros. La figura 5.16 demuestra cómo se realiza el filtro paso banda de 6<sup>to</sup> orden:



**Figura 5.16** Filtro paso banda de 6<sup>to</sup> orden utilizando un LTC1164

La tecnología de condensador conmutado permite que la inclusión de unas cuantas resistencias permita al integrado funcionar como un filtro de sexto orden, y puede obtenerse de él la respuesta deseada: ya sea paso baja, paso alto, Notch o, la que interesa para el proyecto, la respuesta paso banda. El pin 17 mostrado en la figura se utiliza para establecer una relación entre frecuencia central y la frecuencia del reloj. La selección puede hacerse entre los valores de 50 o 100, la conexión mostrada es para que la relación entre ambas frecuencias sea de 100.

Al mirar la figura 5.16 se nota que además de las resistencias el filtro requiere de una señal de reloj, que se necesita para que los MOSFET sirvan de interruptores, explicado en la sección 3.3.2 del capítulo 3. Esta señal de reloj se genera con un integrado LTC6900 que permite ajustar la frecuencia de la señal de reloj por medio de una resistencia, las características de la señal de salida son óptimas para el funcionamiento del filtro pues su ciclo de trabajo es simétrico, su salida es un voltaje unipolar, cuya amplitud depende del voltaje de alimentación. La siguiente figura muestra la conexión del integrado para su correcto funcionamiento:



**Figura 5.17** Circuito básico del oscilador de frecuencia ajustable LTC6900

Se aprecia aquí que la resistencia  $R$  establece la frecuencia del voltaje de salida en conjunto con la patilla 4, que sirve para ajustar una constante. La expresión para calcular la frecuencia es:

$$f_{osc} = 10MHz \cdot \left( \frac{20k\Omega}{N \cdot R_{set}} \right) \quad (5.10)$$

donde  $N$  es la constante determinada por la conexión en el pin 4, y viene dada por:

$$N = \begin{cases} 100 \Leftrightarrow DIV\ PIN = V^+ \\ 10 \Leftrightarrow DIV\ PIN = Open \\ 1 \Leftrightarrow DIV\ PIN = GND \end{cases} \quad (5.11)$$

El valor de la resistencia  $R$  se determinó a partir de la frecuencia de reloj requerida por el filtro y ésta es igual a:

$$f_{CLK} = f_o * 100 \quad (5.12)$$

Para el caso mostrado en la figura 5.16, el valor de  $f_o$  es conocido pues corresponde al valor de la frecuencia que se quiere filtrar. Las frecuencias se obtienen del estudio de la señal explicado en esta sección. Además para calcular las resistencias utilizadas en el filtro se utilizaron las siguientes expresiones:

$$H_{OBP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (5.13)$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \quad (5.14)$$

siendo  $H_{OBP}$  la ganancia del filtro y  $Q$  el factor de calidad.

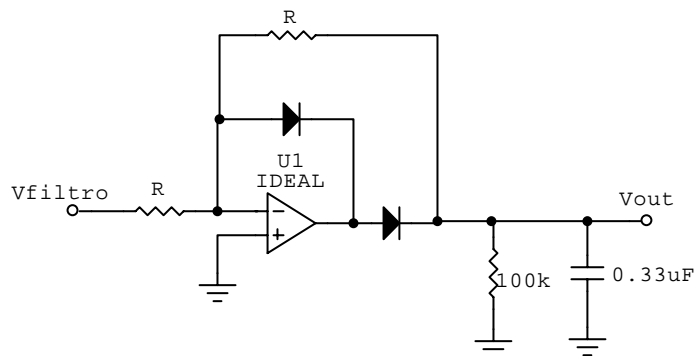
Experimentalmente se determinó que era necesaria una amplificación para que la señal de salida de cada filtro sea un voltaje apreciable para la siguiente etapa, entonces la relación de  $R_3$  con respecto a  $R_1$  es de 2 a 1 lo cual hace que cada filtro incremente la ganancia de la señal de entrada por un factor de 2 permitiendo al filtro de 6<sup>to</sup> orden contar con una ganancia de 8. Para poder colocar los filtros en cascada las configuraciones deben ser exactamente iguales por lo que la ganancia de 8 es la mayor que se pudo establecer; por tanto la resistencia de entrada ( $R_1$ ) utilizada fue de 50k $\Omega$ , y el valor para  $R_3$  es igual a 100k $\Omega$ .

Para calcular el valor de  $R_2$  se tomó en cuenta que cuanto mayor sea el valor del factor de calidad mayor será la selectividad. De tal manera que utilizando el máximo valor de factor de calidad permitido para el filtro, esto es  $Q=10$ , la resistencia  $R_2$  será igual a:

$$R_2 = \frac{R_3}{10} \quad (5.15)$$

Por tanto  $R_2$  tendrá un valor de  $10k\Omega$ , nótese que la limitación de  $Q$  a un valor de 10 es compensado con la colocación en cascada de los filtros incrementando la selectividad del filtro.

La salida de cada filtro está conectada a un promediador, similar al utilizado en la etapa de acondicionamiento de señal, cuyo propósito es obtener la energía de la señal filtrada, que es con lo que finalmente se trabaja en el clasificador.

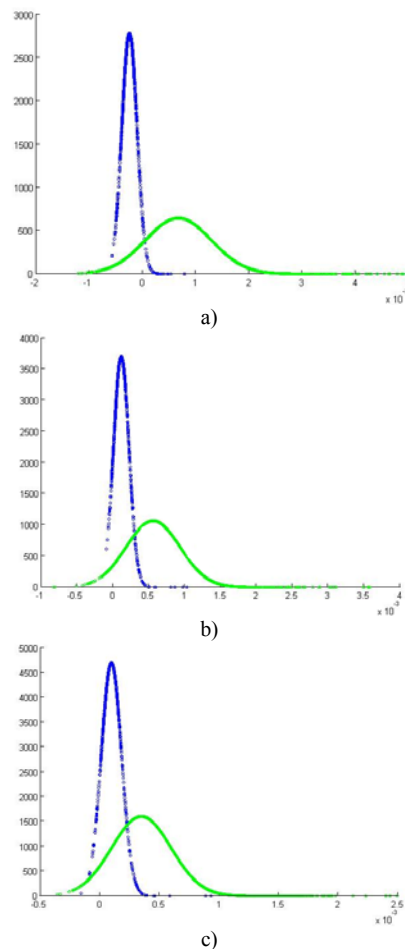


**Figura 5.18** Circuito promediador utilizado para calcular la energía promedio en la salida de cada filtro paso banda

La figura 5.18 muestra la configuración empleada para lograr obtener la energía promedio de la señal de salida de cada filtro, los valores del arreglo RC de salida fueron seleccionados para que el tiempo de descarga fuera de 33ms el tiempo justo para que el clasificador procesara la información. Cada promediador está conectado a un seguidor de voltaje para evitar, con su alta impedancia de entrada, que se cargue la salida del promediador.

## 5.4 Módulo clasificador estadístico

El análisis para esta etapa se basó en la obtención de la distribución normal de los datos obtenidos por el análisis de LDA aplicado a la señal de entrenamiento, que permite apreciar la discriminación que se espera tenga el teledetector. En realidad las distribuciones normales obtenidas, como las que muestra la figura 5.19, se realizaron al aplicar la ecuación (3.23) a los vectores  $p_1$  y  $p_2$ , como se denomina a los vectores proyección de las correspondientes matrices de clase sobre el vector  $w$  que apunta en la dirección de mayor discriminación lineal.



**Figura 5.19** a. Distribución normal de la señal de entrenamiento después del análisis de LDA b. Distribución normal de la señal pero después de una preselección de frecuencias a partir del vector  $w$  c. Distribución normal de la señal utilizando tan solo las 8 frecuencias finales escogidas para el banco de filtros (A la derecha se muestra la clase disparo y a la izquierda se observa la clase no disparo)

Cada gráfica en la figura 5.19 representa la forma en que se agrupan los datos, por medio del vector  $w$ , según la clase a que correspondan; así la “campana” izquierda, de color azul, muestra la agrupación de los datos de la clase disparo, mientras la “campana” derecha, en verde, muestra la distribución de los datos de la clase no disparo.

La razón por la que en la figura 5.19 aparecen 3 gráficas de distribución normal es que cada una de ellas representa el resultado final del análisis realizado a cada vector de pesos  $w$  obtenido, recuérdese que para reducir el número de filtros a utilizar en el circuito, se encontraron 3 vectores de pesos, cada vez con menos filas de la matriz de entrenamiento  $S$ . Aquí se debe destacar que, como se aprecia en la figura 5.19, cuanto menos cantidad de frecuencias se tomen en cuenta para el análisis mayor es el traslape de las gráficas y por ende mayor probabilidad habrá de una clasificación errónea. En el siguiente capítulo se demostrará que a pesar de esto la discriminación del circuito utilizando tan sólo 8 frecuencias es bastante aceptable.

A partir de cada una de las distribuciones normales mostradas por la figura 5.19 se puede obtener tanto el valor umbral que debe usarse para la discriminación de sonidos, como el porcentaje de error del circuito final.

El valor del umbral de decisión, para el teledetector, corresponde a la intersección de las “campanas” o distribuciones normales de ambas clases (en realidad puede seleccionarse cualquier otro valor, como consecuencia varían los porcentajes de error, pero se decidió utilizar la intersección porque la separación es más equitativa). Para calcular este valor se resolvió la siguiente ecuación:

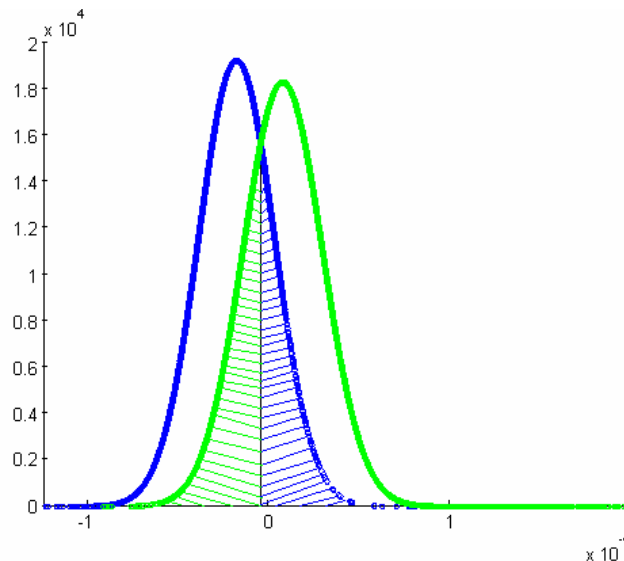
$$\frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}} = \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}} \quad (5.16)$$

donde  $\mu_1$  y  $\sigma_1$  corresponden a la media y la desviación estándar del vector  $p_1$  (proyección de  $C_1$  sobre el vector  $w$ ), mientras  $\mu_2$  y  $\sigma_2$  son estos mismos valores pero pertenecientes al vector  $p_2$  (proyección de  $C_2$  sobre el vector  $w$ ). Las soluciones de la ecuación 5.16 son:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{\sigma_1^2 \mu_2 - \sigma_2^2 \mu_1 \pm \sqrt{-\sigma_1^2 \sigma_2^2 \left( 2\mu_2 \mu_1 - \mu_1^2 - \mu_2^2 + 2 \ln \left( \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right) (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) \right)}}{\sigma_1^2 - \sigma_2^2} \quad (5.17)$$

La solución correcta se obtuvo del gráfico de la distribución normal, al determinar cuál de las intersecciones obtenidas de la ecuación 5.17 era la que interesaba.

Tanto los valores de los pesos como el umbral eran demasiado bajos, del orden de  $10^{-4}$ , por lo que se debió realizar una normalización de éstos obteniendo así los valores finales para la implementación electrónica de esta etapa.



**Figura 5.20** Procedimiento para la obtención de la probabilidad de discriminación errónea utilizando para ello la distribución normal de las clases

La figura 5.20 presenta la forma en que se obtienen las probabilidades de que el circuito no detecte un disparo, correspondiente al área sombreada a la derecha del punto de intersección, o de que el circuito detecte cualquier otro sonido como disparo, área sombreada de la izquierda. Matemáticamente estas probabilidades se obtienen integrando la sección de la “campana” que se traslapa por debajo de la distribución normal de la otra clase, tal y como se muestra en la figura 5.20, esto es:

$$P_{DND} = \int_{x_i}^{\infty} \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}} dx \quad (5.18)$$

$$P_{NDD} = \int_{-\infty}^{x_i} \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}} dx \quad (5.19)$$

La ecuación 5.18 calcula la posibilidad de que un disparo no sea detectado  $P_{DND}$  (**D**isparo **N**o **D**etectado), la integración va desde la intersección de las distribuciones  $x_i$  hasta infinito, de manera similar la ecuación 5.19 determina la probabilidad de que un sonido que no es un disparo sea detectado  $P_{NDD}$  (**N**o **D**isparo **D**etectado), los límites de integración para esta integral son desde  $-\infty$  (menos infinito) hasta el valor del punto de intersección.

Para mejorar la efectividad del análisis y por consiguiente del circuito se utilizaron varias técnicas para mejorar la separación de los datos de cada clase; estas técnicas son utilizadas para minimizar los efectos de los transitorios de la señal de sonido (puesto que el disparo es, como se vio en la figura 5.10, un impulso). La figura 5.21 muestra la discriminación obtenida utilizando dichas técnicas, las cuales se procederá a explicar.



