



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

***DETECTOR DE ÁNGULO DE ARRIBO DE UNA SEÑAL EN UN
ARREGLO DE MICRÓFONOS***

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A

AGUSTÍN SILVA LANG



DIRECTOR DE TESIS
M. I. Larry Hipólito Escobar Salguero

2010



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

- Página dejada en blanco intencionalmente -

Agradecimientos

A mis padres José Amado Silva Pedraza y Aida Lang Baez gracias por su apoyo y dedicación a lo largo de mi vida como estudiante.

A mi hermano Enrique por su ayuda durante el proceso de elaboración de esta tesis.

Al M. I. Larry H. Escobar Salguero por su paciencia y trabajo invertido en las correcciones de este trabajo.

Gracias a los compañeros del laboratorio de procesamiento digital de señales y a Luis Javier Vargas Bautista por su amistad.

Y finalmente, gracias a los profesores y amigos de la Facultad de Ingeniería de la UNAM que han hecho de mi una mejor persona.

- Página dejada en blanco intencionalmente -

CONTENIDO

Contenido	I
Resumen	V
Abstract	VII
Capítulo 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 <i>Objetivo</i>	2
1.2 <i>Audición binaural humana</i>	2
1.3 <i>Biosonar del murciélago</i>	3
1.4 <i>Radar y sonar</i>	5
Capítulo 2 CONCEPTOS BÁSICOS	11
2.1 <i>Señal</i>	11
2.1.2 <i>Señales continuas</i>	11
2.1.3 <i>Señales discretas</i>	11
2.2 <i>Análisis de Fourier</i>	12
2.3 <i>Transformada de Fourier</i>	13
2.4 <i>Ancho de banda</i>	14
2.5 <i>Muestreo y teorema de muestreo</i>	14
2.6 <i>Filtrado</i>	17
2.6.1 <i>Filtros digitales</i>	17
2.6.1.1 <i>Filtros IIR (Respuesta Infinita al Impulso)</i>	18
2.6.1.2 <i>Filtros FIR (Respuesta Finita al Impulso)</i>	18
2.6.2 <i>Técnica de ventanas</i>	18
2.7 <i>Acústica</i>	21
2.8 <i>Sonido</i>	21
2.8.1 <i>Intensidad y volumen</i>	23
2.8.2 <i>Ecos y reverberaciones</i>	24

2.8.3	<i>Percepción del sonido por el oído humano</i>	24
2.8.4	<i>Sensor y transductor</i>	25
2.8.5	<i>Micrófono</i>	26
2.8.6	<i>Micrófono condensador</i>	27
2.8.7	<i>Micrófono electret</i>	28
2.9	<i>Síntesis</i>	29
	Capítulo 3 ARREGLOS DE SENSORES Y FORMADOR DE HAZ	31
3.1	<i>Arreglo de sensores</i>	31
3.2	<i>Arreglo lineal uniforme</i>	32
3.3	<i>Consideración de campo lejano y campo cercano</i>	32
3.4	<i>Onda plana</i>	34
3.5	<i>Señal recibida por el arreglo</i>	34
3.6	<i>Factor arreglo o patrón de radiación del arreglo</i>	36
3.7	<i>Características del patrón de radiación</i>	37
3.7.1	<i>Lóbulo principal y lóbulos laterales</i>	37
3.7.2	<i>Lóbulos gratinados</i>	39
3.7.3	<i>Direccionamiento del haz</i>	40
3.7.4	<i>Ancho del haz de potencia media</i>	42
3.8	<i>Muestreo espacial y muestreo periódico espacial en una dimensión</i>	44
3.9	<i>Filtrado espacial</i>	45
3.9.1	<i>Transformada de Fourier</i>	45
3.9.2	<i>Filtrado por medio de ventanas</i>	49
3.9.3	<i>Atenuación de lóbulo laterales utilizando ventanas</i>	56
3.9.3.1	<i>Ventana rectangular</i>	56
3.9.3.2	<i>Ventana triangular o de Bartlett</i>	57
3.9.3.3	<i>Ventana Hamming</i>	57
3.9.3.4	<i>Ventana Hanning</i>	58
3.9.3.5	<i>Ventana Chebyshev – Dolph</i>	59
3.9.4	<i>Arreglo de banda ancha y banda angosta</i>	60
3.10	<i>Filtrado adaptable</i>	60
3.10.1	<i>Estructura transversal de filtro adaptable</i>	60
3.10.2	<i>Solución Wiener</i>	62
3.10.3	<i>Algoritmo de mínimos cuadrados (LMS)</i>	64
3.10.4	<i>Algoritmo cancelador general de lóbulos laterales GSC</i>	65
3.11	<i>Estimación o detección de dirección de arribo, método retraso y suma</i>	66
3.12	<i>Síntesis</i>	67

Capítulo 4 DISEÑO DEL SISTEMA	69
4.1 Arreglo de micrófonos	70
4.1.1 Micrófono electret em-926	70
4.1.2 Diseño del arreglo lineal de micrófonos	70
4.2 Circuito acondicionador de señal	71
4.3 Tarjeta de desarrollo DSK DSP TMS320F2812	74
4.4 Proceso detección de dirección de arribo (DOA)	74
4.4.1 Tiempo de muestreo	75
4.4.2 Conversión analógica digital	77
4.4.3 Cancelador general de lóbulos laterales GSC	79
4.4.4 Matriz vectores de direccionamiento	79
4.4.5 Formador de haz fijo con estructura GSC	82
4.4.6 Filtro pasa banda	82
4.4.7 Matriz de bloqueo	83
4.4.8 Algoritmo adaptable LMS	85
4.4.9 Cálculo de la potencia	86
4.4.10 Detección de dirección de arribo	87
4.5 Síntesis	87
Capítulo 5 RESULTADOS Y CONCLUSIONES	89
5.1 Colocación del equipo	89
5.2 Procedimiento para la realización de las pruebas.	90
5.3 Patrón de radiación con ventanas.	91
5.4 Patrón de radiación con GSC	93
5.5 Medición de la DOA variando el parámetro μ	97
5.6 Medición de la DOA con el algoritmo GSC para distintas ventanas	99
5.7 Respuesta en frecuencia	101
5.8 Medición de la DOA a distintas frecuencias	102
5.9 Desempeño del sistema	104
5.10 Síntesis	105
CONCLUSIONES	107
BIBLIOGRAFÍA	109
GLOSARIO	113
ANEXOS	117
A Características generales del DSP TMS320F2812	117
B Código del programa	125
C Circuitos impresos	133

- Página dejada en blanco intencionalmente -

RESUMEN

Hoy en día, los dispositivos tales como el radar y el sonar tienen una amplia variedad de aplicaciones, desde el control del tráfico aéreo, la localización de peces en el mar para su pesca, así como en la exploración de posas profundas mediante submarinos no tripulados. Ésta tecnología surgió a partir de la investigación de algunas especies animales como el murciélago, la ballena y el delfín por sus habilidades de navegación y de caza en ambientes de poca o nula visibilidad.

Una de las capacidades de los dispositivos antes mencionados es la de poder localizar un objeto o blanco, ya sea que el objeto emita una señal o que sobre el objeto incida una señal y con la señal reflejada por el objeto se realice la localización. El término localizar se refiere a determinar la distancia y dirección relativa entre el objeto y el dispositivo sensor. A la capacidad de determinar la dirección, es decir, determinar el ángulo formado entre la recta normal al sensor y el objeto que emite la señal, se denomina Detección de Dirección de Arribo (del inglés *Direction Of Arrive*, DOA).

En éste trabajo se realizó el diseño de un sistema capaz de detectar la dirección de arribo de una señal sonora, esto se hizo mediante un arreglo lineal de dieciséis micrófonos junto con el DSP TMS320F2812 el cuál procesa las señales provenientes del arreglo y determina la dirección de la fuente de sonido, la cual emite una señal de 15 kHz.

La detección de la dirección de la señal se realizó mediante el escaneo del espacio con el arreglo de micrófonos, este escaneo se efectúa mediante la modificación del patrón de radiación del arreglo de micrófonos, lo cual se hace utilizando la técnica formador de haz fijo y el algoritmo adaptable LMS.

El diseño del formador de haz fijo se hizo mediante una aproximación de la transformada de Fourier, y se añadió el algoritmo adaptable LMS con el fin de mejorar el

patrón de radiación que se obtiene con el formador de haz fijo, además el algoritmo LMS es un algoritmo sencillo que se puede efectuar en el periodo de muestreo.

Además se explican las diferentes pruebas a que fue sometido el sistema, como: observar su comportamiento con las variaciones en frecuencia de la señal que incide en el arreglo, comparar su funcionamiento entre el formador de haz fijo sin algoritmo adaptable y el formador de haz fijo con algoritmo adaptable, y observar el comportamiento del sistema con variaciones en un parámetro del algoritmo adaptable LMS.

Finalmente, la experiencia obtenida con el desarrollo de este trabajo se espera que sea de utilidad en trabajos futuros de investigación para el laboratorio de procesamiento digital de señales de la UNAM.

ABSTRACT

Today, devices such as radar and sonar has a wide range of applications, from air traffic control, the location of fish in the sea for fishing as well as in the exploration of deep backside by submarines unmanned. This technology emerged from the investigation of certain animal species such as bats, whales and dolphins for their navigation skills and hunting in low or zero visibility.

One of the capabilities of the aforementioned devices is the ability to locate an object or target, whether the object emits a signal or on property that affects a signal and the signal reflected by the object be locales. The term to locate refers to determining the distance and relative direction between the object and the sensor device. The ability to determine the direction, ie, determining the angle between the normal line to the sensor and the object emitting the signal, is called Detecting Direction Of Arrive (DOA).

In this work we undertook the design of a system capable of detecting direction of arrival of a sinusoidal signal, this was done by a linear array of sixteen microphones together with the DSP TMS320F2812 which processes the signals from the array and determines the direction of the sound source, which emits a signal of 15 kHz.

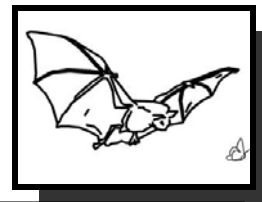
To determine the direction of the signal is performed by scanning the space with the array of microphones, this scan is done by modifying the radiation pattern of the array of microphones, which is done using the technique beamforming fixed and the adaptive algorithm LMS.

The design of beam-forming was done by an approximation of Fourier transform and adding the LMS adaptive algorithm to improve the radiation pattern obtained with beam-forming, as well as the LMS algorithm is an algorithm easy it can be done in the sampling period.

Furthermore, it points out the various tests he was subjected to the system, such as observing their behavior with changes in frequency of the signal incident on the array, compare its performance between the beamforming without adaptive algorithm and beamforming with adaptive algorithm, and observe the behavior of the system with parameter variations in a LMS adaptive algorithm.

Finally, the background getting with the development of this work is expected to be useful in future search for laboratory digital signal processing, UNAM.

CAPÍTULO 1



INTRODUCCIÓN

En el estudio y análisis de la detección de dirección de arribo de una señal en un arreglo de micrófonos, es necesario conocer conceptos como el de formador de haz (beamforming), así como de arreglo de sensores. Para estudiar el comportamiento de un arreglo lineal de micrófonos, se parte de la teoría que existe sobre arreglos de antenas, ya que es el mismo principio de operación, diferenciándose en la naturaleza de la onda y el tipo de transductor. Esto es, en vez de utilizar una onda electromagnética y antenas, se utiliza una onda mecánica de presión y micrófonos que capten este tipo de ondas.

El origen de los arreglos de antenas se remonta a la década de 1930 con la construcción de un arreglo circular, el cual fue analizado por *Chireix*. En Alemania, durante la Segunda Guerra Mundial, los arreglos circulares de alta frecuencia fueron utilizados para captar señales de radio, así como para determinar su origen, los cuales fueron llamados *wullenweber* [15].

Un arreglo lineal uniforme se diseña con un número de sensores igualmente orientados e igualmente espaciados a lo largo de una línea recta, estos arreglos se encuentran en algunas aplicaciones tales como:

- Localizar una fuente, orientación o dirección (ángulo) y distancia.
- Extraer una señal de voz que ha sido distorsionada por ruido o por otras fuentes de sonido.
- Recibir un mensaje desde una fuente distante [17].

1.1 OBJETIVO

Desarrollar un sistema a partir de un arreglo lineal de micrófonos, que sea capaz de detectar una señal acústica a una cierta frecuencia, y que determine el ángulo (dirección) entre la fuente del sonido y el arreglo de micrófonos.

A continuación se mostrarán como ejemplo, cuatro sistemas que hacen uso de la detección de dirección de arriba, los dos primeros son biológicos, la audición biaural humana y el biosonar utilizado por el murciélago, los otros dos restantes son sintéticos el radar y el sonar. Se presentan estos ejemplos de forma descriptiva, con el objeto de mostrar el alcance del proyecto de tesis, y de alguna forma relacionar los conceptos teóricos a algo físico para facilitar la comprensión de los mismos.

1.2 AUDICIÓN BIAURAL HUMANA

La habilidad de los humanos y animales de localizar fuentes de sonido es de importancia considerable. La audición del hombre evolucionó mucho antes que el habla, y fue de gran valor para localizar presas y evitar depredadores. El término “localización” se refiere a calcular la dirección de una fuente de sonido, y en algunos casos su distancia, esta idea se muestra en la Figura 1.1.

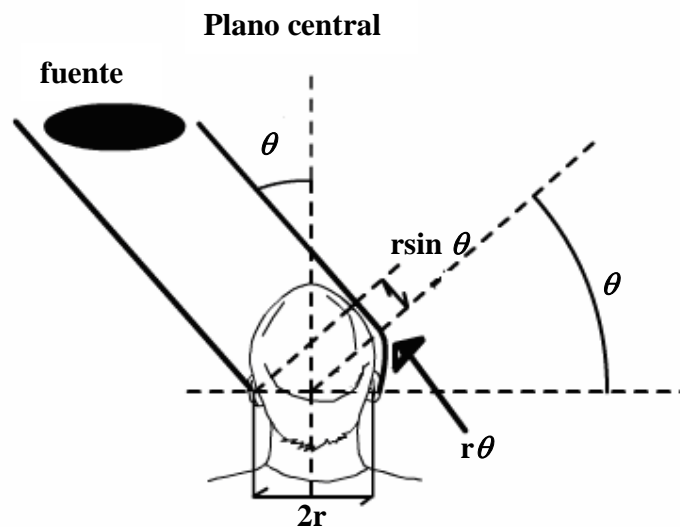


Figura 1.1 Audición biaural.

Cuando un sonido es captado por un escucha, él sólo recibe información auditiva similar en ambos oídos si la fuente de sonido está en algún lugar sobre el plano vertical a través de su cabeza, esto es directamente enfrente, atrás o sobre la cabeza. En la Figura 1.2 se muestra que cuando la fuente de sonido está a un lado, entonces el efecto de sombra de la cabeza reducirá la intensidad del sonido en el lado más alejado de la fuente. Además, la distancia extra significa que el sonido llegará ligeramente después al oído más distante.

Tanto la intensidad como la diferencia en tiempo de arribo entre los oídos contribuirán a la habilidad de localizar la dirección del sonido.

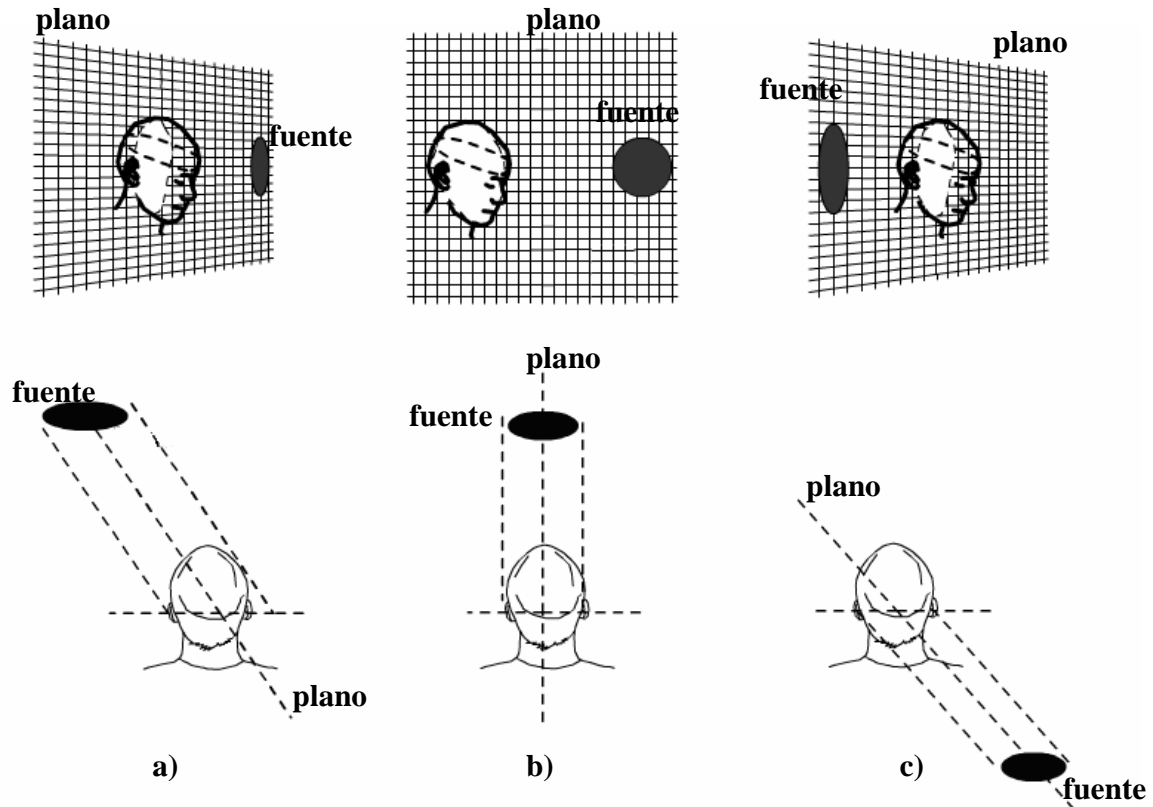


Figura 1.2 Localización de una fuente de sonido con audición binaural.

Al detectar la ubicación de una fuente de sonido de la manera como se describe, el cerebro interpreta la ubicación de la fuente sobre diferentes planos tal como se muestra en la Figura 1.2, por lo que existe confusión sobre si la fuente de sonido está enfrente, atrás o arriba, la forma en que se resuelve esto es mediante el movimiento de la cabeza. Así, las fuentes que se ubiquen en el mismo plano pero unas ubicadas enfrente y otras atrás de la cabeza, al girar resultarán en un cambio en el tiempo de arribo con lo que es posible ubicar la fuente.

El tiempo máximo de retraso ocurrirá cuando la fuente de sonido está directamente a un lado de la cabeza, y es de cerca de $700 \mu s$. Los retrasos mayores que este valor causan una diferencia en la fase del sonido en los dos oídos. El sistema de audición humana es capaz de detectar diferencias de fase tan pequeños como $6 \mu s$ [19].

1.3 BIOSONAR DEL MURCIÉLAGO

Los murciélagos cazan con la ayuda del sistema llamado biosonar por medio de una señal "CF-FM". Un llamado CF-FM consiste en una onda sinusoidal (componente de

frecuencia constante, CF por sus siglas en ingles) la cual es seguida por un barrido de frecuencia descendente FM (componente de frecuencia modulada, FM por sus siglas en ingles) en la Figura 1.3 se muestra el comportamiento de la señal.

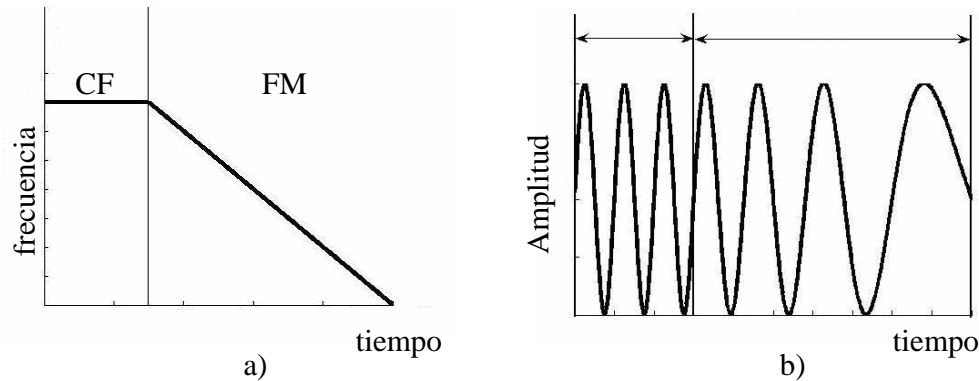


Figura 1.3 Señal CF-FM.

En (a) se muestra el cambio de la frecuencia con respecto al tiempo y en (b) el cambio de la amplitud de la señal con respecto al tiempo.

El llamado CF-FM es producido en la laringe del murciélago, un músculo llamado epiglotis es comprimido hacia arriba de la laringe y el aire es forzado a pasar a través de la epiglotis causando la vibración a altas frecuencias. Su vibración no produce un tono puro, sino produce un sonido con una componente fundamental y una serie de armónicas. La frecuencia fundamental del biosonar puede estar entre 20 kHz a 40 kHz. Ya que el humano es incapaz de escuchar sonidos por arriba de los 20 kHz, los llamados CF-FM son inaudibles para el hombre, aunque casi tienen la potencia del sonido de un jet aeroplano antes de aterrizar. Entre mayor sea la potencia del llamado del murciélago, será mayor la distancia efectiva a la cual el sistema biosonar funciona. El sistema biosonar de los murciélagos es capaz de funcionar hasta una distancia de 23 m [13].

En la Figura 1.4 se muestra cómo la señal llamado CF-FM cambia mientras el murciélago la utiliza en su biosonar para cazar sus presas. En (a) se muestra como se inicia en modo búsqueda durante la cual el llamado consiste de la componente de frecuencia constante, la componente FM está ausente. Una vez detectado el insecto, el murciélago añade la componente de FM al final del llamado. Conforme el murciélago se acerca al objetivo, la componente de CF se reduce y el intervalo de barrido de la componente de FM es aumentado, como se puede ver en (b).

Como se observa, el murciélago produce una señal periódica; cada periodo de la señal CF-FM proporciona una imagen del objetivo. Cuando el insecto es detectado, al principio es suficiente tomar imágenes del objetivo a intervalos largos de tiempo. Conforme el murciélago se acerca, los pequeños cambios en el comportamiento del insecto se hacen más importantes. El murciélago debe ser capaz de ajustar con rapidez cualquier error o cambio que ocurra desde la última imagen. Así que las imágenes se hacen más frecuentes, el llamado se hace más corto, hasta que el murciélago captura a su presa, tal y como se observa en (c).

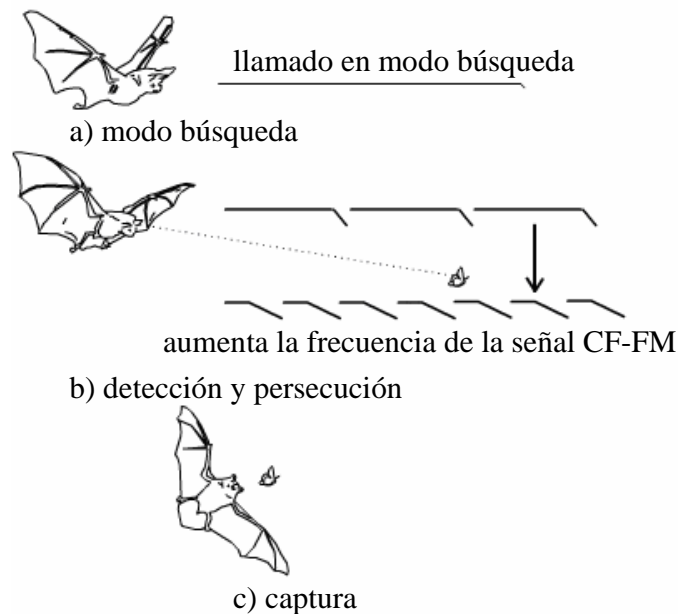


Figura 1.4 Señal CF-FM utilizada por el murciélago para cazar.

Al igual que el hombre, el murciélago hace uso de la audición binaural para localizar a su presa a través de los ecos de la señal CF-FM que refleja la presa. Con el eco recibido en cada oído se compara su intensidad y ángulo de desfase. Si el objeto está directamente enfrente del murciélago, la intensidad del eco recibido es la misma en cada oído. Si la intensidad del eco recibido en el oído izquierdo es mayor que la del oído derecho, se detecta que la presa está a la izquierda, lo mismo sucede si la intensidad del eco es mayor en el oído derecho que en el izquierdo, se detecta que la presa está del lado derecho de la cabeza del murciélago. Este proceso toma en cuenta el efecto de sombra que produce la cabeza en el oído más alejado de la fuente del eco al igual que el humano [13].

1.4 RADAR Y SONAR

Radar (*Radio Detecting And Ranging*) es un dispositivo que detecta la presencia de objetos o blancos, y es capaz de reconocer su ubicación, dirección y distancia total o de forma parcial. Esto lo realiza mediante una antena de gran tamaño que emite ondas electromagnéticas concentradas en una zona angular reducida, lo cual servirá para poder medir la dirección del objetivo. Las ondas emitidas son reflejadas por el objeto y son recibidas nuevamente por la antena, como se observa en la Figura 1.5 (a) y (b). La antena no sólo capta la onda reflejada sino también ruido ambiental y la misma onda emitida antes, por lo que se filtra la señal para obtener únicamente la onda reflejada. Una vez hecho lo anterior, la onda recibida es comparada con la onda emitida, con el desfase temporal se obtiene la distancia del objetivo, y del cambio de frecuencia que puede llegar a presentarse si el objetivo se encuentra en movimiento, además se puede obtener la velocidad del blanco haciendo uso del efecto *Doppler*, como se indica en la Figura 1.5 (c).

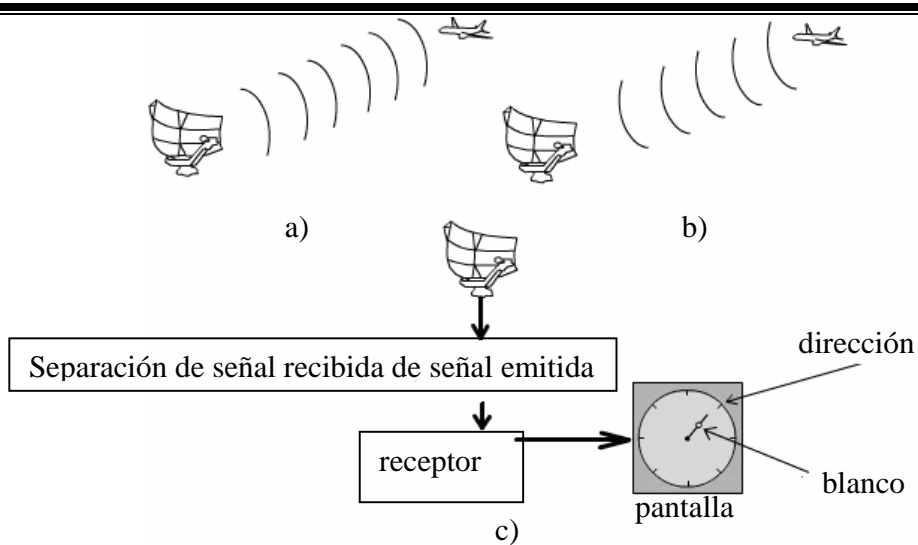


Figura 1.5 Radar.

Para realizar la localización de blancos en diferentes direcciones, la antena se mueve en forma circular sobre un eje con ayuda de un motor, el cual puede agregar un ruido mecánico a la onda recibida, aunque gracias a la técnica de barrido electrónico, es posible modificar la dirección y forma del haz emitido sin mover la antena, lo que trae como ventaja prescindir del motor que mueve la antena eliminando el ruido mecánico [7].