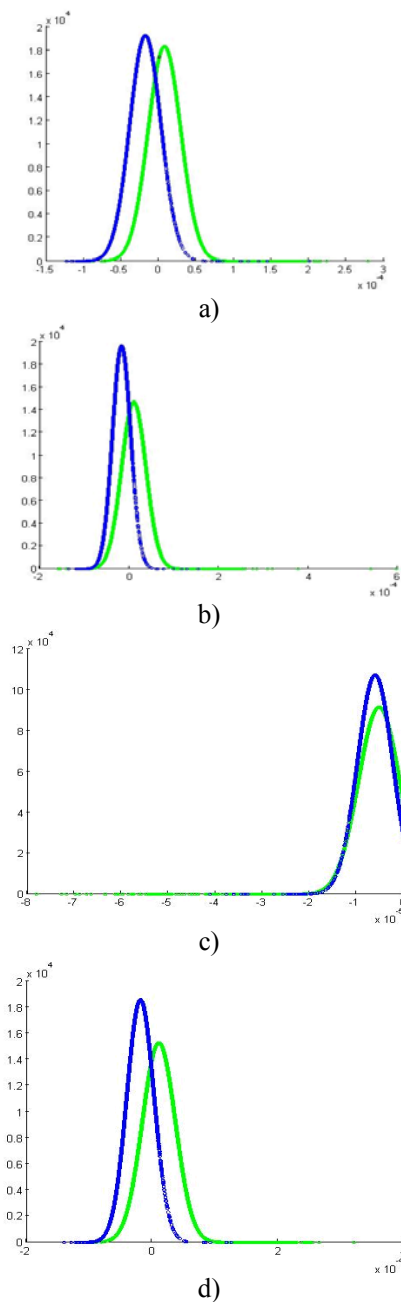
Uno de los métodos fue remuestrear la señal. Esto se hizo de dos formas: en la primera consistió en cambiar el valor de algunas columnas del vector  $C$  de *uno* a *cero*, estos cambios no se dieron al azar sino que se cambiaron aquellas columnas donde había una transición de *cero* a *uno*, lo que corresponde a un corrimiento de la transición. El gráfico de distribución normal de este método se muestra en la figura 5.21.b. Para la segunda forma se eliminaron las columnas del vector  $C$ , que fueran aledañas a alguna transición. de esta manera se evita una mala clasificación de la señal asegurando que el sonido del disparo se encuentra entre los intervalos de tiempo no eliminados. Para aplicar el análisis a la señal se debieron eliminar las columnas de la matriz  $S$  correspondientes a las celdas eliminadas del vector  $C$ .

El resultado de aplicar este remuestreo se observa en la figura 5.21.c. Como se concluye de la figura 5.21 las técnicas de remuestreo de la señal evidencian una discriminación muy deficiente de las clases por tanto no aportan ninguna mejoría y su utilización se desechó por completo.

La otra técnica utilizada, denominada hnn, parte del hecho de que si se aumenta la matriz de entrenamiento  $S$  hasta un tamaño de  $2n \times m$ , donde la parte agregada corresponde a la misma información desplazada en el tiempo un submúltiplo del nfft (número de Transformadas de Fourier de ventana) utilizado en la realización del espectrograma, el entrenamiento podrá apreciar mejor un cambio brusco en la señal original (parte superior de la matriz  $S$ ) por lo que un disparo se clasificaría con mayor efectividad, esto es:

$$S' = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} & S_{1,3} & \dots & S_{1,m} \\ S_{2,1} & S_{2,2} & S_{2,3} & \dots & S_{2,m} \\ S_{3,1} & S_{3,2} & S_{3,3} & \dots & S_{3,m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{n,1} & S_{n,2} & S_{n,3} & \dots & S_{n,m} \\ S_{n+1,128} & S_{n+1,129} & S_{n+1,130} & \dots & S_{n+1,m+128} \\ S_{n+2,128} & S_{n+2,129} & S_{n+2,130} & \dots & S_{n+2,m+128} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{n+n,128} & S_{n+n,129} & S_{n+n,130} & \dots & S_{n+2,m+128} \end{bmatrix}$$

A pesar que se realizó este procedimiento para varios submúltiplos los resultados no mostraron una mejoría apreciable de la discriminación, lo anterior aunado a que la implementación electrónica de este método es muy complicada implicó el descarte de la técnica, de manera que se trabajó manteniendo los mismos porcentajes de error. La figura 5.21.d muestra las distribuciones normales de las matrices de clase proyectadas sobre el vector de peso utilizando este proceso. El corrimiento de la parte baja de la matriz fue de una columna (nfft/256). Por limitaciones de espacio sólo se mostrará el resultado de este corrimiento; sin embargo, para los corrimientos a los demás submúltiplos no se dio gran variación.

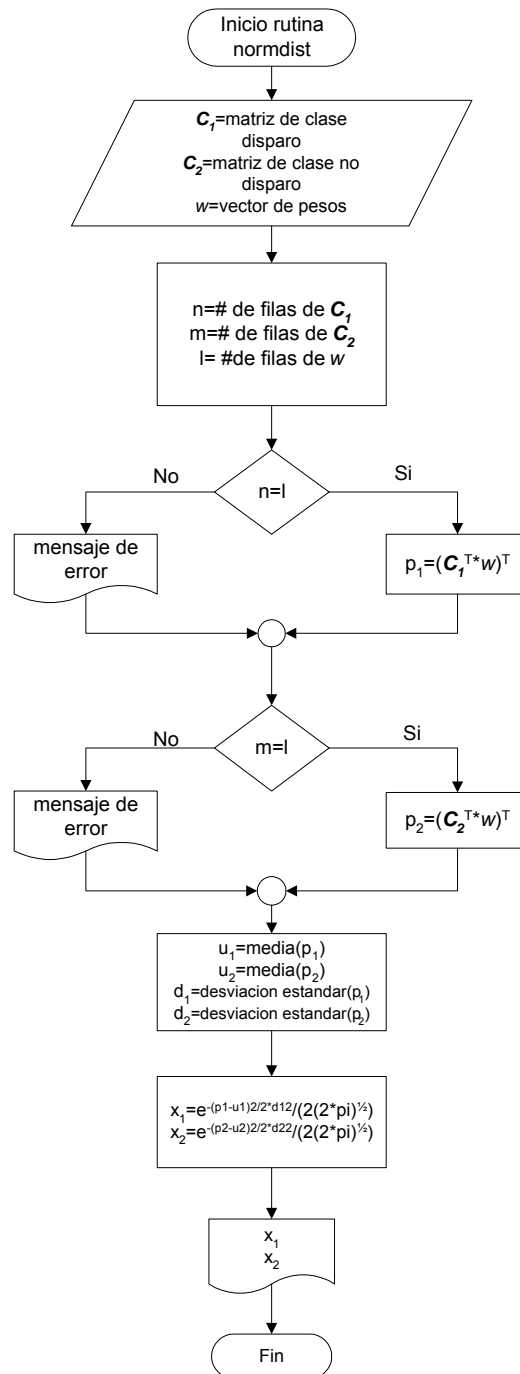


**Figura 5.21** Distribuciones normales de los vectores proyección de las matrices de clase sobre el eje  $w$  utilizando varias técnicas a) Señal de entrenamiento sin modificar<sup>1</sup> b) Remuestreando la señal sin modificar el tamaño de  $S$  y  $C$  c) Remuestreando la señal modificando  $S$  y  $C$  d) Utilizando la técnica hnn

---

<sup>1</sup> La figura 5.21.a corresponde a la distribución normal realizada a la señal de entrenamiento sin normalizar, fue a esta señal que se aplicaron estas técnicas sin embargo, producto de los malos resultados se tomó la decisión de no aplicarlos a la señal normalizada porque en realidad no valía la pena.

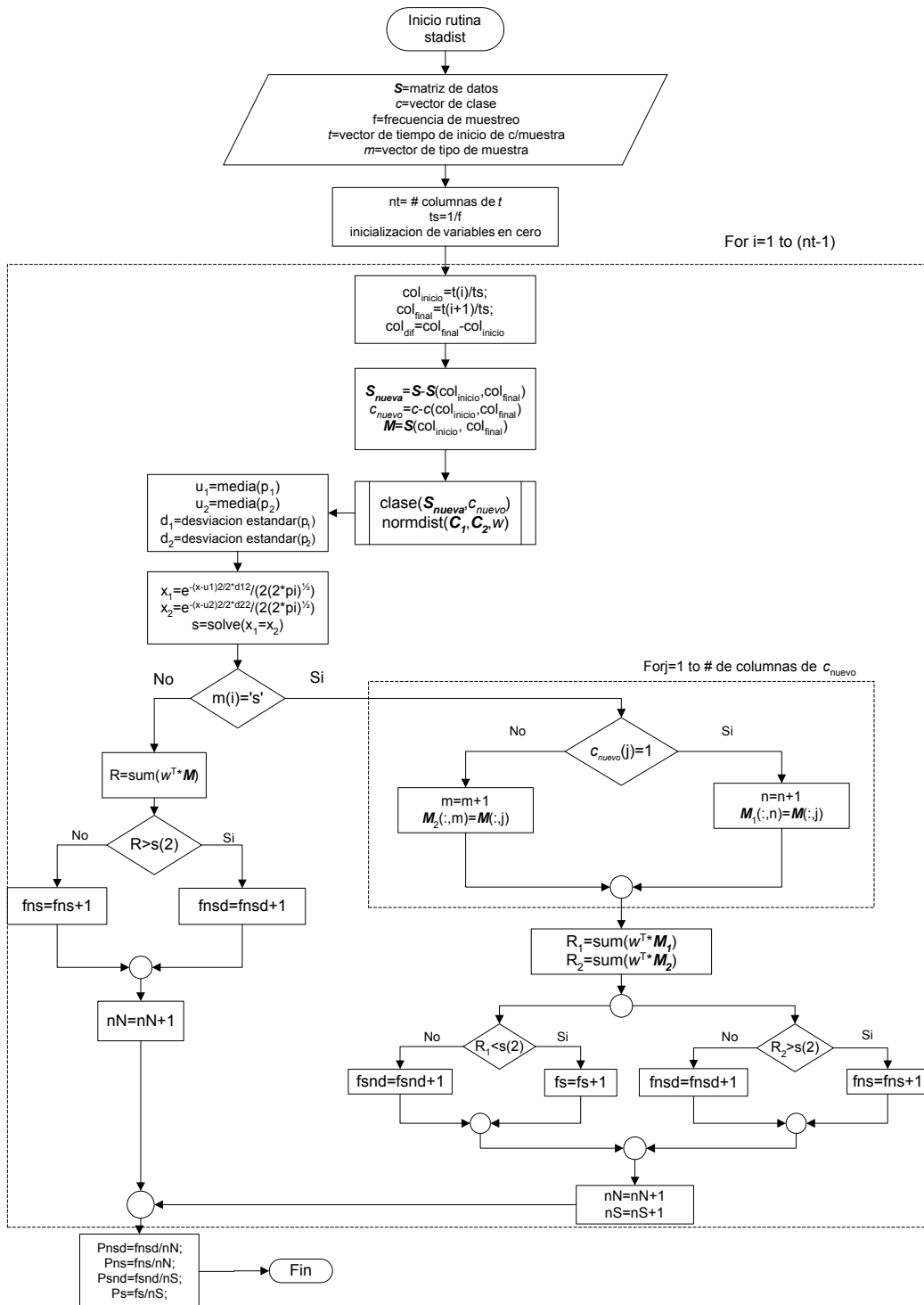
a Software



**Figura 5.22** Diagrama de flujo de la rutina de Matlab utilizada para obtener los vectores proyección de las matrices de clase sobre el vector de pesos  $w$ , y a la vez realiza la distribución normal de los vectores proyección

La figura 5.22 muestra un programa realizado para obtener la distribución normal de cada una de las matrices de clase, utilizando el vector que se obtiene del producto punto entre cada matriz y el vector  $w$  que representa la proyección de los datos de cada matriz sobre el vector de pesos. A partir del vector de proyección  $p$  y del vector obtenido al aplicar una distribución normal (ver ecuación 3.23) a dicho vector se obtuvieron las gráficas de distribución gaussiana que se presentan en la figura 5.19. Dichas gráficas permitieron la selección del valor del umbral y la medición de la efectividad de discriminación del entrenamiento realizado.

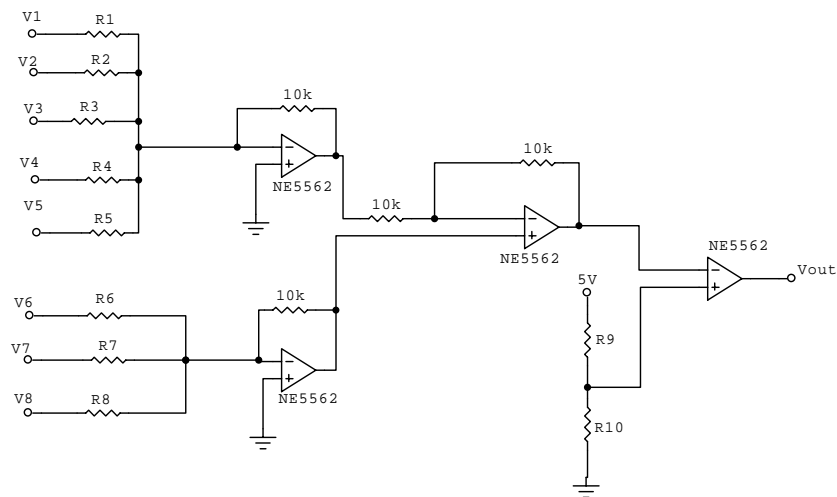
Finalmente la figura 5.23 representa la última rutina realizada. Su función principal es realizar un análisis probabilístico de la eficiencia de discriminación. Lo que se implementó aquí es el mismo análisis que se realizó para obtener el vector de pesos pero antes se modificó la matriz de datos sacando de ella la información correspondiente a una muestra de sonido (por ejemplo se le extrajo la información correspondiente al sonido de ranas) una vez que se determinó el vector  $w$  con  $n-1$  muestras entonces se procedió a calcular el producto punto entre el vector de pesos con la matriz de datos de la muestra extraída y el resultado se comparó con el valor del umbral dado por la intersección de las curvas de distribución gaussiana, este procedimiento se repite para cada muestra de sonido que componga la señal de entrenamiento utilizada en el análisis de discriminante lineal. Al final, con los resultados de las comparaciones, se calcula la probabilidad de éxito o falla del circuito según lo esperado.