Existen varios tipos de radares, pero existen dos familias que sobresalen, los cuales son: los radares de vigilancia panorámica que sirven para el control de navegación aérea, y los radares de seguimiento que se utilizan para apuntar a un blanco y seguirlo.

Sonar (*SOund Navigation And Ranging*) es un dispositivo que funciona con el mismo principio que el radar aunque utiliza ultrasonido en lugar de ondas electromagnéticas. Una sonda de ultrasonido contiene un emisor de ondas (a), un receptor de ondas reflejadas (b), un amplificador y un aparato de registro que permite leer la profundidad, esto se ilustra en la Figura 1.6 [7].

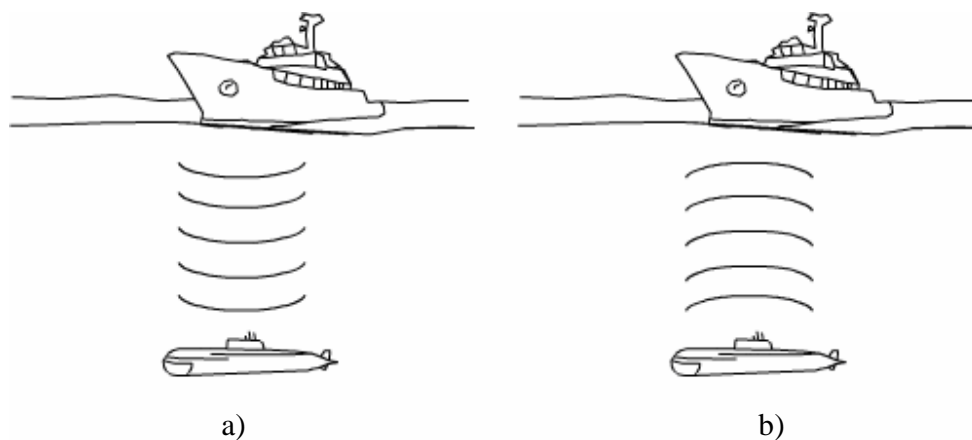


Figura 1.6 Sonar.

De los ejemplos anteriores, tanto en la audición humana binaural como en el biosonar del murciélago, los sensores son los oídos que se ubican a cada lado de la cabeza.

Por otro lado, un conjunto de sensores o micrófonos puede distribuirse en distintos arreglos:

- Lineales: sobre una línea recta.
- Planares: sobre un plano, su distribución puede ser rectangular o circular.
- Colocados sobre superficies, como paraboloides, semiesferas, cilindros, etc.

Dependiendo del arreglo, éste tendrá distintas propiedades. En este trabajo se diseñará y construirá un arreglo lineal, el cual consistirá en colocar sobre una línea recta 16 micrófonos equidistantes.

El formador de haz fijo o simple, consiste en sumar todas las señales entrantes al arreglo de micrófonos, tal como se muestra en la Figura 1.7, donde $x_i(t)$ tal que $i = 1, 2, 3, \dots, M$, son las M entradas al sistema, y $g(t)$ es la salida del mismo.

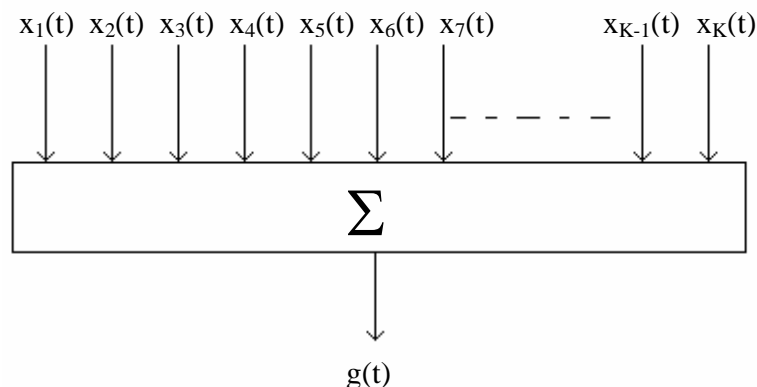


Figura 1.7 Formador de haz simple.

Su modelo matemático está dado por la ecuación (1.1).

$$g(t) = \sum_{n=1}^K x_n(t) \quad (1.1)$$

Con esta sumatoria se logra hacer que la señal deseada se vea reforzada tal y como sucede al sumar dos señales sinusoidales en fase, como se muestra en la Figura 1.8.

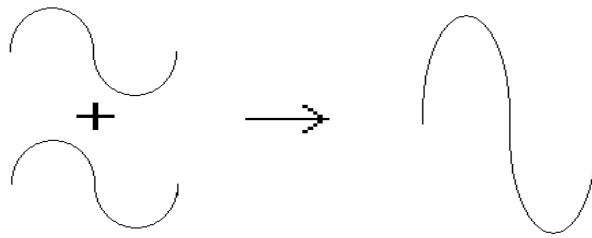


Figura 1.8 Suma de dos señales en fase.

Por otro lado al tener un desfase de 180° las señales sinusoidales, teóricamente se anulan como en la Figura 1.9.

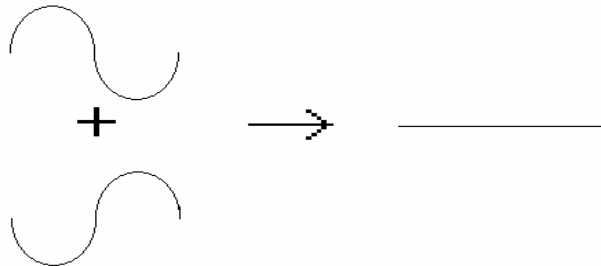


Figura 1.9 Suma de dos señales con desfase de 180° .

Al formador de haz también se le conoce como filtrado espacial, ya que dependiendo de la dirección de las señales que inciden sobre el arreglo, el formador de haz amplifica o atenúa la señal resultado $g(t)$ del arreglo. En la Figura 1.10 se observa un arreglo de micrófonos, y cómo incide una señal con una dirección o ángulo θ , ángulo formado entre la línea perpendicular al arreglo y la señal que incide sobre el arreglo.

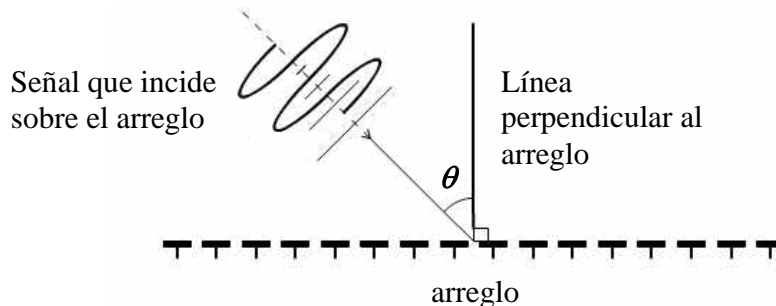


Figura 1.10 Dirección o ángulo de arribo de la señal.

Si las señales del arreglo de la Figura 1.10 se suman y se obtiene la señal resultado $g(t)$ conforme a la ecuación (1.1), la máxima potencia de la señal $g(t)$ se obtiene cuando el ángulo θ es igual a cero.

La detección de Dirección de Arribo (*Direction Of Arrive*, DOA) es una aplicación del formador de haz y a su vez sirve de base para sistemas más complicados como el sonar y el radar, ya que con ello se puede saber la dirección de una fuente de sonido y por medio de otros procesos es posible determinar la distancia de la fuente hacia el arreglo, o si la fuente de sonido se mueve y en qué dirección. Lo anterior tiene aplicaciones tanto en

robótica, robots capaces utilizar sonar y radar para exploración, e incluso en generación de energía, ya que se utiliza en arreglos de espejos para aprovechar la energía solar.

En este trabajo se diseñó e implementó un formador de haz, que utiliza como recurso la tarjeta de desarrollo eZdsp TMS320F2812 y principalmente el DSP TMS320F2812 aprovechando su arquitectura cuyas características más importantes son [25]:

- 150 Millones de instrucciones por segundo (Mips).
- Convertidor Analógico Digital (*Analog to Digital Converter*, ADC), capaz de realizar conversiones a una frecuencia máxima de 20 MHz, con 16 canales, voltajes de 0 a 3 V.
- Opera datos de tipo entero de 16 bits, 32 bits y tipo flotante de 32 bits.

Para la realización del diseño del arreglo de micrófonos, es necesario decidir la distancia entre cada micrófono del arreglo lineal; esta distancia “d” dependerá de la frecuencia de la señal de prueba que se utilizará, ya que:

$$d = \frac{\lambda}{2} \quad (1.2)$$

donde λ es la longitud de onda de la señal de prueba, partiendo de la teoría y la experiencia, ésta es la distancia óptima. Dependiendo de la frecuencia de la señal de prueba se obtiene el valor de d.

Este trabajo está dividido en los siguientes capítulos

En el Capítulo 2 “Conceptos básicos análisis de señales” se describe cómo se clasifican los distintos tipos de señales que existen, así como la transformada de Fourier que sirve de apoyo para el desarrollo del trabajo. Además, se incluye una descripción del fenómeno del sonido y algunas de sus características, y se incluye una descripción del sensor que se utiliza para convertir el sonido en una señal eléctrica: el micrófono.

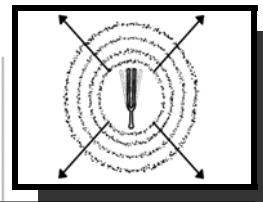
En el Capítulo 3 “Arreglos de sensores y formador de haz” se presenta la teoría relacionada a un arreglo lineal de sensores y el formador de haz fijo y su utilización como un filtro espacial. Además se explica el filtrado adaptable, en específico el método *Least Mean Square* (LMS) para el filtrado espacial.

En el Capítulo 4 “Diseño del sistema”, se describe cómo se realizó el diseño del arreglo tomando en cuenta la teoría presentada en el Capítulo 3, así como el diseño del algoritmo formador de haz y su implementación en la tarjeta de desarrollo TMS320F2812.

En el Capítulo 5 “Resultados y conclusiones” se presentan los resultados obtenidos de las pruebas realizadas en el sistema y las conclusiones establecidas de las mismas pruebas.

- Página dejada en blanco intencionalmente -

CAPÍTULO 2



CONCEPTOS BÁSICOS

El propósito de este capítulo es presentar una descripción de los conceptos básicos de procesamiento de señales y algunas otras herramientas. Se presenta el concepto de señal, así como los diferentes tipos de señales que existen, se explica la naturaleza de las señales tales como el sonido que se manipulan para el desarrollo de este trabajo de tesis. Así como algunos conceptos propios del análisis de señales como es la transformada de Fourier, el teorema de muestreo, filtros digitales. Por último se da una descripción de cómo se clasifican los micrófonos y algunas de sus características, lo cual es necesario para futuros capítulos.

2.1 SEÑAL

Una señal es una abstracción de alguna cantidad o fenómeno físico cuantificable que está en función de una o más variables independientes tales como espacio y tiempo. El voltaje y corriente son ejemplos de señales eléctricas y el sonido es una señal mecánica. Existe una clasificación general de señales, señales continuas y señales discretas [32].

2.1.1 Señales continuas

Una señal continua es aquella que está presente para todos los instantes de tiempo o espacio, tal como una señal de oscilación de voltaje o una fotografía de una cámara analógica.

2.1.2 Señales discretas

Una señal discreta está presente únicamente en puntos discretos de tiempo o espacio, como por ejemplo, una imagen digitalizada. Por lo general las señales discretas son

versiones muestreadas de señales continuas, como en el caso de música grabada en discos compactos y fotografías escaneadas [32].

2.2 ANÁLISIS DE FOURIER

De acuerdo a la clasificación general de señales existen cuatro distintas representaciones por la teoría de Fourier, cada una aplicable a una diferente clase de señal. Existen cuatro clases de señales definidas por la propiedad de periodicidad y además si se trata de señales continuas o de tiempo discreto. La serie de Fourier se aplica a señales periódicas continuas en el tiempo y la serie de Fourier de tiempo discreto, como su nombre lo indica, se aplica a señales periódicas de tiempo discreto. Si la señal es continua en tiempo y no periódica la representación es llamada la Transformada de Fourier. Si la señal es discreta en el tiempo y no periódica, entonces la transformada discreta de Fourier es utilizada. En la Tabla 2.1 se muestra la relación entre las propiedades de las señales y la representación de Fourier apropiada, así como sus definiciones [18].

Tabla 2.1 Clasificación de señales y sus transformadas		
Clasificación en el tiempo	Transformación	Definición
Continua	Periódica	$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k]e^{jk\omega_0 t} \quad (2.1)$ $C[k] = \frac{1}{T} \int_{(T)} x(t)e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (2.2)$ $x(t) \text{ tiene período } T$ $\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (2.3)$
	No periódica	$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2.4)$ $X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.5)$
Discreta	Periódica	$x[n] = \sum_{\hat{k}=(N)} C[\hat{k}]e^{j\hat{k}\omega_0 n} \quad (2.6)$ $C[\hat{k}] = \frac{1}{N} \sum_{n=(N)} x[n]e^{-j\hat{k}\omega_0 n} \quad (2.7)$ $x[n] \text{ y } C[\hat{k}] \text{ tienen período } N$ $\omega_0 = \frac{2\pi}{N} \quad (2.8)$
	No periódica	$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega})e^{j\omega n} d\omega \quad (2.9)$ $X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (2.10)$ $X(e^{j\omega}) \text{ tiene período } 2\pi$

Las representaciones a través de la transformada de Fourier y la serie de Fourier, son técnicas que sirven para representar señales como superposiciones ponderadas de senoides. Las ponderaciones son una función de las frecuencias senoidales complejas y proveen una descripción en el dominio de la frecuencia de la señal.

El dominio de la frecuencia ofrece una perspectiva de las señales, ciertas características de las señales son más fáciles de identificar en el dominio de la frecuencia que en el dominio del tiempo y viceversa [18].

2.3 TRANSFORMADA DE FOURIER

La transformada de Fourier se utiliza para convertir una función f a otra función correspondiente g definida por la ecuación (2.11)

$$g(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-j\xi x} dx \quad (2.11)$$

La función $f(x)$ se transforma en $g(\xi)$ mediante la transformada, y mediante la transformada inversa de Fourier se obtiene $f(x)$ a partir de $g(\xi)$ como se muestra en la ecuación (2.12)

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi)e^{j\xi x} d\xi \quad (2.12)$$

Si a x y ξ se sustituye por la variable tiempo t y la variable frecuencia angular ω por correspondencia, se obtiene la transformada de Fourier y su inversa definidas en el tiempo.

Donde ω es la frecuencia angular medida en radianes por segundo [rad/s]

$$\omega = 2\pi f \quad (2.13)$$

f es frecuencia en hertz [Hz] que es lo mismo s^{-1} [32].

La transformada de Fourier definida en el tiempo transforma una función variante en el tiempo en otra función que varía en la frecuencia, frecuencia temporal, se hace la distinción frecuencia temporal ya que existen otros tipos de frecuencia. Como se indica en las ecuaciones (2.4) y (2.5) vistas anteriormente en las Tabla 2.1.

Mas adelante se verá que la variable x y ξ pueden representar otras variables además de tiempo y frecuencia temporal lo cual es de gran utilidad ya que la transformada de Fourier no solo se aplica en situaciones en que varia el tiempo.

2.4 ANCHO DE BANDA

El intervalo de frecuencias útil de cualquier sistema limitado en banda se define como la diferencia entre el límite de alta frecuencia f_H y el límite de baja frecuencia f_L . En f_H y f_L la ganancia del sistema baja a 0.707 veces del valor máximo en el intervalo de frecuencia útil. En términos de decibeles, la amplitud de voltaje está 3 dB abajo, entre f_H y f_L , a estas frecuencias se les llama frecuencias de corte.

El ancho de banda es la diferencia entre f_H y f_L al cual se le asigna B.

$$B = f_H - f_L \quad (2.14)$$

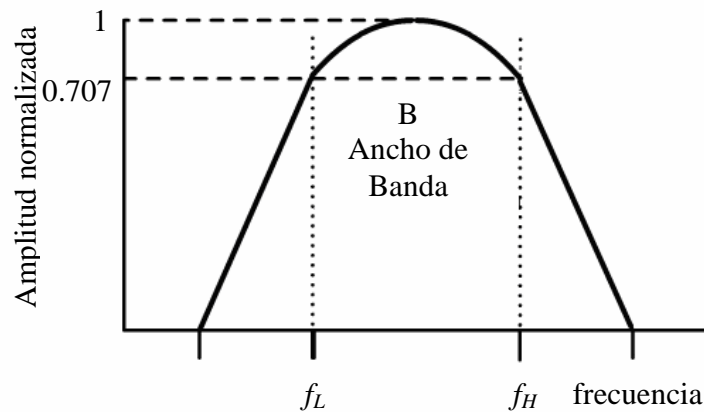


Figura 2.1 Espectro de un sistema limitado en banda.

2.5 MUESTREO Y TEOREMA DE MUESTREO DE NYQUIST

La forma típica de obtener una representación en tiempo discreto de una señal en tiempo continuo es mediante el muestreo periódico. A partir de una señal continua $x_c(t)$ se obtiene una secuencia de muestras $x[n]$ mediante la relación

$$x[n] = x_c(nT) \quad \text{para} \quad -\infty < n < \infty \quad (2.15)$$

Donde T es el período de muestreo y su inverso F_s es la frecuencia de muestreo

$$F_s = \frac{1}{T} \quad (2.16)$$

en radianes

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T} \quad (2.17)$$

La operación de muestreo se realiza mediante un convertidor analógico digital (A/D).

De la Figura 2.2, la diferencia fundamental entre $x_s(t)$ y $x[n]$ es que $x_s(t)$ es una señal de tiempo continuo que es cero a excepción de múltiplos enteros de T . Las muestras $x_c(t)$ se representan en $x[n]$ mediante números finitos, mientras que $x_s(t)$ son los impulsos tal como se observa en la ecuación (2.18).

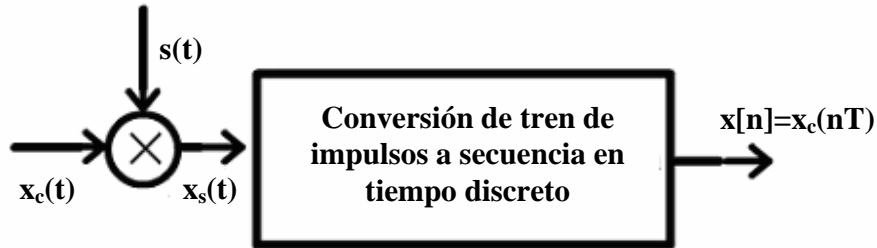


Figura 2.2 Forma general del proceso de muestreo.

Matemáticamente $x_s(t)$ es resultado de la multiplicación de $x_c(t)$ por un tren de impulsos, es decir

$$x_s(t) = x_c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.18)$$

que es lo mismo

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT) \delta(t - nT) \quad (2.19)$$

Si $X_C(j\omega)$ es la transformada de Fourier de $x_c(t)$ y la transformada del tren de impulsos es

$$S(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \text{ para } k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4 \dots \pm \infty \quad (2.20)$$

$$\omega_s = 2\pi F_s \quad (2.21)$$

Entonces $X_S(j\hat{\omega})$ es la convolución de $X_C(j\omega)$ con $S(j\omega)$ que a su vez es

$$X_S(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_C(j(\omega - k\omega_s)) \quad (2.22)$$

Observando la ecuación anterior se observa que $X_S(j\omega)$ consiste en copias periódicas de $X_C(j\omega)$

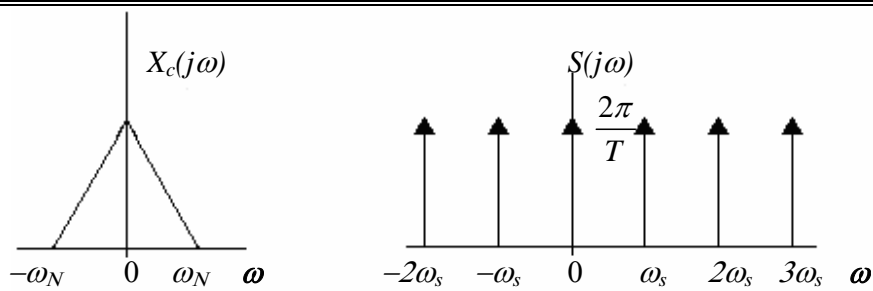


Figura 2.3 Espectro de la señal $X_c(j\omega)$ y la señal $S(j\omega)$.

Como se observa la señal $X_c(j\omega)$ tiene un ancho de banda ω_N , ahora se presentan dos casos, uno donde ω_N es menor que la mitad de $\hat{\omega}_s$ y otro para el cual ω_N es mayor que la mitad de ω_s . Que se muestran a continuación en la Figura 2.4.

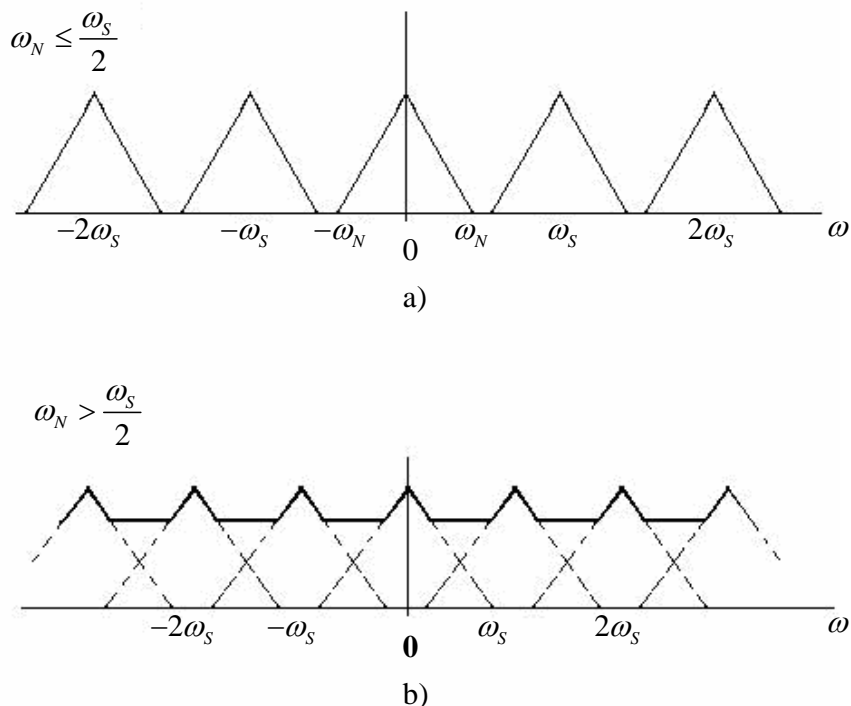


Figura 2.4 Espectro de la señal $X_c(j\omega)$ muestreada.

De la Figura 2.4 se muestra en (a) cuando la frecuencia de muestreo es mayor que dos veces el ancho de banda de $X_c(j\omega)$ se obtiene el espectro periódico, en (b) se muestra cuando la frecuencia de muestreo es menor que dos veces el ancho de banda de la señal, en éste último caso se presenta el fenómeno de aliasing, es decir los espectro periódicos se solapan unos a otros.

Cuando ω_N es mayor que la mitad de ω_s se presenta una distorsión llamada distorsión de solapamiento (aliasing), lo cual significa que las componentes de alta frecuencia de $X_C(j\omega)$ toman la identidad (alias) de las componentes de baja frecuencia de la señal $X_C(j\omega_s - j\omega)$.

De lo anterior surge el Teorema de Muestreo de Nyquist.

Sea la señal $x_c(t)$ de banda limitada, es decir

$$X_C(j\omega) = 0 \text{ para } |\omega| \geq \omega_N \quad (2.23)$$

La señal $x_c(t)$ estará determinada de forma única (no habrá *aliasing*) por sus muestras

$$x[n] = x_c(nT) \text{ para } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.24)$$

Si se cumple que

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T} \geq 2\omega_N \quad (2.25)$$

Para lo cual $2\omega_N$ es llamada frecuencia de Nyquist

Para que la secuencia de la ecuación (2.24) represente a $x_c(t)$, tal que $x_c(t)$ está limitada en banda por lo que su espectro $X_C(j\omega)$

$$X_C(j\omega) = 0 \text{ para } |\omega| \geq \omega_N \quad (2.26)$$

ω_s debe ser mayor o igual a $2\omega_N$

2.6 FILTRADO

Filtrado es el proceso de remover o alterar partes del contenido de la frecuencia de una señal para producir una nueva señal.

2.6.1 Filtros digitales

Los filtros digitales operan con señales discretas, teniendo las características de los filtros de tiempo continuo tales como frecuencia de corte, banda de supresión, banda de paso, etc. Estos operan realizando sumas, productos y redondeos sobre las señales.

Existen dos tipos de filtros digitales lineales, filtros FIR e IIR.

2.6.1.1 Filtros IIR (Respuesta Infinita al Impulso)

Para el diseño de filtros de tiempo continuo existen una serie de fórmulas y plantillas estándar para su diseño. Para el diseño de un filtro IIR, un método muy utilizado consiste en diseñar un filtro de tiempo continuo equivalente y se aplica la transformada bilineal del tiempo continuo al tiempo discreto.

Los filtros IIR son frecuentemente referidos como filtros recursivos ya que son descritos por ecuaciones en diferencias donde la salida $y[n]$ depende tanto de los valores de entrada $x[n]$ así como de los valores previos de la salida [32].

Un filtro IIR puede ser caracterizado por la ecuación en diferencias

$$y(n) = \sum_{i=0}^k b_i x(n-i) - \sum_{i=1}^k a_i y(n-i) \quad (2.27)$$

Donde a_i y b_i son los coeficientes del filtro.

2.6.1.2 Filtros FIR (Respuesta Finita al Impulso)

La ventaja de los filtros FIR es que pueden ser diseñados para tener una fase lineal, una respuesta de fase lineal es importante en aplicaciones donde la distorsión en la fase puede degradar una señal, tal como en la transmisión de datos, voz, audio y aplicaciones de televisión [3].

Un filtro FIR causal puede ser caracterizado por la ecuación en diferencias

$$y(n) = \sum_{i=0}^k b_i x(n-i) \quad (2.28)$$

Donde el valor de la salida $y[n]$ de un filtro FIR depende únicamente de valores previos de la entrada $x[n]$, a diferencia de un filtro IIR el cual necesita una realimentación. Una forma de diseñar un filtro FIR es mediante la técnica llamada técnica de ventanas la cual a continuación se explica.

2.6.2 Técnica de ventanas

Es una técnica muy utilizada en el diseño de filtros FIR. Esta técnica es simple porque los coeficientes del filtro pueden ser obtenidos en forma cerrada sin la necesidad de resolver problemas complejos de optimización, como con otras técnicas de diseño de filtros FIR más sofisticados.