**Figura 5.23** Diagrama de flujo del programa de prueba probabilística del vector de pesos obtenido en el último proceso de análisis

## b Hardware

Este módulo se encarga de discriminar los sonidos que se captaron por el micrófono en una de las dos clases ya mencionadas. Un voltaje umbral determina si el sonido corresponde a un arma disparada o a otra fuente diferente a la de interés, el circuito está diseñado con base en los datos obtenidos del análisis de la señal con el método de discriminante lineal (LDA), en especial en los valores finales del vector de pesos ( $w$ ) normalizados.



**Figura 5.24** Circuito clasificador estadístico construido a base de amplificadores NE5562

En la figura 5.24 se aprecia que el circuito se compone de dos sumadores, un restador y un comparador, todos implementados utilizando los amplificadores operacionales NE5562, los cuales eliminan considerablemente el ruido. Las resistencias de cada entrada a los sumadores están calculadas para que cada ganancia represente el valor del peso correspondiente a la salida de cada filtro (ver tabla 6.7). Nótese que la tabla muestra que las resistencias del segundo sumador dan una ganancia igual a la mitad de la requerida según los resultados del análisis realizado, esto se debe a que el tercer amplificador de la figura 5.24 tiene la función de restador y su salida está dada por la expresión:

$$V_{sal} = 2V_1 - V_2 \quad (5.20)$$

donde  $V_1$  es el voltaje producto de la suma de las ganancias correspondientes a pesos con signo negativo, y  $V_2$  por consiguiente el valor de voltaje a la salida del sumador cuyas entradas representan a los pesos positivos del vector  $w$ . Puesto que el restador devuelve el doble del voltaje en la entrada no inversora se debieron ajustar las ganancias de este sumador para que produjese la mitad del valor deseado.

La última etapa de este circuito es un comparador que activa la alarma cuando el detector identifique el disparo de un arma, de tal modo que si el valor de voltaje en la salida del restador es menor que 2V el comparador tendrá 0V de salida, lo que indica que el sonido detectado no es el correspondiente a la activación de un arma de fuego, y una salida de 5V indicará la existencia de un disparo.

En el capítulo posterior se muestran cada uno de los resultados del análisis, así como algunas simulaciones. Además se muestran algunos resultados probabilísticos que se obtuvieron teóricamente y que indican la efectividad esperada por el circuito en cuanto a distinción de sonidos se refiere.



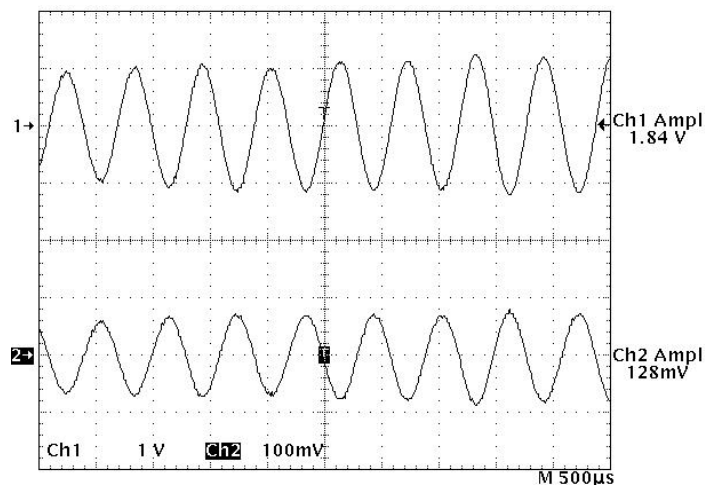
## Capítulo 6

### Análisis de resultados

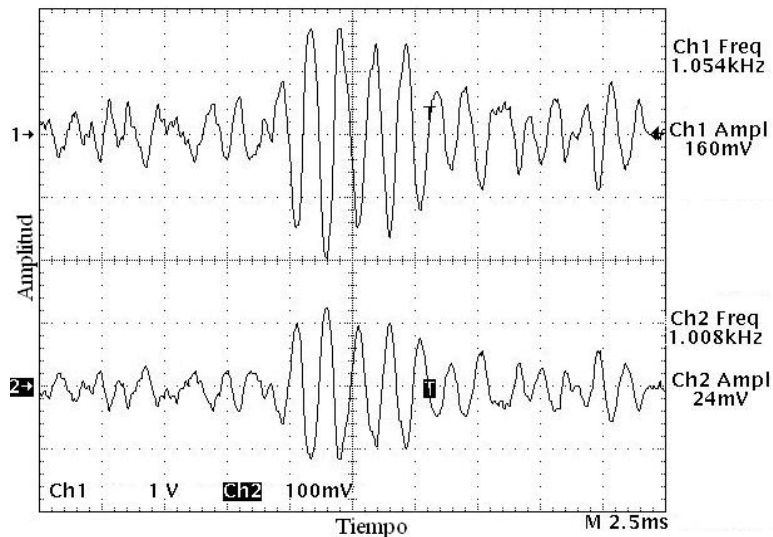
En el capítulo 5 se describió el análisis realizado a la señal, los resultados teóricos de éste, y los criterios para el diseño de un circuito teledetector de disparos; En este capítulo se evalúa la veracidad de los resultados teóricos confrontándolos con resultados obtenidos de pruebas en el laboratorio y pruebas probabilísticas que permiten sacar las conclusiones convenientes a cerca del trabajo realizado.

#### 6.1 Etapa de transducción de la señal

En el capítulo 3 se describió el funcionamiento de los micrófonos de condensador que es el tipo de micrófono utilizado. Puesto que el voltaje de salida del micrófono es muy bajo, éste requiere de un circuito amplificador como el descrito en el capítulo 5, las figuras 6.1 y 6.2 muestran como el circuito de la figura 5.1 amplifica la señal del micrófono a un nivel de voltaje que resulta más conveniente para el circuito.



**Figura 6.1** Amplificación del voltaje de salida de voltaje del micrófono para una señal de sonido de un silbido



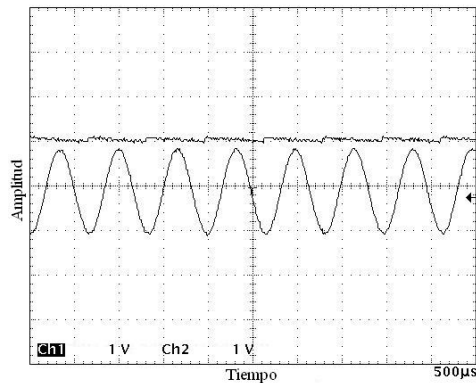
**Figura 6.2** Amplificación de la señal de sonido de un disparo captada por el micrófono WM-64MN

Como se aprecia en las figuras el voltaje de entrada al circuito es amplificado en un factor de 20, 15 de los cuales corresponden sólo al amplificador inversor al final del circuito mostrado por la figura 5.1, con lo que se logra incrementar la señal de salida del micrófono en un 2000% de su valor original.

Además de lograr la amplificación del voltaje del micrófono, el circuito mostrado en la figura 5.1 acopla la impedancia del micrófono, menor a  $2.2k\Omega$ , con la impedancia de entrada del circuito de  $10k\Omega$  evitando pérdidas de potencia, interferencia en la señal de sonido, entre otros problemas que se presentan. El acople de impedancia se logra utilizando amplificadores con JFET's en la entrada lo que permite que se equiparen las impedancias.

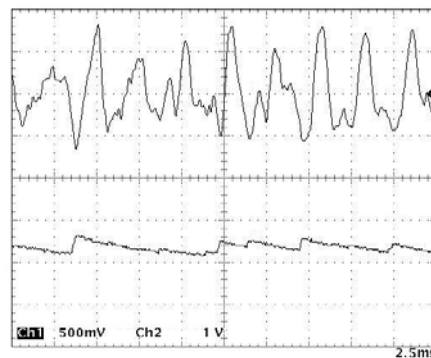
## 6.2 Etapa de acondicionamiento de la señal

Utilizando como referencia la figura 5.5 se muestra el funcionamiento de cada etapa de este módulo, en la figura 6.3 se observa la salida del promediador de la señal utilizada. Como señal de prueba se utilizó una onda senoidal.



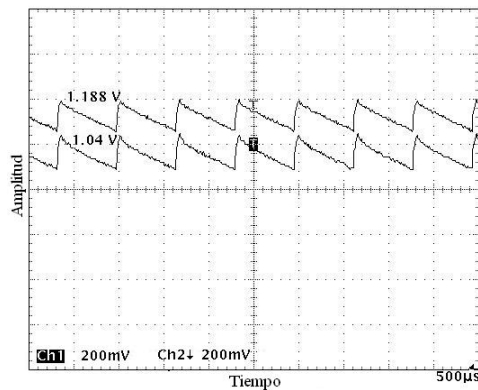
**Figura 6.3** Voltaje de salida de la etapa de promediador del circuito acondicionador de señal (arriba) para una señal de prueba senoidal (abajo) (Figura 5.7)

A partir de la figura 6.3 se puede determinar que el voltaje de salida es casi constante con un rizado de aproximadamente 100mV, pero lo importante a considerar es que el tiempo de descarga  $\tau$  es el justo, es decir el capacitor no se carga lentamente pero sí lo es su descarga.



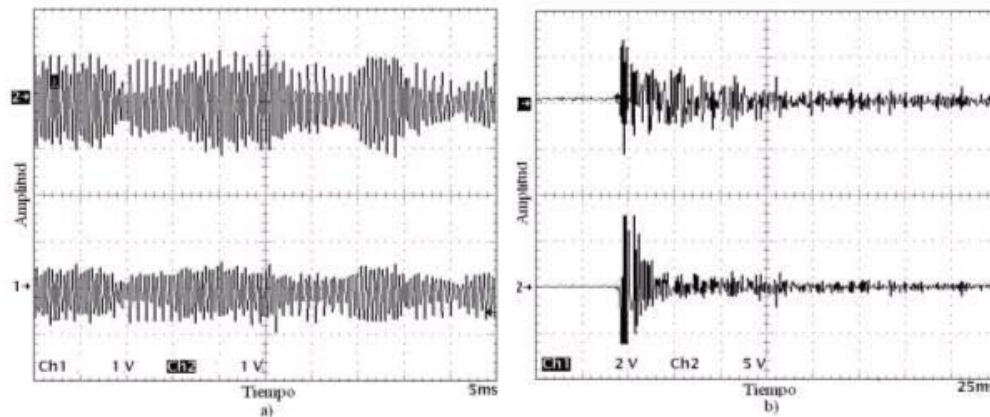
**Figura 6.4** Funcionamiento del promediador para una señal no periódica (Figura 5.7)

La figura 6.4 muestra ahora el comportamiento del promediador pero para una señal de audio. Se observa que ahora el rizado es un poco mayor, aproximadamente 200mV, pero esto se debe a que para esta señal el tiempo transcurrido entre pico y pico (máximos) es mayor y por lo tanto el capacitor se descarga por mayor tiempo. Sin embargo, nuevamente el promediador obtiene un valor de voltaje medio de la señal para el cual 200mV no es una variación significativa. El funcionamiento de esta etapa es entonces el esperado.



**Figura 6.5** Funcionamiento de la etapa sumadora del circuito acondicionador de señal (Figura 5.8)

La figura 6.5 muestra la comprobación que se hizo al sumador, cuya función es evitar la amplificación de señales de ruido. Como se explicó en el capítulo 5, la selección del voltaje adecuado para sumársele a la señal promediada se realizaba a partir de la figura 5.2.b. Experimentalmente el valor de voltaje agregado difiere al teórico, 0.1V, por 44mV que para la función que desempeña este circuito no tiene importancia.



**Figura 6.6** Normalización de 2 señales de audio con la etapa de acondicionamiento de señal a) Un segmento del archivo de audio de entrenamiento b) un disparo (Figura 5.5)

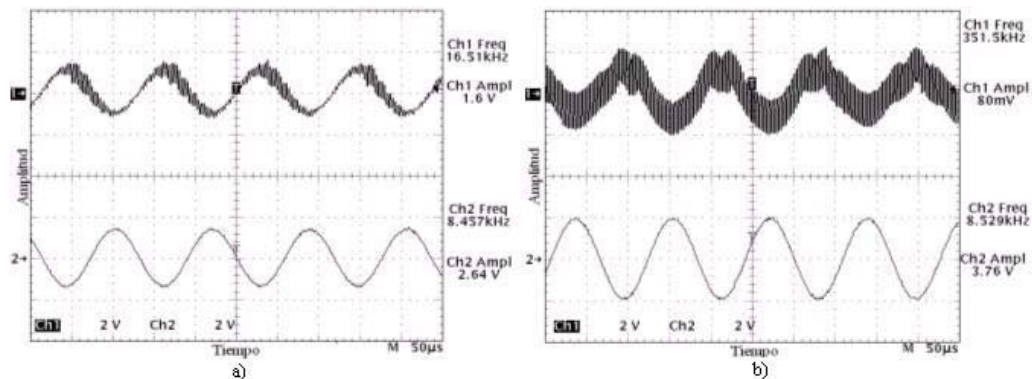
La figura 6.6 muestra lo que es el funcionamiento del circuito acondicionador en su totalidad. En cada figura la señal en la parte superior corresponde a la señal normalizada, mientras que las señales en la parte inferior son la salida de voltaje del amplificador que prosigue al micrófono.

En la figura 6.6.a se aprecia una sección del archivo de audio utilizado para el entrenamiento del clasificador, se puede observar que la señal normalizada mantiene la misma forma que la señal de entrada (solamente se nota que se invierte la señal, lo cual no causa ningún efecto negativo sobre el circuito). Sin embargo, la señal se ve amplificada sobre todo en los instantes de tiempo en que se observa la existencia de algún sonido.