Para entender la técnica de ventanas, primero se considera el proceso de obtener una respuesta al impulso de longitud finita por truncamiento de la secuencia al impulso de

duración infinita. Suponemos que $H_d(e^{j\omega T})$ es la respuesta paso bajas ideal deseada con frecuencia de corte ω_c [3] tal como se muestra en la Figura 2.5. Ya que la respuesta en la frecuencia de un filtro FIR es una función periódica, que puede ser expresada como una serie de Fourier como

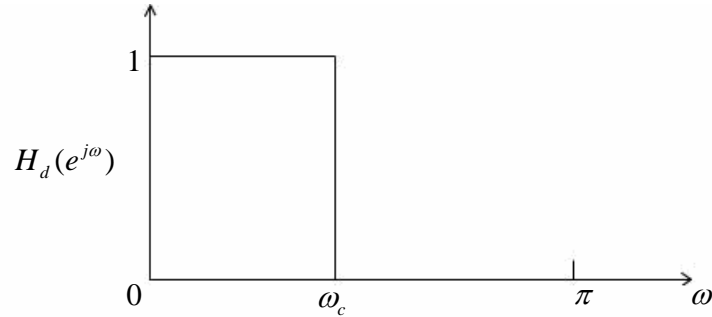


Figura 2.5 Espectro de filtro paso bajas ideal.

$$H_d(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_d(nT)e^{-j\omega nT} \quad (2.29)$$

donde

$$h_d(nT) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} H_d(e^{j\omega T}) e^{j\omega nT} d\omega \quad (2.30)$$

$H_d(e^{j\omega T})$ se puede considerar como una constante en su banda de paso y cero en su banda de supresión, con discontinuidades en los bordes entre bandas. Por lo tanto, la secuencia al impulso $h_d(nT)$ es de duración infinita [3]. Por ejemplo, para la respuesta pasa bajas ideal que se muestra en la Figura 2.5, la correspondiente respuesta al impulso está dada por la ecuación (2.31).

$$h_d(nT) = \frac{\omega_c T}{\pi} \left(\frac{\sin \omega_c nT}{\omega_c nT} \right) \quad -\infty \leq n \leq \infty \quad (2.31)$$

De lo cual se observa que se trata de un filtro no causal y no realizable. Una forma de obtener una respuesta impulso causal de duración finita consiste en truncar $h_d(nT)$ e introducir retrasos suficientes para obtener una respuesta impulso causal [3].

$$h(nT) = \begin{cases} h_d'(nT) & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{todos los demás valores} \end{cases} \quad (2.32)$$

Donde $h_d'(nT)$ es una versión de $h_d(nT)$ retrasada. Esto puede ser representado como el producto de la respuesta impulso deseada y una ventana $w_r(nT)$ como se muestra en la ecuación (2.33).

$$h(nT) = h_d'(nT)w_r(nT) \quad (2.33)$$

Donde $w_r(nT)$ es la función ventana rectangular definida como

$$w_r(nT) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{todos los demás valores} \end{cases} \quad (2.34)$$

Si se realiza el cambio de variable ωT por θ y utilizando el hecho que al multiplicar dos secuencias de tiempo discreto corresponde a una convolución de sus transformadas de Fourier [3]. Tal como se observa en la ecuación (2.35).

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d'(e^{j\theta})W_r(e^{j(\omega-\theta)})d\theta \quad (2.35)$$

Donde $W_r(e^{j\theta})$ es el espectro de la ventana rectangular. Ya que ambas funciones en la integral son periódicas el resultado es una convolución circular y los límites de integración son tomados sobre un período. Por lo tanto la respuesta en la frecuencia $H(e^{j\omega})$ será una versión distorsionada de la respuesta deseada $H_d'(e^{j\omega T})$ [3].

Ahora bien se analizará el espectro de la ventana rectangular, cuyo espectro se define por la ecuación (2.37).

$$W_r(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\omega nT} \quad (2.36)$$

$$W_r(e^{j\omega T}) = e^{-j\omega(N-1)\frac{T}{2}} \frac{\sin(\omega N \frac{T}{2})}{\sin(\omega \frac{T}{2})} \quad (2.37)$$

La figura 2.6 muestra la amplitud del espectro en dB para una ventana de treinta elementos, N igual a treinta, con lo que podemos observar dos características, ancho del lóbulo principal y la amplitud del lóbulo.

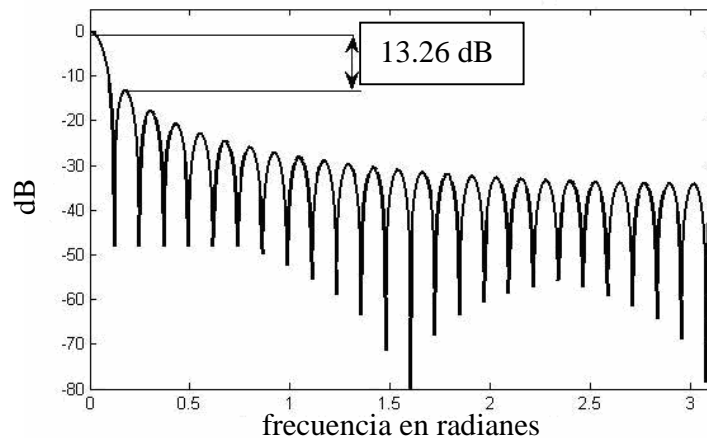


Figura 2.6 Espectro de una ventana rectangular.

El ancho del lóbulo principal está definido como la distancia entre los dos puntos mínimos más cercanos a ω igual a cero, donde $W_r(e^{j\omega T})$ es cero. Para una ventana rectangular, el ancho del lóbulo principal es igual a $\frac{4\pi}{N}$. La máxima amplitud del lóbulo lateral para el espectro es igual a aproximadamente -13 dB relativos al máximo valor en ω igual a cero [3].

2.7 ACÚSTICA

La acústica es la parte de la física que estudia las propiedades, producción, reproducción y propagación del sonido.

2.8 SONIDO

El sonido es la sensación producida en el cerebro cuando el oído percibe la vibración de un cuerpo, que se propaga en ondas a través de un medio elástico llamado medio acústico. El sonido es un movimiento ondulatorio longitudinal que se propaga en el aire tal como se puede ver en la Figura 2.7. El aire que está junto al cuerpo en este caso un diapasón que vibra comprime las partículas vecinas, éstas a las siguientes y así sucesivamente va avanzando a la zona de compresión. Instantes después, el cuerpo cuando se contrae, las partículas vecinas se mueven en sentido contrario con lo que se produce una zona donde se precipitan las partículas contiguas y así sucesivamente se va propagando a una zona de dilatación que se aleja más y mas de la fuente. Cuando estas compresiones y dilataciones llegan al tímpano lo ponen en vibración con lo que el cerebro lo interpreta como sonido [16].

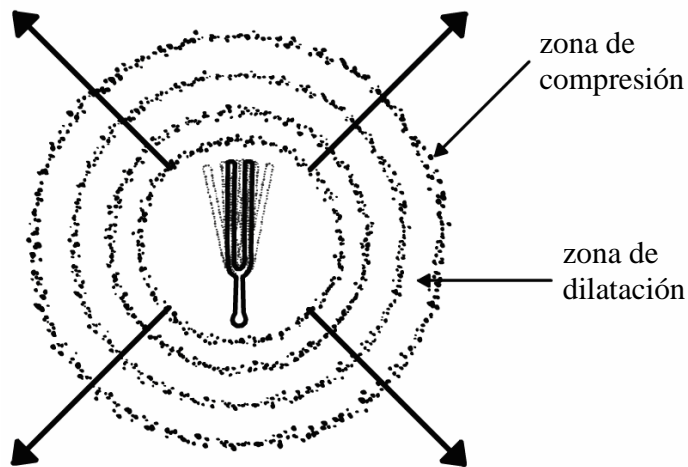
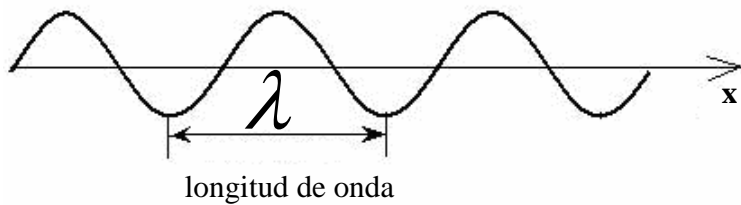


Figura 2.7 Vibración de un diapasón y el aire cercano.

Cuando un sonido es transmitido, los parámetros de la onda son velocidad, longitud de onda y frecuencia. La frecuencia y la forma de onda están determinadas por la vibración que causa el sonido, la velocidad y la longitud de onda son dependientes del medio que transporta la onda de sonido. La relación entre velocidad, longitud de onda y frecuencia está dada en la Figura 2.8. La figura muestra como varía una señal en el espacio en un instante de tiempo.



frecuencia = número de ondas que atraviesa un punto en un segundo

velocidad = distancia que se desplaza el pico o valle de una onda por segundo

$$v = \lambda f$$

Figura 2.8 Relación entre la frecuencia y longitud de onda de una señal.

La relación de la ecuación siguiente

$$v = \lambda f \tag{2.38}$$

Es válido para todo movimiento de onda ya sea sonido, ondas electromagnéticas como la luz. El sonido es un fenómeno multidimensional, el cual involucran cambios instantáneos de presión, estas dimensiones son espacio tridimensional y un espacio temporal.

Del ejemplo de la Figura 2.8, el período es el tiempo transcurrido entre la emisión de dos zonas de compresión consecutivas, la longitud de onda es la distancia entre dos zonas de compresión consecutivas.

2.8.1 Intensidad y volumen

Existe una relación entre la fuerza de una onda de sonido “intensidad” y la impresión de volumen que provoca. La amplitud de las vibraciones que emite la fuente está directamente relacionada con la cantidad de energía que se le aplica. En el caso de la fuente puntual de sonido que emite ondas esféricas, esta potencia se distribuirá uniformemente sobre la superficie de una esfera en expansión continua. La intensidad de sonido se define como la proporción de la energía que pasa por el área de unidad de frente de onda [W/m^2]. Por lo tanto a una distancia dada r desde la fuente, la intensidad (sin considerar pérdidas) será igual a la potencia total de la fuente W dividida por el área del frente de onda. Como el área de superficie de una esfera es $4\pi r^2$ esto nos da la ecuación (2.39).

$$\text{Intensidad} = \frac{W}{4\pi r^2} \quad (2.39)$$

La cual es una ecuación de cuadrados inversos y que constata que la intensidad de onda esférica decae en proporción al cuadrado de la distancia. A distancias más grandes de la fuente de sonido la curvatura del frente de onda decrece, aproximándose a las características de una onda plana, mientras que la proporción de reducción en intensidad para distancias más cortas baja considerablemente.

En general, para un frente de onda la intensidad del sonido es la cantidad de energía que atraviesa el área de la superficie.

$$\text{Intensidad} = \frac{W}{A} \quad (2.40)$$

En la Figura 2.9 se observa el cambio de intensidad del sonido al aumentar la distancia hacia la fuente.

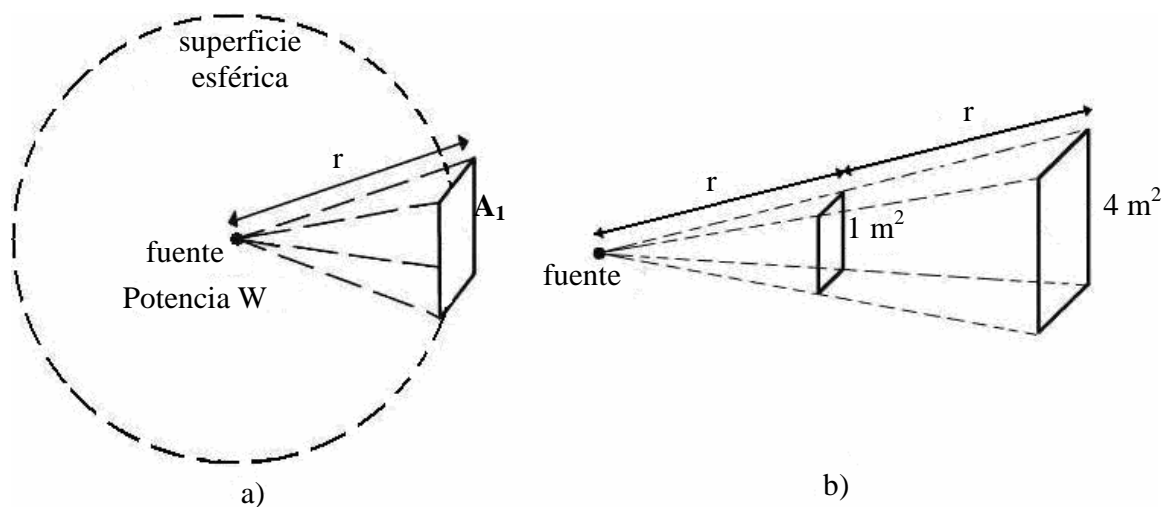


Figura 2.9 Disminución de la intensidad al aumentar el área de superficie por la cual atraviesa la misma cantidad de energía.

En (a) se muestra como una fuente omnidireccional genera ondas esféricas y en (b) se observa que la energía en forma de sonido que atraviesa el área de 1 m^2 , es la misma energía que atraviesa una distancia $2r$ una superficie de 4 m^2 y de acuerdo con la ecuación (2.40) su intensidad disminuye [1].

2.8.2 Ecos y reverberaciones

La reflexión de la onda sonora se observa cuando los sonidos llegan al oído después de reflejarse a una distancia bastante considerable, de tal manera que produce una repetición o eco de la original. El oído humano no puede identificar un sonido de eco a menos que la onda original y la onda reflejada estén separadas por un intervalo de tiempo de al menos $1/15$ segundos (60 ms). La reflexión en distancias más cortas se percibe como un simple reforzamiento y prolongación del sonido.

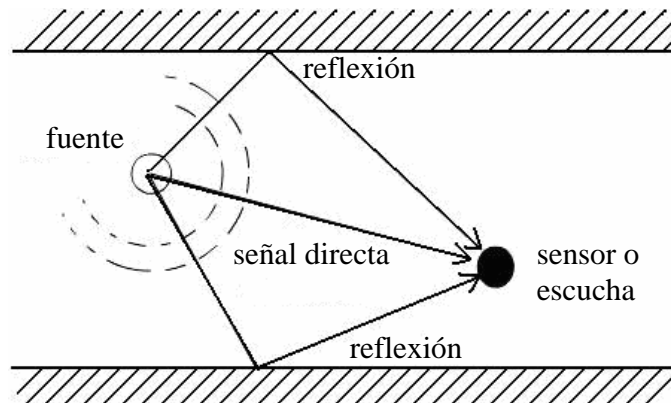


Figura 2.10 Reflexiones del frente de onda esférico de una fuente omnidireccional.

Cuando una fuente comienza a emitir sonidos, la intensidad medida en ese punto incrementará por pequeñas cantidades de reflexiones sucesivas que llegan desde la pared, suelo y techo, hasta que se consigue un valor equilibrado. Además, cuando la fuente se apaga, la intensidad del sonido no cae a cero inmediatamente, sino que se pierde más o menos gradualmente, dependiendo de las características acústicas del recinto. Esta prolongación de sonido en un recinto se denomina reverberación [2].

2.8.3 Percepción del sonido por el oído humano

Los límites del intervalo de frecuencias, que es capaz el oído humano de captar, varían por distintas circunstancias. El límite inferior dependiendo de la fuente que se consulte puede ser de 16 ó 20 Hz, el límite superior es variable en cada individuo dependiendo de su ambiente, salud y edad; 20 kHz pueden ser percibidos por una persona en su adolescencia, algunas personas mayores de 60 años tienen dificultades en escuchar frecuencias por encima de 8 a 10 kHz. Sin embargo, 16 kHz es una frecuencia razonable para considerar como el límite superior para un adulto promedio.

Se asume que dispositivos como micrófonos y bocinas tienen una banda de frecuencias uniforme. En cambio el oído humano no tiene este comportamiento, tal como

se muestra en la Figura 2.11, que muestra uno de los aspectos de la respuesta normal del oído.

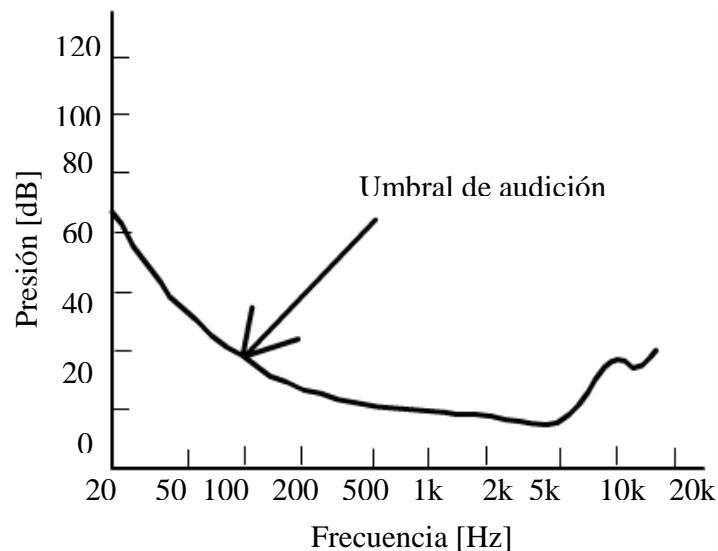


Figura 2.11 Umbral de audición frecuencia [Hz] vs Presión [dB][23].

La curva se llama umbral de audición y muestra la presión mínima de sonido necesaria para crear una sensación en el oído, como se puede observar entre 200 Hz y 5 kHz la respuesta tiende a ser plana. El eje horizontal representa la frecuencia en Hz y el vertical son dB para lo cual se toma como referencia una presión de 20 μ Pa. La gráfica representa la presión mínima de sonido que puede ser detectada por el oído, como se puede apreciar el oído es más sensible a frecuencias cercanas a 3 kHz. También se puede observar que el oído es más insensible a bajas frecuencias en comparación a las frecuencias cercanas a 3 kHz, además que existe insensibilidad a altas frecuencias aunque esto es menos evidente [23].

2.8.4 Sensor y transductor

Un sensor es un dispositivo que detecta una cantidad física como presión, voltaje, corriente, intensidad luminosa, etc. En cambio un transductor es un dispositivo que convierte un tipo de energía a otro tipo de energía como por ejemplo presión en un movimiento mecánico, un movimiento mecánico en voltaje, etc.

La diferencia entre transductor y sensor con frecuencia es muy tenue, ya que un sensor ejecuta una acción de transducción y el transductor debe necesariamente sentir una cantidad física. La diferencia yace en la eficiencia de conversión, el propósito de un sensor es detectar y medir por lo que su eficiencia, aunque sea baja, de 5% o de 0.1% es de poca importancia con tal de conocer la cantidad física, en cambio la linealidad de respuesta definida como la relación entre la salida y la entrada es de mayor importancia para un sensor en comparación a un transductor; por otro lado un transductor que convierte un tipo de energía en otra su eficiencia tiene una mayor importancia, por lo que se desea una alta

eficiencia, aun cuando en algunos casos ésta sea baja debido a las propiedades de los materiales [20].

2.8.5 Micrófono

El micrófono es un transductor ya que convierte los cambios de presión del aire es decir el sonido en voltaje. Dependiendo del material del diafragma será el tipo de micrófono como se verá mas adelante. El efecto de una onda de sonido sobre un material que golpea es lo que hace vibrar al material, y en el curso de esta vibración cada parte del material será acelerado. La aceleración está en direcciones alternadas, y no hay un desplazamiento físico del material, pero una salida eléctrica puede ser obtenida al conectar el material.

Muchos micrófonos dependen de un diafragma como transductor de la amplitud de una onda de sonido a un mecanismo de vibración, y es la vibración del diafragma que es utilizada para transducir a una forma eléctrica. Las características de un micrófono son tanto de tipo acústicas como eléctricas. La sensibilidad total está expresada en mV o μ V de salida eléctrica por unidad de intensidad de onda de sonido o en términos de aceleración producida por la onda de sonido.

Los micrófonos responden de diferentes formas al sonido que proviene de diferentes direcciones. Algunos responden de igual forma al sonido de todas direcciones, otros tienen diferentes niveles de salida para fuentes de sonido en diferentes ángulos alrededor del micrófono. La relación entre la sensibilidad del micrófono y el ángulo de la señal con respecto al frente del micrófono se puede graficar como un patrón polar o respuesta polar como el que se muestra en la Figura 2.12. Por lo general se utiliza una habitación o espacio sin eco donde los micrófonos son expuestos a un tono de una sola frecuencia y el voltaje de salida es medido con respecto al ángulo que hay entre el diafragma del micrófono y la fuente del tono.

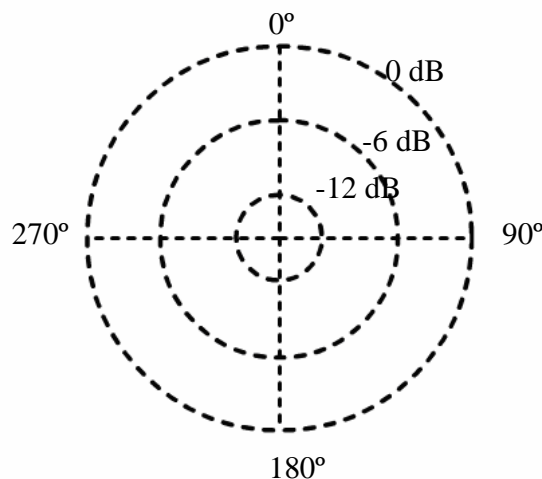


Figura 2.12 Patrón polar utilizado para caracterizar micrófonos ya sea a una o en varias frecuencias.

El voltaje a cero grados es llamado la referencia de cero dB y los voltajes en otros ángulos son referidos a éste.

Los tres patrones polares principales son omnidireccionales, unidireccionales y bidireccionales. Un micrófono omnidireccional es igualmente sensible a sonidos que provienen de todas direcciones. Un micrófono unidireccional es más sensible a los sonidos que provienen de una dirección en particular, por lo tanto discrimina sonidos que inciden a los lados o por detrás del micrófono. Un micrófono bidireccional es más sensible al sonido proveniente de dos direcciones pero rechaza sonidos que llegan de otros lados [1].

El patrón mostrado en la Figura 2.13 (a) es el de un micrófono omnidireccional, el micrófono es sensible en todas direcciones. En (b) se muestra el patrón de un micrófono bidireccional, el micrófono es más sensible a 0° y 180° y menos sensible a 90° y 270° . Y por último el patrón mostrado en (c) es el de un micrófono unidireccional que es mas sensible a 0° pero a 180° es menos sensible.

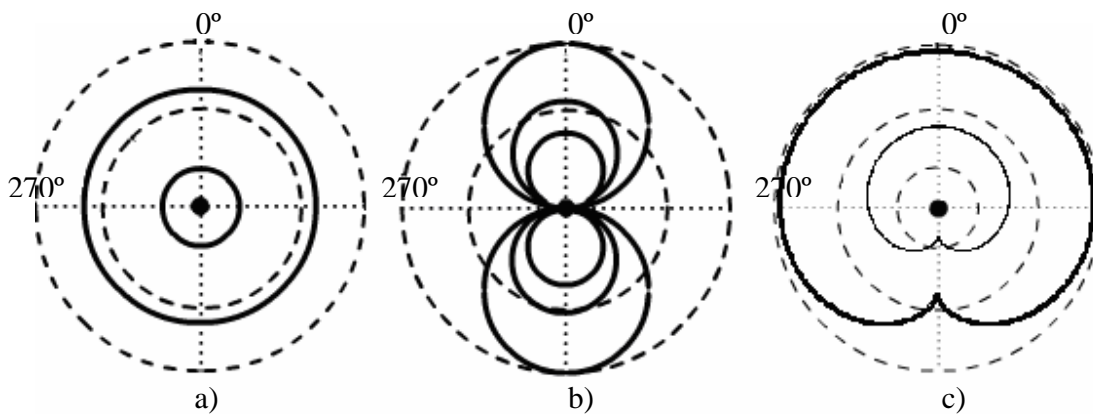


Figura 2.13 Patrones polares de tres tipos de micrófonos.

2.8.6. *Micrófono condensador*

Este tipo de micrófono es llamado así porque el elemento transductor es un simple capacitor cuyos dos electrodos son formados por un diafragma delgado conductor y una placa trasera separada por un espacio de aire, como se muestra en la Figura 2.14. Se polariza con un voltaje de corriente directa a través de sus electrodos por medio de una resistencia de gran valor. Este tipo de micrófonos tiene la gran desventaja de requerir voltajes de corriente directa relativamente altos para la polarización, pueden llegar a ser voltajes de 60 a 120 V de corriente directa. Una variante de este tipo de micrófonos elimina esta restricción, el micrófono electret.

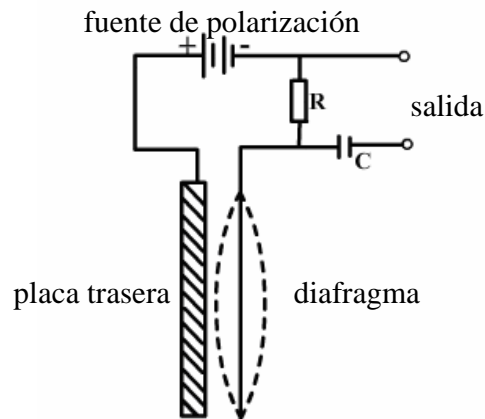


Figura 2.14 Micrófono condensador.

2.8.7. Micrófono electret

Este tipo de micrófonos utilizan un material (fluorocarbonato o policarbonato de flúor) que está polarizado de forma permanente, lo cuál elimina la necesidad de una fuente de corriente directa para la polarización. El material laminado del cual está hecho el micrófono electret es un aislante que proporciona su carga permanente positiva o negativa, la carga electrostática fue inducida en el material en el proceso de fabricación al someter el material a altas temperaturas de 220 °C en un fuerte campo eléctrico (4000 V). Este micrófono se muestra en la Figura 2.15.

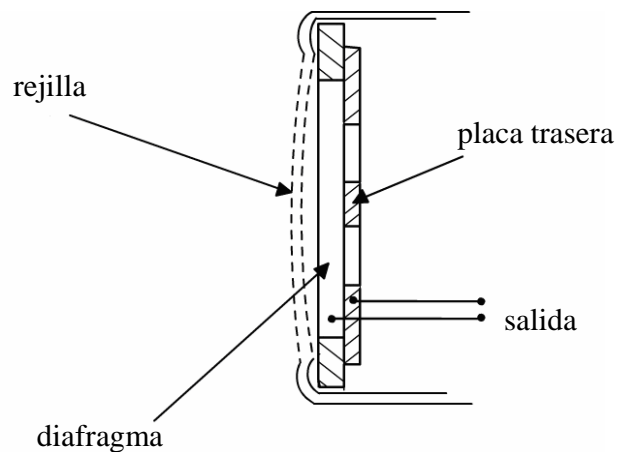


Figura 2.15 Micrófono electret.

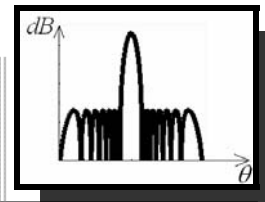
Sin la necesidad de una fuente de alto voltaje de corriente directa, en los micrófonos electret las dimensiones pueden ser reducidas de forma considerable, además de permitir que sean robustos haciéndolos resistentes para su manipulación. Aunque no requiera una fuente de voltaje para la polarización, aun es necesaria para la etapa de preamplificación de la señal, ya que el voltaje de salida del micrófono es del orden de los μV [21].

2.9 Síntesis

Para el desarrollo de la tesis es necesario conocer la naturaleza de las señales que se utilizan por lo que se han definido los conceptos de señal, como se clasifican los distintos tipos de señales que existen. Además se incluye la teoría de Fourier, en especial la transformada de Fourier. Ya que las señales que se utilizan para el desarrollo de esta tesis es una onda sonora, se ha estudiado el sonido y algunos fenómenos que presentan este tipo de ondas y como el oído humano es sensible a este tipo de ondas y como es su respuesta dependiendo de la frecuencia de la señal. Para poder manipular este tipo de señales es necesario convertirlas a señales eléctricas lo cual hacen los micrófonos. Existen distintos tipos de micrófonos pero solo es de interés el micrófono que se utiliza en el sistema, el micrófono electret, además de algunas de sus características como sensibilidad y su patrón polar.

- Página dejada en blanco intencionalmente -

CAPÍTULO 3



ARREGLOS DE SENSORES Y FORMADOR DE HAZ

En este capítulo se describe la teoría básica sobre un arreglo de sensores lineal, sus características físicas, así como el formador de haz (beamforming) partiendo de la teoría existente sobre arreglos de antenas.