Al analizar la figura 6.6.b se observa en forma más detallada la normalización de una señal de sonido, en este caso un disparo. Nótese que la amplificación de la señal se lleva a cabo en los segmentos donde existe algún sonido, los segmentos de ruido no se amplifican o lo hacen muy poco.

Es importante destacar que el voltaje máximo de salida de esta etapa es de aproximadamente 2V, esto se aprecia también en la figura 6.6, de manera que sonidos muy cercanos al micrófono, de gran intensidad sonora, serán atenuados por esta etapa del circuito, lo que implica que cualquier sonido que capte el micrófono será llevado a un volumen constante, o por lo menos eso intenta hacer este circuito, de manera que la distancia e intensidad del sonido no serán factores que inducirán al clasificador en errores.

Se determinó que el multiplicador deja de funcionar a partir de la aplicación de un voltaje de 2.6V en sus entradas. A voltajes mayores a los 2.6V los amplificadores que conforman el multiplicador se saturan generando una oscilación de la señal tal y como se muestra en la figura 6.7. En ésta se introduce una señal de prueba senoidal a la cual se le varió la amplitud.



**Figura 6.7** Distorsión de la señal de salida del acondicionador producto de la amplitud de la señal de entrada

La figura 6.7b ilustra la manera en que el aumento de la amplitud de la señal de entrada genera una distorsión aún mayor en la salida del circuito acondicionador de la señal. Producto de este comportamiento, los circuitos previos se dimensionaron para evitar que se produzca esta distorsión de la señal.

### 6.3 Etapa de extracción de características de la señal

Cuando se describió el procedimiento seguido en la consecución de esta etapa (sección 5.3) se detalló que en un principio se utilizó un análisis de la señal por Transformada de Fourier clásica, desechada por razones ya discutidas. Se enmarcarán seguidamente algunos resultados obtenidos por el análisis que permitirán sustentar la decisión de utilizar la solución de Fourier por ventanas y las técnicas de reconocimiento estadístico de patrones.

En la tabla 6.1 se observa que el método de Transformada de Fourier no ofrece un patrón que pueda ser utilizado para clasificar diferentes tipos de armas. Lo que implica la realización de un circuito diferente dependiendo el tipo de arma que se emplee. Caso contrario al análisis realizado utilizando Fourier con ventanas y un vector de entrenamiento, donde el circuito es entrenado para clasificar el sonido de un disparo sin importar el tipo de arma que lo produce.

**Tabla 6.1** Comparación de los resultados obtenidos al aplicar la transformada de Fourier a señales de sonido de disparo de varios tipos de armas en un formato de archivo tipo wav a una frecuencia de muestreo de 22 050Hz mono utilizando la herramienta SPTool de Matlab

revólver (fm 22khz, 16 bits)		pistola (fm 22khz, 16 bits)		escopeta (fm 22khz, 16 bits)	
frecuencia (Hz)	Amplitud(uW)	frecuencia (Hz)	Amplitud(uW)	frecuencia (Hz)	Amplitud(uW)
		366,06445	1,8060453		
		409,13086	2,866321	409,13086	10,806326
430,66406	6,568428			430,66406	12,30762
495,26367	4,2088843			495,26367	6,441369
		538,33008	9,4748931		
581,39648	3,7457309				
		689,0625	1,772654		
				732,12891	3,5576351
		796,72852	2,0555448	796,72852	2,9333592
839,79492	2,884046				
				861,32813	6,8889611
882,86133	2,1527283	882,86133	1,5848454		
947,4609	4,3554	947,46094	2,1257534	947,46094	8,2250563
1076,6602	2,097569	1076,6602	1,7346196		
1205,8594	1,759311				
1291,9922	2,813043				

Los datos de la tabla 6.1 se obtuvieron del programa Matlab que se utilizó para realizar el análisis de la señal y el entrenamiento del circuito. Este análisis de Fourier tampoco toma en consideración el efecto de otros sonidos, por lo tanto un clasificador que utilice este método puede ser muy impreciso, prueba de ello es la figura 5.10 donde se mira que todas las señales de audio utilizadas en el entrenamiento tiene componentes de frecuencia en el rango de 0Hz a 2kHz, lo que demuestra que esta solución no es apta por el grado de error al que está expuesta.

**Tabla 6.2** Probabilidad de error del circuito en función del número de filtros utilizados para su construcción

Número de datos utilizados en el análisis	Intersección de las gráficas de distribución normal	Probabilidad de que un disparo no sea detectado (%)	Probabilidad de que otro sonido sea detectado (%)
129	3,22E-05	2,33	13,64
28	2,97E-04	4,26	21,65
8	0,2244	6,14	27,95

En el método finalmente utilizado, basado en la Transformada de Fourier por ventanas, el entrenamiento del circuito dio como resultado una gran cantidad de filtros para obtener la mejor clasificación, motivo por el cual se debió realizar una selección de las frecuencias más significativas para la clasificación de la señal. La tabla 6.2 ayuda a demostrar cómo el circuito pierde efectividad conforme disminuye el número de filtros utilizados en la solución. Nótese que al disminuir la cantidad de frecuencias a utilizar aumenta tanto la probabilidad de que se detecte como disparo un sonido que no lo es, o que se omita la detección de un disparo; más aún habiendo un cambio en la discriminación del circuito, obsérvese que la probabilidad de que un disparo no se detecte es muy baja, no se puede decir lo mismo de la probabilidad de que otro sonido se considere un disparo pero sin embargo fue la mejor discriminación lograda para el circuito propuesto.



**Tabla 6.3** Frecuencias definitivas y valores del vector de pesos  $w$  (ganancias del sumador)

Frecuencia	Valor del vector $w$ correspondiente a la frecuencia	Valor del peso normalizado
5170	-0,00018783	-0,192975353
5860	-0,00014257	-0,146475516
6290	-0,00006457	-0,066335727
7925	0,00031499	0,323618733
9130	0,00021448	0,220355395
9560	0,00049936	0,513039304
10080	0,00012995	0,133509808
10680	0,00069003	0,708932456

La tabla 6.3 tabula tanto las frecuencias finales, a las cuales deben ajustarse los filtros, como su ponderación o aporte en la clasificación de la señal que se enmarca bajo el título de vector de pesos normalizado. Con los valores presentados por esta tabla se calcularon los valores resistivos necesarios para que tanto el banco de filtros como el clasificador estadístico funcionaran como se tenía previsto teóricamente, esto es discriminando los sonidos de disparos del resto.

La tabla 6.4 muestra los valores necesarios para obtener en los filtros una frecuencia central igual a la obtenida por el análisis de la señal, la tabla muestra la frecuencia central que tendrá el filtro, misma que corresponde a la primera columna de la tabla 6.3, la frecuencia que debe tener el oscilador para lograr que el filtro trabaje a esta frecuencia (una relación  $f_{CLK}/f_0$  de 100) y por último se presenta el valor resistivo necesario para lograr la frecuencia de reloj requerida.

**Tabla 6.4** Valores de la resistencia ajustable del oscilador para centrar los filtros a las frecuencias obtenidas del análisis LDA

Frecuencia central del filtro paso banda $f_0$ (Hz)	Frecuencia del reloj $f_{CLK}$ para obtener una relación de frecuencias $f_{CLK}/f_0 = 100$ (Hz)	Resistencia $R_{SET}$ del oscilador
5170	517000	38684,72
5860	586000	34129,69
6290	629000	31796,50
7925	792500	25236,59
9130	913000	21905,81
9560	956000	20920,50
10080	1008000	19841,27
10680	1068000	18726,59

Los valores de  $R_{SET}$  se calcularon con la ecuación (5.10). Puesto que estos valores no son comerciales, debieron utilizarse potenciómetros para ajustarlos. Los potenciómetros tienen un rango de precisión de 10 vueltas con lo que se obtienen valores más precisos que con potenciómetros convencionales.

## 6.4 Etapa de clasificación de la señal

Esta sección contiene los resultados más relevantes obtenidos en el diseño e implementación del clasificador estadístico, última fase del teledetector de disparos.

En la tabla 6.2 se muestran los porcentajes de error que se esperan del circuito teledetector. En la sección 5.4, se explicó además cómo se trató de alcanzar una mejoría de estos porcentajes para ilustrar numéricamente lo explicado en dicha sección se presenta la tabla 6.5.

**Tabla 6.5** Probabilidad de error en la clasificación del detector de disparo (Figura 5.21)

método	P(no disparo detectado) (%)	P(disparo no detectado) (%)
señal sin tratamiento	28,91	26,12
remuestreo con eliminación de datos	61,81	72,51
remuestreo con sustitución por cero	35,72	19,91
hnn	31,87	21,67

En la tabla 6.5<sup>2</sup> se observan los resultados de los porcentajes de discriminación errónea obtenidos al utilizar las técnicas de remuestreo de la señal y de desfase de la información en el tiempo (hnn), en la figura 5.21 ya se podía ver que la discriminación del circuito empeoraba con dichas técnicas, en la tabla 6.5 se puede apreciar de forma más contundente que ninguna técnica aporta alguna mejoría, en el caso de un remuestreo de la señal con eliminación de información la discriminación decae considerable y queda claro, al observar los resultados, que empeora la clasificación de señales.

---

<sup>2</sup> Estos resultados se obtuvieron de un análisis de la señal sin normalizar, porque para este entonces no se había determinado el efecto del volumen en la discriminación.

En los otros dos casos existe una mejoría pero sólo hacia una de las dos clases, es decir la clasificación correcta de la otra clase decrece, y aunque puede considerarse que la técnica ayuda a mejorar la discriminación parcialmente, recuérdese que se descartaron los métodos porque aumentaba la dimensión física del circuito y con ello la potencia consumida, aparte del hecho de que su implementación (al menos de la técnica hnn) resultaba muy complicada y se previó que tomaría más tiempo del debido llegar a su consecución.

En el mismo capítulo 5, pero en lo referente a software se explicó una rutina que tenía como objetivo realizar un análisis estadístico del vector de pesos y que tan contundente era la separación de sonidos obtenida a partir de éste. La siguiente tabla muestra los resultados de este análisis.

**Tabla 6.6** Resultados del análisis estadístico realizado a la señal de entrenamiento para comprobar la efectividad del vector de pesos obtenido para separar los sonidos (figura 5.23)

<b>Evento</b>	<b>Probabilidad de que suceda (%)</b>
No disparo detectado	0
No disparo no detectado	100
Disparo no detectado	10
Disparo detectado	90

Tomando en consideración que la señal de entrenamiento contenía 15 muestras de audio, de las cuales 10 eran sonidos de disparos (varios disparos en un misma muestra) y los 5 restantes eran sonidos del bosque (lluvia, aves, anfibios, etc). Se aprecia en la tabla 6.6 que, en teoría, los sonidos de animales y otros como tormentas eléctricas no deberían interferir en la detección de disparos, sin embargo, un 10% de los eventuales disparos que puedan ocurrir pasarían desapercibidos por el circuito.

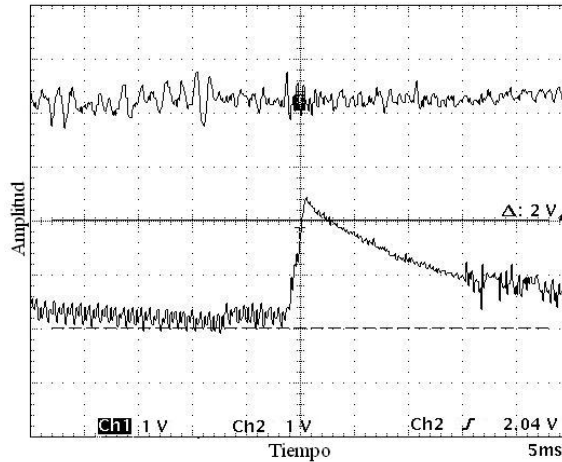
Entonces a partir de los valores del vector de pesos normalizado, mostrados en la tabla 6.3, se calcularon el valor que debían tener las resistencias de entrada del circuito clasificador que se ilustra en la figura 5.24. En la tabla 6.7 se observan los valores obtenidos.

**Tabla 6.7** Valores de las resistencias de entrada del clasificador estadístico y sus respectivas ganancias

	<b>Ganancia teórica</b>	<b>Resistencia de entrada <math>R_i</math> (<math>\Omega</math>)</b>	<b>Ganancia real</b>
Ganancias negativas (se deben restar)	0,839442788	23825	0,41972718
	0,637168494	31388	0,31859309
	0,288560414	69309	0,14428141
Ganancias positivas (se suman)	1,407741488	7103	1,40785584
	0,958545968	10432	0,95858896
	2,231720973	4480	2,23214286
	0,580767664	17218	0,58078755
	3,083856182	3242	3,08451573

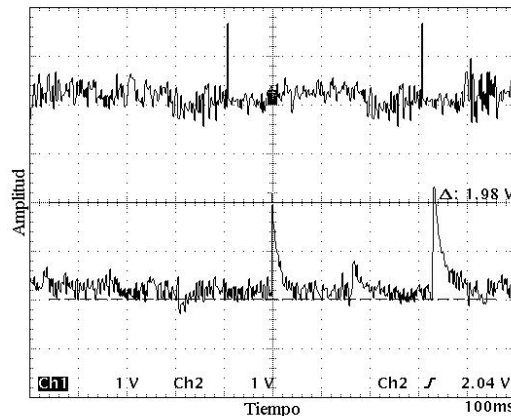
De nueva cuenta los valores obtenidos hacen necesario el uso de potenciómetros para poder ajustar la ganancia de cada entrada al sumador. Nótese que las ganancias que deben ser restadas se implementaron para ser la mitad de lo establecido en teoría así como se explica en la sección 5.4, en el apartado de hardware. Esto se debe a que la función de salida del restador, la misma que se describe en la ecuación (5.20), implica una duplicación del voltaje en la entrada no inversora. Ahora se proseguirá a presentar los principales resultados obtenidos del funcionamiento del circuito en su totalidad.