Se hace una descripción de un arreglo lineal de sensores, de un frente de onda plana, lo que es el factor del arreglo o patrón de radiación del arreglo, las características tales como lóbulo principal, lóbulos laterales y lóbulos gratinados.

3.1 ARREGLOS DE SENSORES

Los arreglos de sensores son utilizados para obtener información a partir de los campos de ondas en algún medio sobre el cual se propagan. Los campos de ondas más comunes son:

- Ondas acústicas que incluyen las ondas de sonido
- Ondas mecánicas en los sólidos y
- Ondas electromagnéticas

Con los arreglos de sensores se pueden realizar algunas aplicaciones como:

- 1) Localizar una fuente o fuentes de ondas, distancia y dirección
- 2) Recibir un mensaje desde una fuente distante
- 3) Mapear una imagen del medio a través del cual el campo de ondas se propaga [17].

3.2 ARREGLO LINEAL UNIFORME

Considerando un arreglo de K sensores, igualmente espaciados una distancia d , colocados sobre una línea recta como se observa en la Figura 3.1. A este sistema se le nombra arreglo lineal uniforme.

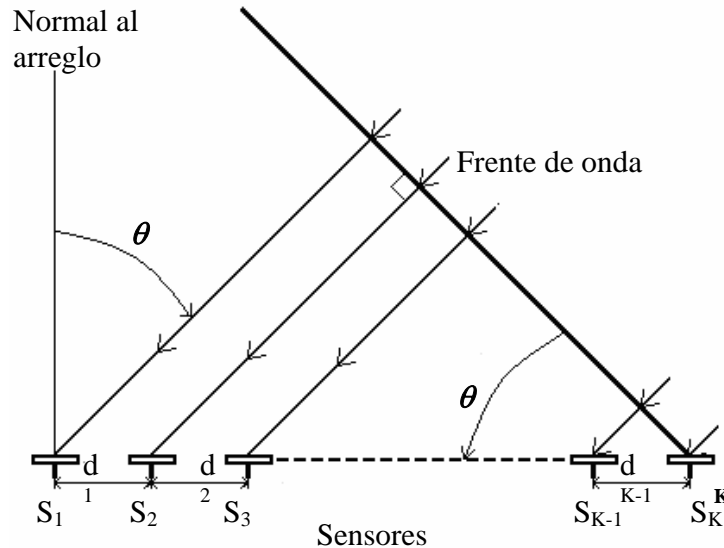


Figura 3.1 Arreglo Lineal Uniforme.

Si se considera que sobre el arreglo incide un frente de una onda plana. El frente de onda es perpendicular a la dirección de propagación de la onda plana, la dirección es indicada por los rayos de la Figura 3.1. Un frente de onda se define por la característica de que todos los puntos en un plano de onda tienen igual amplitud y la misma fase [30].

3.3 CONSIDERACIÓN DE CAMPO LEJANO Y CAMPO CERCANO.

Una fuente emisora de ondas como por ejemplo una bocina emite ondas acústicas; por lo general emiten ondas con un frente de onda esférico, cuando los observamos a una gran distancia desde la fuente, se distingue su forma esférica. Pero cuando observamos sobre un área finita, como es el caso para cada uno de los sensores del arreglo, el frente de onda puede considerarse localmente como un frente de onda plano, tal como puede verse en la Figura 3.2.

Las fuentes de señales audibles o de ruido pueden estar localizadas cerca del arreglo de sensores o alejados de él. En el caso de estar cerca del arreglo se le llama región de campo cercano, y en el caso de encontrarse alejados se le llama región de campo lejano. En la situación de campo lejano, se asume que la onda se propaga como una onda plana y la atenuación de la señal es igual para todos los sensores. En el campo cercano se toma en cuenta que la onda se propaga en forma esférica y la atenuación de la señal es tomada en

cuenta. Una regla típica dice que la suposición de campo lejano es válida cuando se cumple la desigualdad $r > \frac{d_{total}^2 F_s}{c}$.

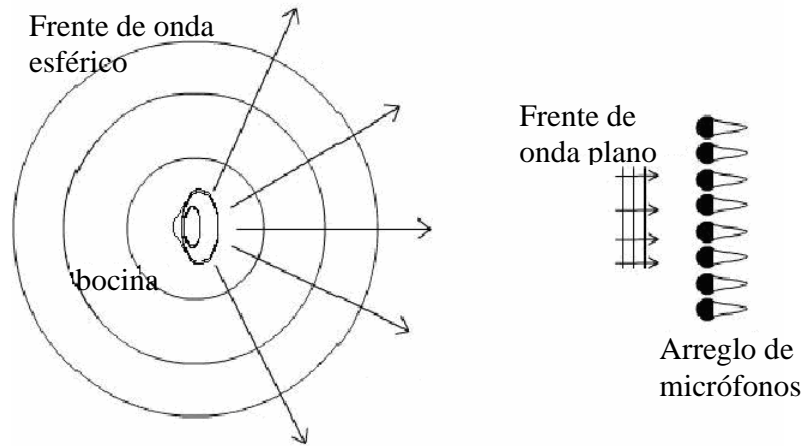


Figura 3.2 Frente de onda esférica para una bocina.

Donde r es la distancia radial de la fuente al centro de los micrófonos del arreglo, d_{total} es la longitud total del arreglo de micrófonos, F_s es la frecuencia de muestreo y c es la velocidad de propagación (velocidad de sonido 340 m/s). En la Figura 3.3 se muestra la relación campo lejano y campo cercano con la distancia de la fuente al arreglo, se observa que el frente de ondas en la región de campo cercano es esférico y en la región de campo lejano el frente de ondas es plano.

Si la suposición se asegura, esto simplifica el diseño del arreglo, ya que no implica considerar las atenuaciones y diferencias de la señal en cada sensor por tener un frente de onda esférico como en la situación de campo cercano [4].

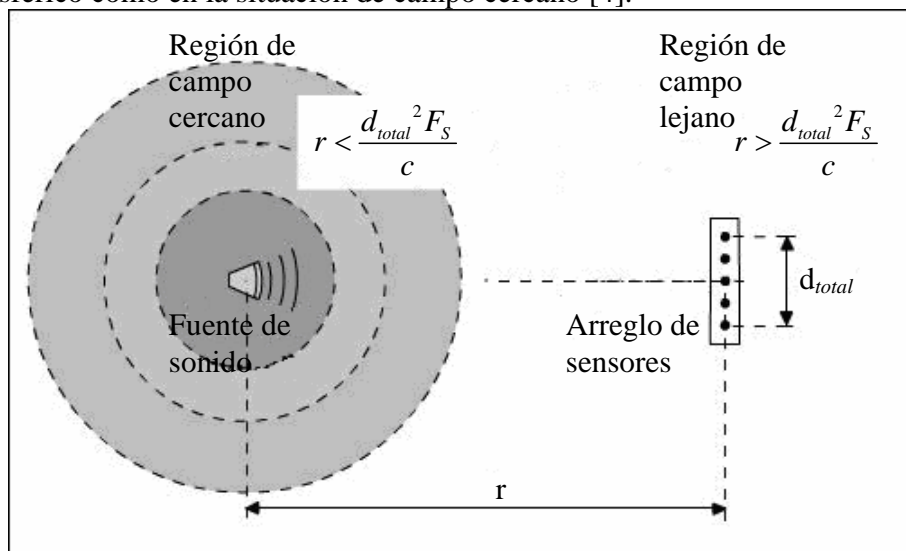


Figura 3.3 Región campo cercano y campo lejano.

3.4. ONDA PLANA

Considérese la función $s(t)$ como una señal de prueba la cual es una señal sinusoidal dada por la ecuación (3.1).

$$s(t) = A \cos(\omega t) = A \Re \{ e^{j\omega t} \} \quad (3.1)$$

Donde A es la amplitud, ω su frecuencia angular y $\Re \{ \bullet \}$ es la parte real del argumento complejo.

Como una onda es una perturbación tanto en tiempo como en espacio, por lo tanto su expresión matemática tiene que estar en términos del espacio y el tiempo como se muestra en la ecuación (3.2).

$$s(l, t) = A \cos\left(\omega t \pm \frac{2\pi}{\lambda} l\right) = A \Re \left\{ e^{j\left(\omega t \pm \frac{2\pi}{\lambda} l\right)} \right\} \quad (3.2)$$

Donde l es la distancia a lo largo de la dirección de propagación y A es la amplitud de la señal. Se observa de la ecuación (3.2) que cuando l es un entero múltiplo de la longitud de onda λ , la señal $s(t)$ es la misma. El parámetro k se define por la ecuación (3.3)

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.3)$$

Donde k es llamado el número de onda.

La fase de la señal $s(l, t)$, denotada como $\phi'(t)$ está dada por la ecuación (3.4)

$$\phi'(t) = \omega t \pm kl \quad (3.4)$$

El signo menos indica una onda que se aleja de la fuente, mientras que el signo más indica una onda que se dirige hacia la fuente.

3.5. SEÑAL RECIBIDA POR EL ARREGLO

En el arreglo lineal de sensores existen K elementos, en un cierto instante, el frente de onda plana ha alcanzado los K elementos. Para que el frente de onda alcance el elemento $K-1$, este tuvo que viajar una distancia d , para el elemento $K-2$ la distancia fue el doble de d y así sucesivamente para los demás elementos, tal y como se observa en la Figura 3.4. Si normalizamos las fases de las señales recibidas tal que la fase del elemento K es cero, podemos obtener la diferencia de fases con respecto al elemento K de las señales recibidas. Estas fases ϕ_i son obtenidas de la multiplicación del número de onda

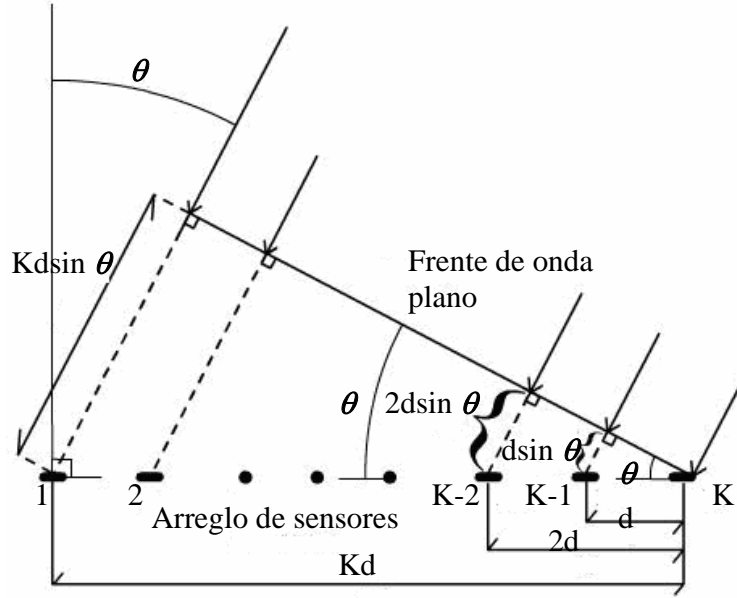


Figura 3.4 Arreglo de sensores.

$$\phi_i = k(N-i)d \sin \theta \text{ para } i = 1, 2, 3, \dots, K \quad (3.5)$$

donde

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.6)$$

Las señales recibidas por el arreglo pueden escribirse como en la ecuación (3.7)

$$S_i(\theta) = S_e(\theta) a_i e^{jk(K-i)d \sin(\theta)} \text{ para } i = 1, 2, \dots, K \quad (3.7)$$

Donde $S_e(\theta)$ representa el patrón de radiación de un sensor y a_i es la amplitud recibida por el i -ésimo elemento. Por el momento se asume que todas las amplitudes de los elementos son iguales y normalizadas a uno, esto es

$$a_i = 1 \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, K \quad (3.8)$$

Si se suman todas las señales recibidas dadas por la ecuación (3.7) obtenemos la señal total recibida $S(\theta)$, esto es

$$S(\theta) = \sum_{i=1}^K S_i(\theta) \quad (3.9)$$

$$S(\theta) = S_e(\theta) \sum_{i=1}^K e^{jk(K-i)d \sin(\theta)} \quad (3.10)$$

De la ecuación (3.8) se observa que la señal total recibida puede separarse en una componente de un único sensor y en otro debido a la configuración del arreglo

$$S(\theta) = S_e(\theta) S_a(\theta) \quad (3.11)$$

Donde $S_e(\theta)$ es conocido como el factor elemento y $S_a(\theta)$ es conocido como el factor del arreglo

$$S_a(\theta) = \sum_{i=1}^K e^{jk_o(K-i)d \sin(\theta)} \quad (3.12)$$

El factor elemento es el patrón de radiación de un sensor único, y el factor arreglo es el patrón radiación del arreglo de K sensores.

3.6 FACTOR ARREGLO O PATRÓN DE RADIACIÓN DEL ARREGLO

El patrón está dado por la ecuación (3.12) y se puede expresar como

$$S_a(\theta) = \sum_{i=1}^K e^{j(K-i)T} \quad (3.13)$$

Donde

$$T = kd \sin(\theta) \quad (3.14)$$

En la ecuación (3.13) se reconoce la serie geométrica finita, si multiplicamos la ecuación por e^{jT} se tiene

$$S_a(\theta) e^{jT} = e^{jKT} + e^{j(K-1)T} + \dots + e^{j2T} + e^{jT} \quad (3.15)$$

Y al sustraer (3.15) de (3.13) se obtiene

$$S_a(\theta)(e^{jT} - 1) = e^{jKT} - 1 \quad (3.16)$$

Reordenando y reescribiendo términos

$$S_a(\theta) = \frac{e^{j\frac{KT}{2}} (e^{j\frac{KT}{2}} - e^{-j\frac{KT}{2}})}{e^{j\frac{T}{2}} (e^{j\frac{T}{2}} - e^{-j\frac{T}{2}})} = e^{j\frac{(K-1)T}{2}} \frac{\sin(\frac{K}{2}T)}{\sin(\frac{T}{2})} \quad (3.17)$$

Y finalmente se sustituye en la ecuación (3.17) la ecuación (3.14) y calculando el módulo o valor absoluto

$$|S_a(\theta)| = \left| \frac{\sin(\frac{K}{2}kd \sin(\theta))}{\sin(\frac{1}{2}kd \sin(\theta))} \right| = \left| \frac{\sin(\frac{\pi Kd \sin(\theta)}{\lambda})}{\sin(\frac{\pi d \sin(\theta)}{\lambda})} \right| \quad (3.18)$$

En la Figura 3.5 se muestra una gráfica del factor del arreglo, la cual está en función del ángulo θ . Se trata de un arreglo de 16 sensores, con una distancia de separación entre elementos de 0.01 m, sobre el cual incide una señal senoidal de frecuencia f de 17 kHz.