La figura 6.13 muestra que la salida del sumador es un pico de voltaje en el momento que ocurre un disparo, las barras de la figura indican el umbral que es necesario para clasificar el sonido, se aprecia aquí que el valor del umbral es de 2V tal y como se mencionó en el análisis de la solución (Capítulo 5).



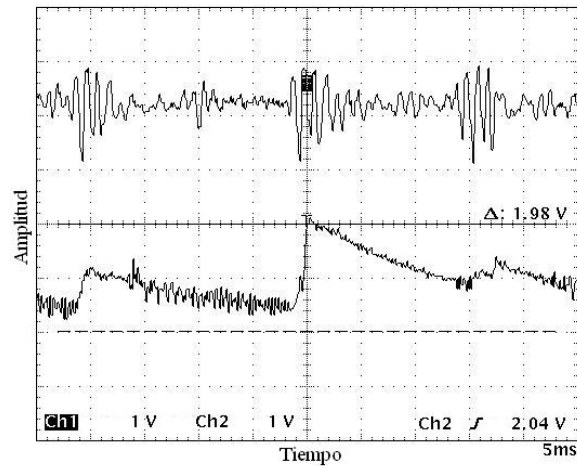
**Figura 6.8** Salida del sumador del teledetector cuando se produjo un disparo

La figura 6.14 muestra cómo el circuito detecta 2 disparos consecutivos. De nuevo, el umbral es de 2V. La señal mostrada en la parte superior es la señal de audio que recibe el micrófono y en ella se puede apreciar que cuando ocurre un pico de voltaje la señal de entrada corresponde a un disparo, esto se concluye al observar la forma de la onda. Puede observarse en la figura 6.14 que el pico de voltaje que sobrepasa el valor del umbral tiene una duración muy corta, podría considerarse una señal impulso instantánea, por lo tanto se debió colocar un circuito monoestable a la salida del comparador para estabilizar la señal y darle más duración para la transmisión de la alerta.



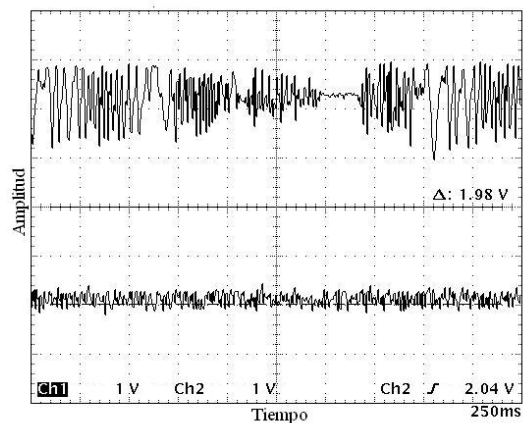
**Figura 6.9** Detección de 2 disparos consecutivos utilizando el circuito teledetector implementado

Lo que ilustra la figura 6.15 es como, acorde con los resultados obtenidos, algunos sonidos sí causan una falsa alarma del teledetector. En las gráficas de distribución normal (figura 5.19) se aprecia un traslape en las “campanas” que indican que la clasificación no es ideal, al igual los números indican que el circuito tiene un 28% de probabilidad de fallar en la discriminación de sonidos diferentes al de un disparo (tabla 6.2). En la figura la señal en la parte superior de la figura corresponde al sonido característico de ranas, en la parte inferior se aprecia que el sonido es confundido con un disparo puesto que se da un pico de voltaje que sobrepasa el umbral; este mismo error se detecto con el sonido de motosierras y algunas aves. A pesar de este error la detección correcta de disparos fue muy alto así como lo predijeron los resultados teóricos.



**Figura 6.10** Error en la discriminación del teledetector de disparos en la figura se activa con el sonido de una rana

La figura 6.16 muestra el correcto comportamiento del circuito cuando no ocurre un disparo. La señal de sonido en la parte de arriba de la figura corresponde a aullidos de lobos. La salida del circuito es prácticamente cero evidenciando que son sólo algunos sonidos los que no son discriminados. Aunque existe una probabilidad de casi 28% de que el sonido emitido por algún animal sea clasificado como disparo, la probabilidad de que un disparo no sea detectado es muy baja, tan sólo el 6%.



**Figura 6.11** Ejemplificación de la función correcta del teledetector cuando no ocurre un disparo



Uno de los objetivos primordiales de este proyecto era lograr un circuito de un bajo consumo de potencia puesto que estará instalado en zonas muy apartadas de cualquier fuente de alimentación, por lo que el circuito deberá ser autosuficiente. Tal grado de importancia tiene este requisito que inclusive se dejaron soluciones por fuera temiendo que su consumo de potencia fuera muy alto.

Utilizando los datos que dan los fabricantes de los circuitos integrados utilizados (anexo 1) para obtener los valores máximos de corriente que consume cada componente, más los valores de voltajes con que se alimentó el circuito se obtuvo la potencia consumida por cada etapa del circuito, los mismos se presentan en la tabla 6.8. El consumo de potencia máximo es de 2 W.

**Tabla 6.8** Consumo de potencia del circuito teledetector clasificado por etapa y por componentes

Voltaje (±V)	Componentes	Cantidad	Corriente máxima (mA)	Consumo de potencia (mW)	Corriente típica (mA)	Consumo de potencia medio (mW)
5	Micrófono	1	0.5	5	0.5	5
	Amp. con JFETs	2	2.5	50	1.4	28
	Amp. NE5532	11	10	1100	10	1100
8	Amp. NE5532	2	10	320	10	320
	Multiplicador AD633	1	6	96	4	64
5	Filtros LTC1164	8	5	400	3.6	288
	Osc. LTC6900	8	1.2	96	0.92	73.6
	Total			2067		1878.6

El consumo de potencia de 2W se da cuando el circuito trabaja con los valores máximos de corriente, por lo que este es un valor extremo del consumo de potencia. Ya que no es recomendable, ni usual que, un circuito consuma la corriente máxima, la tabla 6.8 muestra el consumo de potencia pero esta vez utilizando los valores típicos de consumo de corrientes de los componentes cuyo resultado es igual a 1.8W. Más adelante se realizarán algunas recomendaciones para mejorar el consumo de potencia.

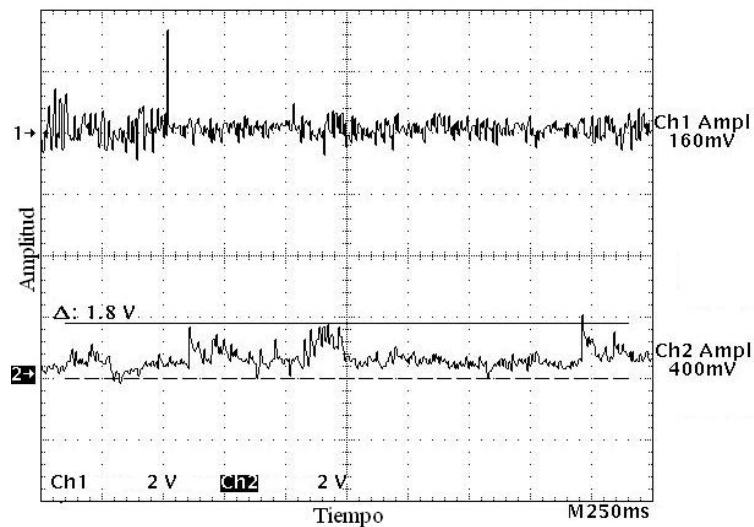
El otro requisito que debía tener el circuito era que fuera accesible económicamente, de nuevo con la ayuda de una tabla se determinará el costo de un circuito como el desarrollado.

**Tabla 6.9** Costos de los componentes para la implementación del teledetector de disparos en dólares

Componente	Cantidad	Costo de la unidad (\$)	Costo total (\$)
LTC1164	8	10	80
LTC6900	8	2.55	20.4
AD633	1	7.1	7.1
NE5532	13	0.84	10.92
WM-64MN	1	1.782	1.782
Resistencias	75	0.021	1.59
Capacitores	20	0.637	12.74
Diodos	18	0.16	2.87
potenciómetros	16	1	16
Total			153.4

En la tabla 6.9 se observa que el costo de una unidad de este teledetector asciende, sólo en materiales, a \$153.4 dólares, que es aproximadamente ₡72240 colones (al cambio actual). Así pues no existe un criterio de comparación puesto que los sistemas actualmente, conocidos requieren una gran inversión en un sistema de cómputo para la identificación de las señales y las bases de datos y no así en los detectores porque éstos son múltiples micrófonos alimentados por líneas telefónicas.

El rango de distancia en que actuó el circuito era otra de las limitantes que presentaba el proyecto teniendo en cuenta que una mayor área de cobertura implica la ubicación de menor cantidad de unidades en las copas de los árboles reduciéndose también la inversión para la red.



**Figura 6.12** Señal de salida del teledetector justo en la distancia máxima de alcance que se determinó para el buen funcionamiento del mismo

La figura 6.17 presenta la señal de salida del circuito obtenida alejando la fuente de sonido una distancia de 30m del micrófono, lo que indica es que si el radio de alcance del teledetector es de 30m, implica que cada unidad cubrirá un área de aproximadamente  $1800\text{m}^2$ .

El alcance del circuito podría aumentarse mediante el entrenamiento del circuito. Esto significa que si se incorporan en la señal de audio, que se utiliza para entrenar el circuito, sonidos de disparos a distancias mayores a los 15m, que fue la distancia máxima a la que se grabaron los sonidos de disparos, se aumentará el rango de acción del teledetector.

Otra forma sería la utilización de un micrófono más potente y robusto, pero esto incrementaría el costo del circuito, sin embargo una cobertura de  $1800\text{m}^2$  se considera muy buena para un primer prototipo.

## Capítulo 7

### Conclusiones y recomendaciones

#### 7.1 Conclusiones

- La mejor forma de discriminar un sonido es por frecuencia ya que no se pueden discriminar sonidos por su intensidad (amplitud).
- El método de transformada de Fourier simple no aporta información sobre la ocurrencia temporal de los eventos.
- En el entrenamiento del circuito se contempla el efecto de otros sonidos a la clasificación.
- Se requiere acondicionar la señal para que el volumen o amplitud de la señal no influya en la clasificación de sonidos.
- El rango de distancia a la que un disparo puede ser detectado depende del micrófono utilizado, la intensidad del propio sonido y el entrenamiento del circuito.
- Las funciones probabilísticas utilizadas en el análisis de la señal permite conocer de antemano la efectividad del detector antes de implementarlo físicamente.
- El circuito tiene una muy baja probabilidad de pasar desapercibido un disparo, sin embargo, éste puede detectar otros sonidos como si fuesen un disparo.
- La selección de sólo 8 frecuencias, para construir el banco de filtros, aumenta las probabilidades de que el circuito falle a la hora de clasificar sonidos.

- La selectividad de los filtros es de vital importancia para el funcionamiento ideal del circuito.
- El circuito puede cubrir un área de  $1800\text{m}^2$  al tener un radio de acción de 30m.
- Se puede aumentar el alcance de detección del circuito sacrificando discriminación.
- El circuito tiene un consumo de potencia máximo de 2W y un consumo típico de potencia igual a 1.8W.
- Una amplitud mayor de 2.6V en la señal de entrada al acondicionador de señal introduce una distorsión en la señal de salida.

## 7.2 Recomendaciones

- Según una tesis sobre la propagación de sonido en bosques de la universidad de Valladolid en España [14], el sonido se disipa menos en las copas de los árboles por lo tanto cuanto más alto se encuentre el detector del suelo mayor será la intensidad de los sonidos captados por el circuito.
- Un análisis con una señal de entrenamiento que contenga mucho más sonidos del bosque hará que el circuito sea más selectivo; sin embargo debe utilizarse un lenguaje de programación como C++, puesto que la cantidad de información vuelve el programa utilizado, Matlab, lento. Como la matriz de datos se vuelve más pesada lo mejor sería crear las rutinas de cálculo en un lenguaje igualmente robusto.
- Analizar la transformada wavelet para determinar así qué ventajas presenta este método y qué tan factible es en cuanto a los requisitos y limitaciones que presenta el proyecto.
- A pesar de que el circuito que se encarga de la clasificación de sonidos es una red neuronal (clasificador estadístico), ésta se trabajó a un nivel muy básico. Es recomendable hacer un estudio más a fondo sobre los aportes que significaría la aplicación de técnicas más avanzadas en el entrenamiento de la señal como lo es el aprendizaje supervisado o utilización de redes neuronales de más capas.
- También debe determinarse si la implementación de un circuito digital de esta solución mejoraría la discriminación del circuito, reduciría el consumo de potencia, y abarataría el costo del circuito. Es un hecho que con una implementación digital podría incorporarse al análisis la variable de tiempo de duración que es relevante en la detección de disparos y que con un circuito analógico no se puede conseguir fácilmente.

## Bibliografía

- [1]Bethea, Robert M. Statical methods for engineers and scientist. 3 ed. Marcel Dekker Inc., 1995.
- [2]Bishop, Christopher M. Neural networks for pattern recognition. New York: Oxford University Press Inc., 1994.
- [3]Castelli, Peter; Daly, Glenn y Ferraro, Joseph. *G.U.A.R.D. Gun-control in urban areas with real-time detection* [en línea]:< [www.coe.neu.edu/~jferraro/guard/](http://www.coe.neu.edu/~jferraro/guard/) > [Consulta: 5 set. 2004].
- [4]Clellan, James et al. Computer – based exercises for signal processing using Matlab. Prentice Hall, 1994.
- [5]Coughlin, Robert F. y Driscoll Frederick F. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. 5 ed. México: Prentice Hall, 1999.
- [6]Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Tecnológica de Pereira. *Redes neuronales- introducción* [en línea]. El prisma: Ingeniería Eléctrica y Electrónica, 2001 < <http://www.elprisma.com/apuntes/apuntes.asp?page=35&categoria=603> > [Consulta: 30 set. 2004]
- [7]Grisé, William R. *Applications of switched-capacitor circuits in active filters and instrumentation amplifiers* [en línea]: The technology interface: Volumen 3, No. 3, Otoño 99 <[http://web.bsu.edu/tti/3\\_3/3\\_3.htm](http://web.bsu.edu/tti/3_3/3_3.htm)> [Consulta 24 nov. 2004].
- [8]Hoffman, Forrest. *An introduction to Fourier theory*[en línea]: Math forum internet mathematics library: 1994-2005 <<http://aurora.phys.utk.edu/~forrest/papers/fourier/index.html>> [Consulta: 15 ene. 2005].
- [9]Monografías. *Señales acústicas: su propagación y características* [en línea]: 1997<<http://www.monografias.com/trabajos15/acustica/acustica.shtml>>[Consulta: 9 set. 2004].
- [10]Montgomery, Douglas y Runge, George. Probabilidad y Estadística. México: McGraw-Hill, 1994.
- [11]Pértegas Díaz, S. y Pita Fernández, S. *La distribución normal* [en línea]: Unidad de epidemiología clínica y bioestadística: A. Coruña(España): CAD ATEN PRIMARIA 2001. <[http://www.fisterra.com/mbe/investiga/distr\\_normal/distr\\_normal.htm](http://www.fisterra.com/mbe/investiga/distr_normal/distr_normal.htm) > [Consulta: 30 ene. 2005].
- [12]Qian, Shie y Chen, Dapang. *Short-time Fourier transform*[en línea] : Joint time-frequency analysis: *Methods and applications*: Prentice Hall PTR, 1996 < <http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain/53EB764F16B52B1C862568F8004EEA84> > [Consulta: 30 ene. 2005].

[13]ShotSpotter gunshot location system Inc. *gunshot location system* [en línea]: 2003 <<http://www.shotspotter.com/about.shtml>> [Consulta: 5 set. 2004].

[14]Tarrero Fernández, Ana. *Propagación de sonido en bosques, análisis comparativo de las medidas in situ, en laboratorio y de los valores predichos por un modelo*[en línea]: Biblioteca virtual Miguel de Cervantes: Abril 2002. Universidad de Valladolid  
<<http://www.cervantesvirtual.com/FichaObra.html?Ref=10811>>[Consulta: 5 set. 2004].

[15]The audio pages, *Recording and Measurement Microphones* [en línea], Julio 2002 <<http://sound.westhost.com/project93.htm>>[Consulta: abril 2005]

[16]Video-computer.com. *Los micrófonos* [en línea]: Marzo, 2003. 2005< [www.video-computer.com/microfonos.htm](http://www.video-computer.com/microfonos.htm) >[Consulta 10 set. 2004].

[17]Wikipedia. *Signal (information) theory: Specgram* [en línea]: Absolute astronomy reference, 21 de Febrero 2005<[http://www.absoluteastronomy.com/encyclopedia/S/Si/Signal\\_\(information\\_theory\).htm](http://www.absoluteastronomy.com/encyclopedia/S/Si/Signal_(information_theory).htm)>[Consulta: 30 ene. 2005].



## Apéndices

### Apéndice A.1 Glosario, abreviaturas y simbología

**Circuito autosuficiente:** este nombre lo recibe cualquier aparato que pueda generar de forma autónoma la alimentación necesaria para su funcionamiento.

**Covarianza:** es una medida común de la relación de dos variables aleatorias que describe la forma en que éstas varían juntas [10].

**Desviación estándar:** corresponde a la raíz cuadrada de la varianza [10].

**Entrenamiento o aprendizaje:** es una serie de cálculos y manipulaciones matemáticas realizadas para analizar una señal con el objeto de llegar a establecer el diseño de un circuito electrónico que pueda clasificar las muestras de la señal en las clases deseadas.

**Espectrograma:** la transformada de Fourier de una muestra de tiempo corto de un segmento en forma de ventana de la señal en el tiempo  $s(t)$ .

**Estado pasivo:** estado de mínimo consumo de energía en el cual se encuentra un circuito hasta que se genere un evento que lo ponga a funcionar.

**STFT:** Transformada Fourier instantánea por sus siglas en inglés (**S**hort **T**ime **F**ourier **T**ransform).

**LDA:** análisis de discriminante lineal por sus siglas en inglés (**L**inear **D**iscriminant **A**nalisis).

**Media o valor esperado:** El valor esperado o media indica la tendencia central de los datos. Esto significa que es el valor alrededor del cual tienden a agruparse los datos de una distribución [10].

**Mediana:** La mediana es aquel valor que divide la distribución en partes iguales, o sea que el número de observaciones por encima de la mediana es igual al número de observaciones por debajo de ella. Se conoce también como el valor medio o percentil 50 [10].

**Moda:** es la observación que se presenta con mayor frecuencia de la muestra [10].

**Muestra:** es un subconjunto de observaciones seleccionadas de una población [10].

**nfft:** es una cantidad que indica el número de ventanas o muestras en que se realiza la FFT por espacio de tiempo en un espectrograma.

**PE:** Elemento de procesamiento.

**Pesos:** son valores que determinan la importancia de cada una de las entradas de una red neuronal.

**Población:** una población está formada por la totalidad de las observaciones en las cuales se tiene interés [10].

**Red neuronal artificial:** es un circuito electrónico capaz de emular una neurona biológica, su construcción o diseño se lleva a cabo a través de un proceso llamado entrenamiento o aprendizaje; en el caso de este proyecto tiene la tarea de clasificar una señal de sonido como un disparo u otro sonido.

**Varianza:** es una medida de la variabilidad en la población; describe la dispersión en los datos de una muestra o población. Es el promedio del cuadrado de las diferencias de cada dato con el promedio. Esta expresión se aplica para la distribución y la muestra; cuando se refiere a la población, se utiliza la letra griega sigma  $\sigma^2$  (parámetro) y  $s^2$  (estadística), cuando se trata de la muestra [10].

## **Apéndice A.2 Información sobre la institución**

### **Apéndice A.2.1 Descripción de la institución**

En 1971 fue creada la segunda universidad pública del país, diseñada para formar profesionales con una sólida base científico-tecnológica y humanista. El Instituto Tecnológico de Costa Rica (TEC), es una institución dedicada a la docencia, la investigación y la extensión de la tecnología y ciencias conexas necesarias para el desarrollo de Costa Rica.

El campus central del TEC se encuentra en Cartago, 26 kilómetros al sureste de la ciudad capital; cuenta también con un Centro Académico en el Barrio Amón en San José, un Centro de Transferencia Tecnológica en Zapote y una Sede Regional en Santa Clara de San Carlos.

Más de 500 hectáreas de terreno y 80 000 metros cuadrados de construcción albergan las aulas, laboratorios, centros de investigación, instalaciones deportivas y culturales, bibliotecas, bosques y parcelas experimentales, talleres y librerías, que el TEC pone a disposición de sus estudiantes, funcionarios y comunidades circunvecinas.

La acción integrada de la docencia, la investigación y la extensión está orientada al cumplimiento de los siguientes fines:

- Formar profesionales en el campo tecnológico que aúnen al dominio de su disciplina una clara conciencia del contexto socioeconómico, cultural y ambiental en que la tecnología se genera, transfiere y aplica, lo cual les permite participar en forma crítica y creativa en las actividades productivas nacionales.

- Generar, adaptar e incorporar, en forma sistemática y continua, la tecnología necesaria para utilizar y transformar provechosamente, para el país, sus recursos y fuerzas productivas.
- Contribuir al mejoramiento de la calidad de vida del pueblo costarricense mediante la proyección de sus actividades a la atención y solución de los problemas prioritarios del país, a fin de edificar una sociedad más justa.
- Estimular la superación de la comunidad costarricense mediante el patrocinio y el desarrollo de programas culturales.

### **Apéndice A.2.2 Descripción de la Escuela en la que se realizó el trabajo**

El Instituto Tecnológico de Costa Rica se creó el 10 de junio de 1971 y en marzo de 1973 inició sus actividades académicas con la apertura de las primeras carreras: Construcción, Mantenimiento Industrial y Producción Industrial, con planes de estudios de tres años.

La carrera de Electrónica se inició y se comenzó a desarrollar en el marco de un Convenio de Cooperación Técnica entre los gobiernos de la República Federal de Alemania y de Costa Rica, con base en el cual, en octubre y noviembre de 1975 se suscribió un acuerdo para la creación del proyecto "Sección de Electrónica en el Instituto Tecnológico de Costa Rica", cuya misión sería la de "formar como técnicos en electrónica a bachilleres y obreros especializados con experiencia profesional que hayan aprobado el Cuarto ciclo de enseñanza diversificada..." . Dicho proyecto se desarrolló a partir de enero de 1976 y por un lapso de tres años.

El Dipl. Ing. Gerd Lehm se constituyó en el primer director de la escuela y en conjunto con valiosos costarricenses puso en marcha el "Departamento de Electrónica". La República Federal Alemana, suministró los equipos técnicos de laboratorio, de enseñanza y materiales didácticos necesarios, y otorgó becas para la formación, en dicho país, de personal docente del Departamento de Electrónica; el Gobierno de Costa Rica, contrató el personal docente, administrativo y técnico, construyó aulas y laboratorios y dotó de mobiliario necesario.

A partir de enero de 1976 la carrera de Electrónica desarrolló el primer Plan de Estudios, que en término de tres años permitió la primera promoción, en diciembre de 1978, con el grado de Bachiller en Ingeniería Técnica en Electrónica. En 1979, mediante una ceremonia oficial, con participación de Autoridades de la Embajada de Alemania y del Instituto Tecnológico de Costa Rica, el Proyecto Departamento de Electrónica pasó a manos del Instituto.

Por la calidad de sus egresados la Escuela de Ingeniería en Electrónica es reconocida como la mejor en Costa Rica en su campo. Actualmente, los graduados del Instituto tienen la mejor tasa de posicionamiento en el mercado laboral y una mayoría de ellos consigue trabajo antes de graduarse.

### **Apéndice A.2.3 Antecedentes prácticos**

Este proyecto se empezó a desarrollar por parte de la Escuela de Electrónica en el año 2003, ya cuenta con un prototipo que puede identificar el uso de una motosierra dentro de un rango de 150m. Después de un proceso de investigación y de determinadas pruebas se logró desarrollar un prototipo, basado en frecuencias características emitidas por las motosierras y con esto lograr una detección efectiva, el prototipo desarrollado se basa en las frecuencias características (250Hz, 50Hz y 705Hz) que se encontraron del sonido emitido por el motor a dos tiempos de las motosierras. Estas frecuencias, con cierto margen de diferencia, se localizaron en tres diferentes tipos de motosierras, diferentes en marca y tamaño.

La entrada al prototipo es un micrófono, el cual capta los sonidos del ambiente con sus respectivas frecuencias. El micrófono presenta limitantes de alcance y direccionalidad. Para lograr un mayor alcance y un ámbito más amplio se amplifica la señal del micrófono en grandes proporciones (recordar que lo que interesa no es la intensidad de la señal sino su frecuencia).

Una vez lograda la captura y amplificación de la señal del ambiente se recurre a excluir las frecuencias de la señal. Para esto se utilizan filtros de pasa banda de banda angosta. Una vez que cada señal es procesada por cada uno de los filtros, la misma pasa por un circuito comparador de precisión, la función de estos comparadores es la de discriminar entre la señal de ruido ambiente y la señal de la motosierra procesada en la circuitería anterior, esto se logra mediante el voltaje aplicado en la terminal inversora del comparador se fija la magnitud máxima de la señal de ruido ambiente que ingresa al circuito, al superar la señal de la motosierra este nivel de voltaje de ruido se logra que el circuito comparador dispare una señal de voltaje de nivel TTL (5 V), la cual indica que se encuentra una señal de audio a cada una de la frecuencias anteriormente mostradas.

Una vez que se tiene una señal de los comparadores de precisión existe un alto grado de certeza que se presenta una señal a cada una de las frecuencias especificadas (250 Hz, 505 Hz y 705 Hz); por presentarse la posibilidad que varios sonidos produzcan alguna de estas señales se hace necesario el aplicar una lógica para combinar las tres señales y de esta forma establecer la presencia de una motosierra. Este prototipo se pretende mejorar porque su discriminación es muy baja y se quiere aumentar la distancia a la que se capta el sonido por lo tanto actualmente se le practican mejoras al detector.



## Anexos

### Anexo B.1. Hojas de datos



LTC1164

## Low Power, Low Noise, Quad Universal Filter Building Block

### FEATURES

- Low Power
- 4 Filters in a 0.3" Wide Package
- 1/2 the Noise of the LTC1058, 60, 61 Devices
- Wide Output Swing
- Clock to Center Frequency Ratios of 50:1 and 100:1
- Operates from  $\pm 2.37V$  to  $\pm 8V$  Power Supplies
- Customized Version with Internal Resistors Available
- Ratio of 50:1 and 100:1 Simultaneously Available

### APPLICATIONS

- Antialiasing Filters
- Telecom Filters
- Spectral Analysis
- Loop Filters
- For Fixed Lowpass Filter Requirements use the LTC1164-XX Series

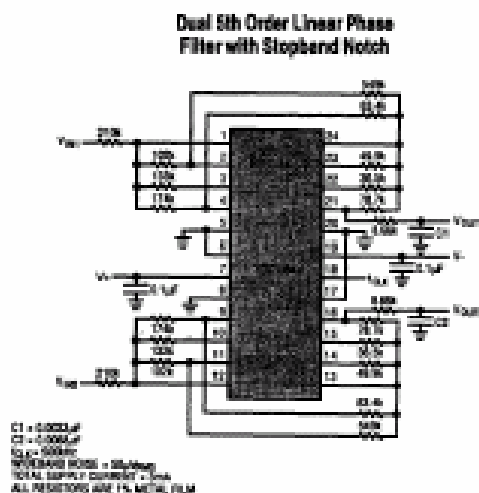
### DESCRIPTION

The LTC1164 consists of four low power, low noise 2nd order switched capacitor filter building blocks. Each building block typically consumes 850 $\mu$ A supply current. Low power is achieved without sacrificing noise and distortion. Each building block, together with 3 to 5 resistors, can provide 2nd order functions like lowpass, highpass, bandpass, and notch. The center frequency of each 2nd order section can be tuned with an external clock, or a clock and resistor ratio. For  $Q < 5$ , the center frequency range is from 0.1Hz to 20kHz. Up to 8th order filters can be realized by cascading all four 2nd order sections. Any classical filter realization (such as Butterworth, Cauer, Bessel, and Chebyshev) can be formed.

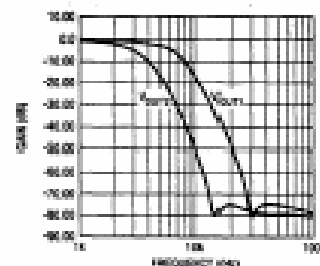
A customized monolithic version of the LTC1164 including internal thin film resistors can be obtained. Consult LTC Marketing for details.

The LTC1164 is manufactured using Linear Technology's enhanced L<sup>2</sup>C<sup>2</sup>MOS<sup>™</sup> silicon gate process.

### TYPICAL APPLICATION



Dual 5th Order Linear Phase Filter with Stopband Notch,  $f_{CLK} = 500kHz$



SUPPLY VOLTAGE	$V_{IN}$	TOTAL HARMONIC DISTORTION	SIGNAL/NOISE
$\pm 2.5V$	1V <sub>rms</sub>	0.015% (-76dB)	96dB
$\pm 5.0V$	2V <sub>rms</sub>	0.025% (-72dB)	93dB
$\pm 7.5V$	4V <sub>rms</sub>	0.04% (-68dB)	90dB

## LTC1164

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Total Supply Voltage ( $V^+$ to $V^-$ ) .....	16.5V	Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C
Power Dissipation .....	500mW	Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) .....	300°C
Operating Temperature Range			
LTC1164AM, LTC1164M .....	-55°C to 125°C		
LTC1164AC, LTC1164C .....	-40°C to 85°C		

### PACKAGE/ORDER INFORMATION

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER	TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
<p>J PACKAGE 24-LEAD CERAMIC DIP</p> <p>N PACKAGE 24-LEAD PLASTIC DIP</p>		LTC1164AMJ LTC1164MJ LTC1164ACJ LTC1164CJ LTC1164ACN LTC1164CN	<p>SO PACKAGE 24-LEAD PLASTIC SOIC</p>		LTC1164CS LTC1164ACS

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Internal Op Amps)  $V_S = \pm 5V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $R_L = 5k\Omega$  unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage Range		$\pm 2.37$		$\pm 8$	V
Voltage Swings	$V_S = \pm 2.5V$		$\pm 1.6$		V
	$V_S = \pm 5.0V$	$\pm 3.8$	$\pm 4.2$		V
	$V_S = \pm 7.5V$		$\pm 6.1$		V
Output Short Circuit Current (Source/Sink)	$V_S = \pm 5.0V$		1		mA
DC Open Loop Gain	$V_S = \pm 5.0V$		80		dB
GBW Product	$V_S = \pm 5.0V$		2		MHz
Slew Rate	$V_S = \pm 5.0V$		1.6		$V/\mu s$



# Low Cost Analog Multiplier

## AD633

### FEATURES

- Four-Quadrant Multiplication
- Low Cost 8-Pin Package
- Complete—No External Components Required
- Laser-Trimmed Accuracy and Stability
- Total Error Within 2% of FS
- Differential High Impedance X and Y Inputs
- High Impedance Unity-Gain Summing Input
- Laser-Trimmed 10 V Scaling Reference

### APPLICATIONS

- Multiplication, Division, Squaring
- Modulation/Demodulation, Phase Detection
- Voltage-Controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analog multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10 V full scale provided by a buried Zener. The AD633 is the first product to offer these features in modestly priced 8-pin plastic DIP and SOIC packages.

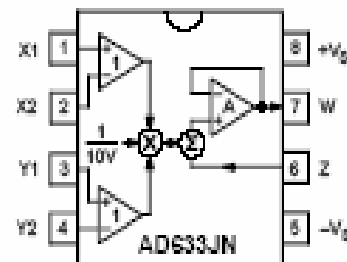
The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Nonlinearity for the Y-input is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100  $\mu$ V rms in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/ $\mu$ s slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications.

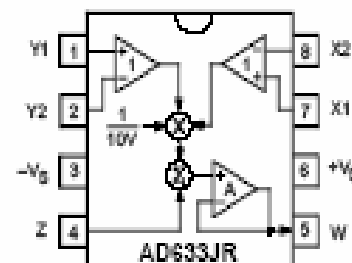
The AD633 is available in an 8-pin plastic mini-DIP package (N) and 8-pin SOIC (R) and is specified to operate over the 0°C to +70°C commercial temperature range.

### CONNECTION DIAGRAMS

8-Pin Plastic DIP (N) Package



8-Pin Plastic SOIC (R) Package



$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z$$

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD633 is a complete four-quadrant multiplier offered in low cost 8-pin plastic packages. The result is a product that is cost effective and easy to apply.
2. No external components or expensive user calibration are required to apply the AD633.
3. Monolithic construction and laser calibration make the device stable and reliable.
4. High (10 M $\Omega$ ) input resistances make signal source loading negligible.
5. Power supply voltages can range from  $\pm 8$  V to  $\pm 18$  V. The internal scaling voltage is generated by a stable Zener diode; multiplier accuracy is essentially supply insensitive.

## AD633—SPECIFICATIONS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ )

Model		AD633J			
TRANSFER FUNCTION		$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10\text{ V}} + Z$			
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
MULTIPLIER PERFORMANCE					
Total Error	$-10\text{ V} \leq X, Y \leq +10\text{ V}$		$\pm 1$	$\pm 2$	% Full Scale
$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			$\pm 3$		% Full Scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V Nominal		$\pm 0.25\%$		% Full Scale
Supply Rejection	$V_S = \pm 14\text{ V}$ to $\pm 16\text{ V}$		$\pm 0.01$		% Full Scale
Nonlinearity, X	$X = \pm 10\text{ V}$ , $Y = +10\text{ V}$		$\pm 0.4$	$\pm 1$	% Full Scale
Nonlinearity, Y	$Y = \pm 10\text{ V}$ , $X = +10\text{ V}$		$\pm 0.1$	$\pm 0.4$	% Full Scale
X Feedthrough	Y Nulled, $X = \pm 10\text{ V}$		$\pm 0.3$	$\pm 1$	% Full Scale
Y Feedthrough	X Nulled, $Y = \pm 10\text{ V}$		$\pm 0.1$	$\pm 0.4$	% Full Scale
Output Offset Voltage			$\pm 5$	$\pm 50$	mV
DYNAMICS					
Small Signal BW	$V_O = 0.1\text{ V rms}$		1		MHz
Slew Rate	$V_O = 20\text{ V p-p}$		20		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time to 1%	$\Delta V_O = 20\text{ V}$		2		$\mu\text{s}$
OUTPUT NOISE					
Spectral Density			0.8		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
Wideband Noise	$f = 10\text{ Hz}$ to $5\text{ MHz}$		1		mV rms
	$f = 10\text{ Hz}$ to $10\text{ kHz}$		90		$\mu\text{V rms}$
OUTPUT					
Output Voltage Swing		$\pm 11$			V
Short Circuit Current	$R_L = 0\ \Omega$		30	40	mA
INPUT AMPLIFIERS					
Signal Voltage Range	Differential Common Mode	$\pm 10$ $\pm 10$			V V
Offset Voltage X, Y			$\pm 5$	$\pm 30$	mV
CMRR X, Y	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$ , $f = 50\text{ Hz}$	60	80		dB
Bias Current X, Y, Z			0.8	2.0	$\mu\text{A}$
Differential Resistance			10		M $\Omega$
POWER SUPPLY					
Supply Voltage			$\pm 15$		V
Rated Performance					V
Operating Range		$\pm 8$		$\pm 18$	V
Supply Current	Quiescent		4	6	mA

### NOTES

Specifications shown in boldface are tested on all production units at electrical test. Results from these tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.  
 Specifications subject to change without notice.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	500 mW
Input Voltages <sup>3</sup>	$\pm 18\text{ V}$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$
ESD Rating	1000 V

### NOTES

<sup>1</sup>Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied.

<sup>2</sup>8-Pin Plastic Package:  $\theta_{JA} = 165^\circ\text{C/W}$ ; 8-Pin Small Outline Package:  $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/W}$ .

<sup>3</sup>For supply voltages less than  $\pm 18\text{ V}$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

### ORDERING GUIDE

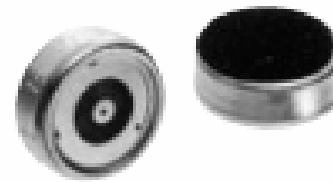
Model	Description	Package Option
AD633JN	8-Pin Plastic DIP	N-8
AD633JR	8-Pin Plastic SOIC	R-8
AD633JR-REEL	8-Pin Plastic SOIC	R-8

# Panasonic

## Microphone Cartridges

### Omnidirectional Back Electret Condenser Microphone Cartridge

Series: **WM-64MC/64MN**



#### ■ Features

- Non-Soldering connection
- Provides gold plated contact areas
- Very small, thin type omnidirectional microphone
- Most suited to products having limited space
- Back electret type designed for high resistance to vibrations
- Better-shielded, RF-noise resistant type

#### ■ Recommended Applications

- WM-64MC (33pF) - GSM, PDC etc.
- WM-64MN (10pF) - Dual Band

#### ■ Sensitivity

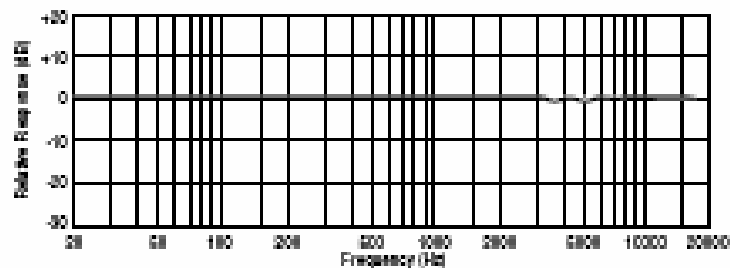
$$\begin{array}{l}
 \text{Sensitivity} \\
 \text{---45±4dB} \\
 \left( \begin{array}{l} X: -46±3dB \\ T: -44±3dB \end{array} \right)
 \end{array}$$

$V_a = 2.0V$   
 $R_L = 2.2k\Omega$

#### ■ Specifications

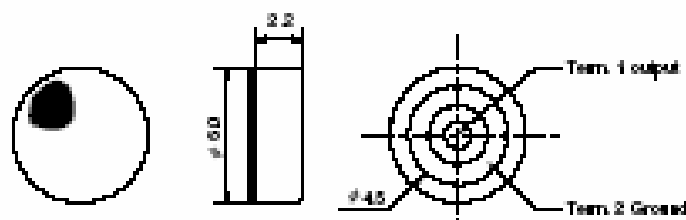
Sensitivity	-45 ±4dB (0dB=1V/Pa, 1kHz)
Impedance	Less than 2.2 kΩ
Directivity	Omnidirectional
Frequency	20 - 16,000Hz
Max. operation voltage	1V
Standart operation voltage	2V
Current consumption	Max. 0.5mA
Sensitivity tolerance	Within ±3dB at 1.5V
S/N ratio	More than 68dB

#### ■ Typical Frequency Response Curve



#### ■ Dimensions in mm (not to scale)

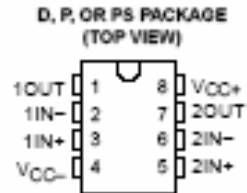
WM-64MC/64MN



## NE5532, NE5532A DUAL LOW-NOISE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS075G – NOVEMBER 1979 – REVISED JUNE 2002

- Equivalent Input Noise Voltage  
5 nV/√Hz Typ at 1 kHz
- Unity-Gain Bandwidth . . . 10 MHz Typ
- Common-Mode Rejection Ratio . . . 100 dB Typ
- High dc Voltage Gain . . . 100 V/mV Typ
- Peak-to-Peak Output Voltage Swing 32 V Typ With  $V_{CC\pm} = \pm 18$  V and  $R_L = 600 \Omega$
- High Slew Rate . . . 9 V/μs Typ
- Wide Supply-Voltage Range . . .  $\pm 3$  V to  $\pm 20$  V
- Designed to Be interchangeable With Signetics NE5532 and NE5532A



### description/ordering information

The NE5532 and NE5532A are high-performance operational amplifiers combining excellent dc and ac characteristics. They feature very low noise, high output-drive capability, high unity-gain and maximum-output-swing bandwidths, low distortion, high slew rate, input-protection diodes, and output short-circuit protection. These operational amplifiers are compensated internally for unity-gain operation. The NE5532A has specified maximum limits for equivalent input noise voltage.

### ORDERING INFORMATION

$T_A$	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	PDIP – P	Tube	NE5532P	NE5532P
			NE5532AP	NE5532AP
	SOIC – D	Tube	NE5532D	N5532
			NE5532DR	N5532A
		Tape and reel	NE5532AD	N5532A
			NE5532ADR	N5532A
	SOP – PS	Tape and reel	NE5532PSR	N5532
			NE5532APSR	N5532A

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at [www.ti.com/iso/package](http://www.ti.com/iso/package).

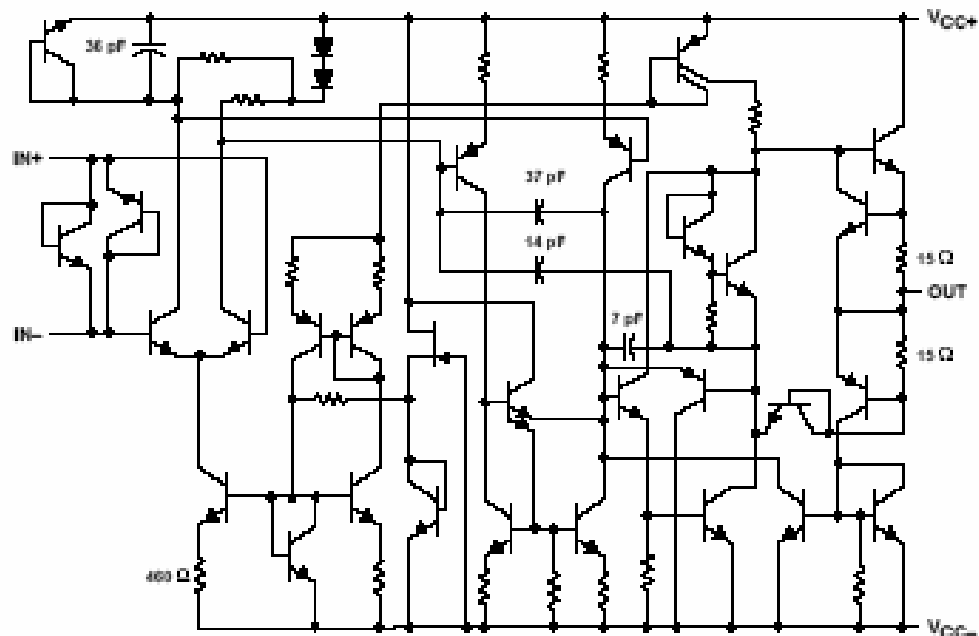


Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

## NE5532, NE5532A DUAL LOW-NOISE OPERATIONAL AMPLIFIERS

5105075G – NOVEMBER 1979 – REVISED JUNE 2002

schematic (each amplifier)



Component values shown are nominal.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage (see Note 1): $V_{CC+}$ .....	22 V
$V_{CC-}$ .....	-22 V
Input voltage, either Input (see Notes 1 and 2) .....	$V_{CC\pm}$
Input current (see Note 3) .....	$\pm 10$ mA
Duration of output short circuit (see Note 4) .....	Unlimited
Package thermal impedance, $\theta_{JA}$ (see Note 5): D package .....	97°C/W
P package .....	85°C/W
PS package .....	95°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 Inch) from case for 10 seconds .....	260°C
Storage temperature range, $T_{stg}$ .....	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .
  2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage.
  3. Excessive input current will flow if a differential input voltage in excess of approximately 0.6 V is applied between the inputs, unless some limiting resistance is used.
  4. The output may be shorted to ground or either power supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure the maximum dissipation rating is not exceeded.
  5. The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.



LTC6900

## Low Power, 1kHz to 20MHz Resistor Set SOT-23 Oscillator

### FEATURES

- One External Resistor Sets the Frequency
- 1kHz to 20MHz Frequency Range
- 500µA Typical Supply Current,  $V_S = 3V$ , 3MHz
- Frequency Error  $\leq 1.5\%$  Max, 5kHz to 10MHz ( $T_A = 25^\circ C$ )
- Frequency Error  $\leq 2\%$  Max, 5kHz to 10MHz ( $T_A = 0^\circ C$  to  $70^\circ C$ )
- $\pm 40$ ppm/ $^\circ C$  Temperature Stability
- 0.04%/V Supply Stability
- 50%  $\pm 1\%$  Duty Cycle 1kHz to 2MHz
- 50%  $\pm 5\%$  Duty Cycle 2MHz to 10MHz
- Fast Start-Up Time: 50µs to 1.5ms
- 100Ω CMOS Output Driver
- Operates from a Single 2.7V to 5.5V Supply
- Low Profile (1mm) ThinSOT™ Package

### APPLICATIONS

- Portable and Battery-Powered Equipment
- PDAs
- Cell Phones
- Low Cost Precision Oscillator
- Charge Pump Driver
- Switching Power Supply Clock Reference
- Clocking Switched Capacitor Filters
- Fixed Crystal Oscillator Replacement
- Ceramic Oscillator Replacement

### DESCRIPTION

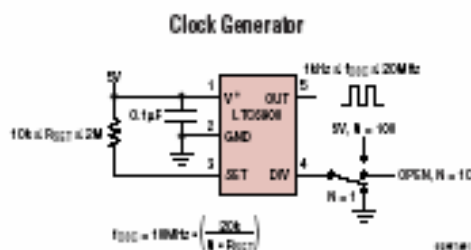
The LTC<sup>®</sup>6900 is a precision, low power oscillator that is easy to use and occupies very little PC board space. The oscillator frequency is programmed by a single external resistor ( $R_{SET}$ ). The LTC6900 has been designed for high accuracy operation ( $\leq 1.5\%$  frequency error) without the need for external trim components.

The LTC6900 operates with a single 2.7V to 5.5V power supply and provides a rail-to-rail, 50% duty cycle square wave output. The CMOS output driver ensures fast rise/fall times and rail-to-rail switching. The frequency-setting resistor can vary from 10kΩ to 2MΩ to select a master oscillator frequency between 100kHz and 20MHz (5V supply). The three-state DIV input determines whether the master clock is divided by 1, 10 or 100 before driving the output, providing three frequency ranges spanning 1kHz to 20MHz (5V supply). The LTC6900 features a proprietary feedback loop that linearizes the relationship between  $R_{SET}$  and frequency, eliminating the need for tables to calculate frequency. The oscillator can be easily programmed using the simple formula outlined below:

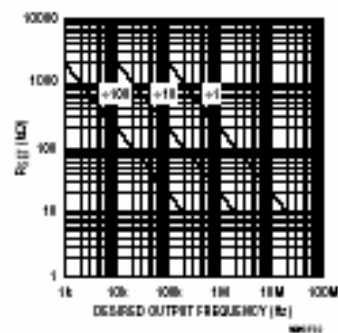
$$f_{OSC} = 10MHz \cdot \left( \frac{20k}{N \cdot R_{SET}} \right) \quad N = \begin{cases} 100, & \text{DIV Pin} = V^+ \\ 10, & \text{DIV Pin} = \text{Open} \\ 1, & \text{DIV Pin} = \text{GND} \end{cases}$$

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation. ThinSOT is a trademark of Linear Technology Corporation.

### TYPICAL APPLICATION



$R_{SET}$  vs Desired Output Frequency





## LTC6900

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage ( $V^+$ ) to GND .....	-0.3V to 6V
DIV to GND .....	-0.3V to ( $V^+ + 0.3V$ )
SET to GND .....	-0.3V to ( $V^+ + 0.3V$ )
Operating Temperature Range (Note 8)	
LTC6900C .....	-40°C to 85°C
LTC6900I .....	-40°C to 85°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	300°C

### PACKAGE/ORDER INFORMATION

	ORDER PART NUMBER
	LTC6900CS5 LTC6900IS5
	S5 PART MARKING
	LTZM

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .  $V^+ = 2.7V$  to  $5.5V$ ,  $R_L = 5k$ ,  $C_L = 5pF$ , Pin 4 =  $V^+$  unless otherwise noted. All voltages are with respect to GND.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$\Delta f$	Frequency Accuracy (Notes 2, 3)	$V^+ = 5V$	5kHz $\leq f \leq 10MHz$	●	$\pm 0.5$	$\pm 1.5$	%
			5kHz $\leq f \leq 10MHz$ , LTC6900C	●		$\pm 2.0$	%
			5kHz $\leq f \leq 10MHz$ , LTC6900I	●		$\pm 2.5$	%
		$V^+ = 3V$	1kHz $\leq f < 5kHz$			$\pm 2$	%
			10MHz $< f \leq 20MHz$			$\pm 2$	%
			5kHz $\leq f \leq 10MHz$	●	$\pm 0.5$	$\pm 1.5$	%
$R_{SET}$	Frequency-Setting Resistor Range	$ \Delta f  < 1.5\%$	$V^+ = 5V$		20	400	k $\Omega$
			$V^+ = 3V$		20	400	k $\Omega$
$\Delta f/\Delta T$	Freq Drift Over Temp (Note 3)	$R_{SET} = 68.2k$	●	$\pm 0.004$		%/°C	
$\Delta f/\Delta V$	Freq Drift Over Supply (Note 3)	$V^+ = 3V$ to $5V$ , $R_{SET} = 68.2k$	●	0.04	0.1	%/V	
	Timing Jitter (Note 4)	Pin 4 = $V^+$ , $20k \leq R_{SET} \leq 400k$		0.1		%	
		Pin 4 = 0V, $20k \leq R_{SET} \leq 400k$		0.2		%	
		Pin 4 = 0V, $20k \leq R_{SET} \leq 400k$		0.6		%	
	Long-Term Stability of Output Frequency			300		ppm/√kHz	
	Duty Cycle (Note 7)	Pin 4 = $V^+$ or Open (DIV Either by 100 or 10)	●	49	50	51	%
		Pin 4 = 0V (DIV by 1), $R_{SET} = 20k$ to $400k$	●	45	50	55	%
$V^+$	Operating Supply Range		●	2.7	5.5	V	
$I_S$	Power Supply Current	$R_{SET} = 400k$ , Pin 4 = $V^+$ , $R_L = \infty$ $f_{OSC} = 5kHz$	$V^+ = 5V$	●	0.32	0.42	mA
			$V^+ = 3V$	●	0.29	0.38	mA
		$R_{SET} = 20k$ , Pin 4 = 0V, $R_L = \infty$ $f_{OSC} = 10MHz$	$V^+ = 5V$	●	0.92	1.20	mA
			$V^+ = 3V$	●	0.68	0.86	mA
$V_{IH}$	High Level DIV Input Voltage		●	$V^+ - 0.4$		V	
$V_{IL}$	Low Level DIV Input Voltage		●		0.5	V	
$I_{DIV}$	DIV Input Current (Note 5)	Pin 4 = $V^+$	$V^+ = 5V$	●	-4	2	$\mu A$
		Pin 4 = 0V	$V^+ = 5V$	●	-4	-2	$\mu A$

99001

**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLO0040D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1995

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion  
0.003% Typ
- Low Noise  
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  Typ at  $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance . . . JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13  $\text{V}/\mu\text{s}$  Typ
- Common-Mode Input Voltage Range  
Includes  $V_{CC+}$

**description**

The JFET-input operational amplifiers in the TL07\_ series are designed as low-noise versions of the TL08\_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07\_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

**AVAILABLE OPTIONS**

TA	V <sub>IO</sub> max AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL OUTLINE (D) <sup>†</sup>	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP PACKAGE (PW)	FLAT PACKAGE (W)
0°C to 70°C	10 mV 8 mV 3 mV	TL071CD TL071ACD TL071BCD	—	—	—	—	TL071CP TL071ACP TL071BCP	TL071CPWLE — —	—
	10 mV 8 mV 3 mV	TL072CD TL072ACD TL072BCD	—	—	—	—	TL072CP TL072ACP TL072BCP	TL072CPWLE — —	—
	10 mV 8 mV 3 mV	TL074CD TL074ACD TL074BCD	—	—	—	TL074CN TL074ACN TL074BCN	—	TL074CPWLE — —	—
-40°C to 85°C	8 mV	TL071ID TL072ID TL074ID	—	—	—	— — TL074IN	TL071IP TL072IP —	—	—
-55°C to 125°C	8 mV 8 mV 9 mV	—	TL071MFK TL072MFK TL074MFK	— — TL074MJ	TL071MJG TL072MJG —	— — TL074MN	— — TL072MP —	—	— — — TL074MW

<sup>†</sup> The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR). The PW package is only available left-ended taped and reeled (e.g., TL072CPWLE).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A$ ‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT			
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
$V_{IO}$	Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C			3			3			2			3			mV
			Full range			13			7.5			5			8			
$\alpha_{VO}$	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	Full range			18			18			18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IO}$	Input offset current	$V_O = 0$	25°C			5			5			5			5			$\mu\text{A}$
			Full range			10			2			2			2			nA
$I_{IB}$	Input bias current§	$V_O = 0$	25°C			65			65			65			65			$\mu\text{A}$
			Full range			7			7			7			20			nA
$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range		25°C			-12			-12			-12			-12			V
						$\pm 11$			$\pm 11$			$\pm 11$			$\pm 11$			
						to			to			to			to			
						15			15			15			15			
$V_{OM}$	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C			$\pm 12$			$\pm 12$			$\pm 12$			$\pm 12$			V
		$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	Full range			$\pm 12$			$\pm 12$			$\pm 12$			$\pm 12$			
		$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	Full range			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			$\pm 10$			
$A_{VD}$	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C			25			200			50			200			V/mV
			Full range			15			25			25			25			
$B_1$	Unity-gain bandwidth		25°C			3			3			3			3			MHz
$r_i$	Input resistance		25°C			$10^{12}$			$10^{12}$			$10^{12}$			$10^{12}$			$\Omega$
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C			70			100			75			100			dB
$k_{SVR}$	Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 9\ \text{V to } \pm 15\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C			70			100			80			100			dB
$I_{OC}$	Supply current (each amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C			1.4			2.5			1.4			2.5			mA
$V_{O1}/V_{O2}$	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C			120			120			120			120			dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

‡ Full range is  $T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$  for TL07\_C, TL07\_AC, TL07\_BC and is  $T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$  for TL07\_I.

§ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.