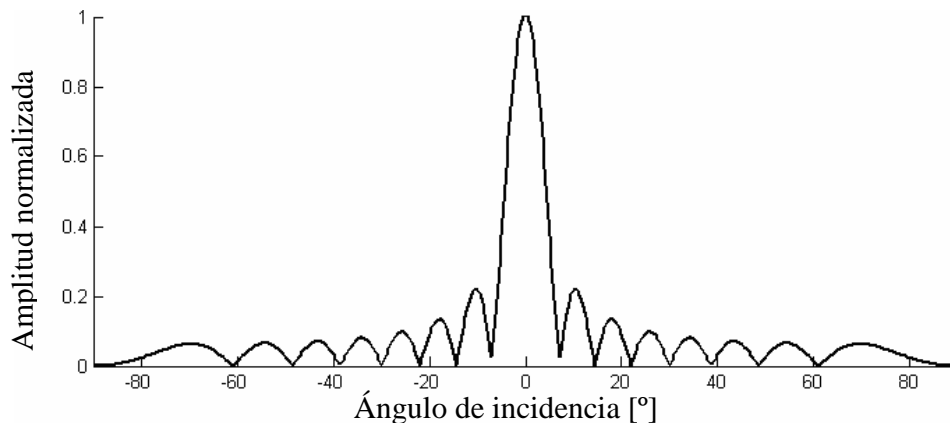


Figura 3.5 Factor del arreglo o patrón de radiación, ángulo contra amplitud.

3.7 CARACTERÍSTICAS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN

A partir de la ecuación (3.18) se pueden obtener y analizar algunas características tales como el lóbulo principal, lóbulos laterales y lóbulos gratinados [30].

3.7.1 Lóbulo principal y lóbulos laterales

De la ecuación (3.18), se puede observar que el valor máximo del factor del arreglo ocurre cuando θ es igual cero. Para ángulos cercanos a la apertura, esto es alrededor del lóbulo principal, se puede hacer una aproximación del factor del arreglo de la ecuación (3.18)

$$|S_a(\theta)| \approx K \left| \frac{\sin(Kx)}{Kx} \right| \quad (3.19)$$

donde

$$x = \frac{\pi d \sin \theta}{\lambda} \quad (3.20)$$

Para la ecuación (3.19) el segundo valor máximo ocurre cuando el argumento Kx es aproximadamente 4.5, se puede calcular por el método de Newton-Raphson y la amplitud de ese máximo es aproximadamente 0.21723, tal y como se puede ver en la Figura 3.5.

Por lo tanto el nivel del patrón de radiación del primer lóbulo lateral será aproximadamente

$$20 \log_{10}(0.21723) = -13.26 \text{ dB} \quad (3.21)$$

Por debajo del valor máximo como se muestra en la Figura 3.6.

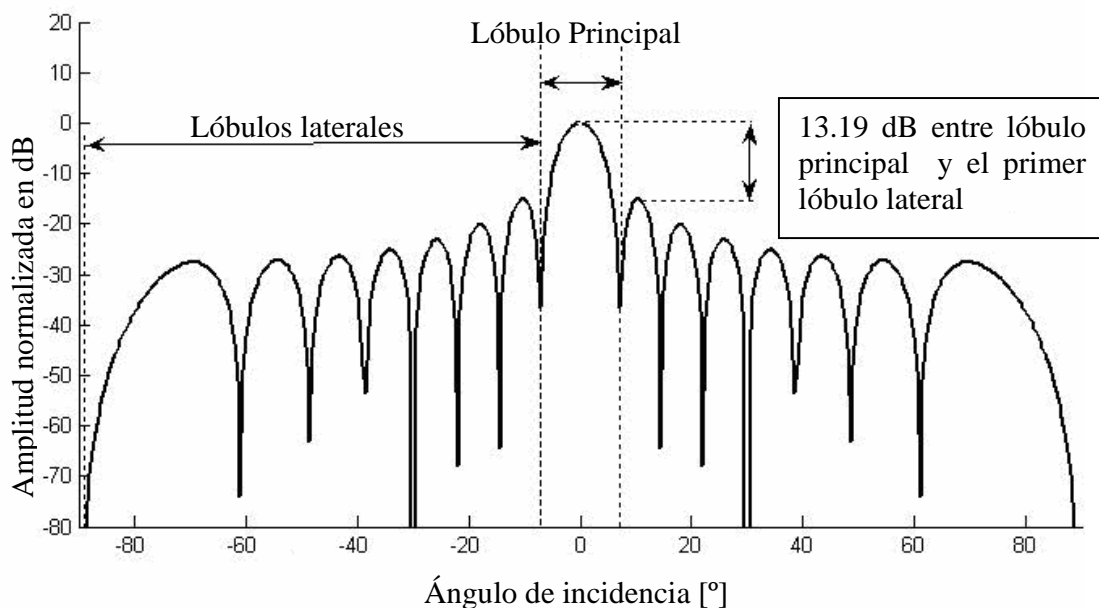


Figura 3.6 Lóbulos Laterales y Principal.

La Figura 3.6 muestra para el mismo arreglo de la Figura 3.5, la amplitud en dB. Se observa que el lóbulo principal se ubica entre los dos puntos mínimos más cercanos a cero grados, los lóbulos laterales se encuentran entre los puntos mínimos más cercanos a cero grados y el siguiente punto mínimo, así como la diferencia en dB entre el lóbulo principal y el primer lóbulo lateral.

3.7.2 Lóbulos gratinados

La ecuación (3.18) muestra que el factor del arreglo es una función periódica de θ y que sus múltiplos máximos ocurren para cualquier múltiplo

$$\frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta) = m\pi \text{ donde } m = 1, 2, 3, \dots \quad (3.22)$$

Debido a que el valor absoluto en la ecuación (3.18), la periodicidad es π veces en vez de ser 2π veces.

A partir de la ecuación (3.22), surge una restricción para la distancia entre elementos del arreglo para asegurar sólo un máximo ($m = 1$) dentro del intervalo $-\theta_{\max} \leq \theta \leq \theta_{\max}$

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{|\sin(\theta_{\max})|} \quad (3.23)$$

Si no se desea un máximo secundario o lóbulo dentro del intervalo angular total $-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$, la restricción se vuelve más severa, es decir

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{\left| \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \right|} \quad (3.24)$$

Si esta condición no se cumple, más de un máximo ocurrirá, estos máximos extras son conocidos como lóbulos gratinados, un término originalmente de óptica.

Resumiendo, un lóbulo gratinado es diferente de un lóbulo lateral. Los lóbulos laterales son el resultado de interferencia constructiva y destructiva de diferentes radiaciones de los sensores. El nivel de un lóbulo lateral está siempre por debajo del lóbulo principal. Un lóbulo gratinado es debido a la periodicidad en el patrón de radiación y se forma en direcciones donde un máximo se suma en fase

Ahora bien, en la Figura 3.7 se muestra como al incidir en un arreglo de 16 sensores una señal senoidal con una frecuencia de 30 kHz, con una distancia entre elementos de 0.015 m se producen los lóbulos gratinados.

Como se observa es difícil distinguir el lóbulo principal de los lóbulos gratinados, tomando en cuenta que tienen la misma amplitud, como se verá más adelante los lóbulos gratinados son debidos al fenómeno de aliasing o traslape en el espacio [30].

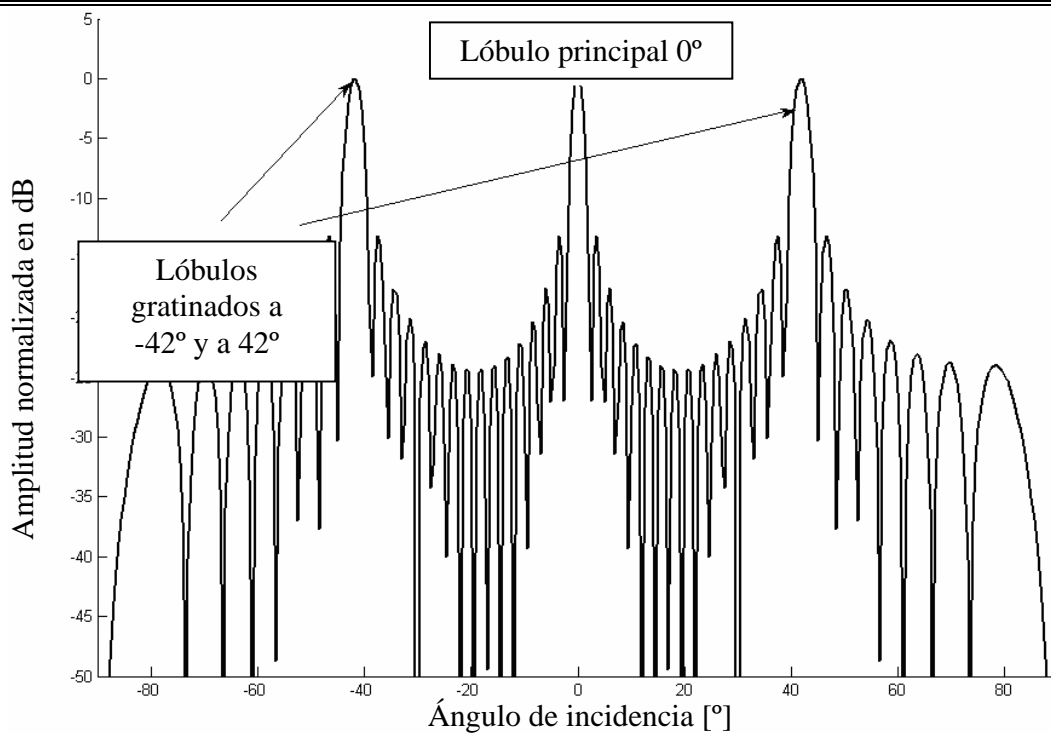


Figura 3.7 Lóbulos Gratinados en el arreglo, para una señal de frecuencia de 30 kHz.

3.7.3 Direccionamiento del lóbulo principal

Dada la ecuación (3.19) y (3.20), el lóbulo principal del factor del arreglo tiene su valor máximo cuando θ es igual a cero, para cambiar este ángulo se puede hacer si cada elemento del arreglo se desfasa un tiempo τ , la ecuación (3.25) representa la señal recibida en un sensor del arreglo con un retraso τ_1 .

$$S_1(\theta) = e^{jk(K-1)d \sin \theta - \tau_1} \quad (3.25)$$

Ahora bien si al desfaseamiento τ_1 se iguala de la siguiente manera

$$\tau_1 = k(K-1)d \sin \theta_0 \quad (3.26)$$

Donde θ_0 es el ángulo al cual se desea tener el valor máximo del lóbulo principal. Reescribiendo (3.25) tenemos

$$S_1(\theta) = e^{j(k(K-1)d \sin \theta - k(K-1)d \sin \theta_0)} \quad (3.27)$$

$$S_1(\theta) = e^{jk(K-1)d(\sin \theta - \sin \theta_0)} \quad (3.28)$$

Si el procedimiento anterior se realiza para cada uno de los elementos del arreglo, el factor del arreglo se reescribe de la forma siguiente

$$S_a(\theta) = \sum_{i=1}^K e^{jk(K-i)d(\sin \theta - \sin \theta_0)} \quad (3.29)$$

y finalmente

$$|S_a(\theta)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi K d k (\sin \theta - \sin \theta_0)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d k (\sin \theta - \sin \theta_0)}{2}\right)} \right| \quad (3.30)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.30), el factor del arreglo tendrá su valor máximo cuando

$$\sin \theta - \sin \theta_0 = 0 \quad (3.31)$$

que es lo mismo cuando

$$\theta = \theta_0 \quad (3.32)$$

De esta manera el valor máximo del factor del arreglo, es decir, el valor máximo del lóbulo principal sucederá en el ángulo θ_0 , en vez del ángulo cero como es el caso de la ecuación (3.18). Esto es la base para aplicaciones como detección de objetos.

En la Figura 3.8 se muestra como cambia el ángulo de dirección de 30 grados y en la Figura 3.9 el ángulo de dirección está en -30° .

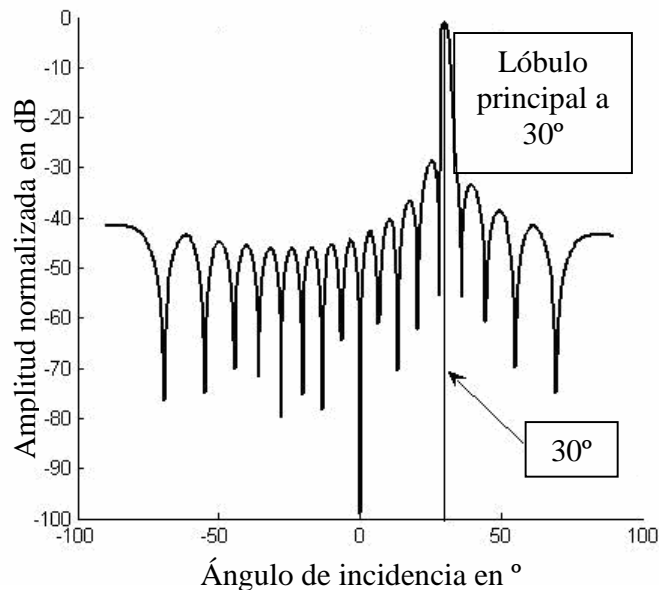


Figura 3.8 Lóbulo principal a 30° para un arreglo de 16 elementos separados una distancia $d = 0.01\text{m}$.

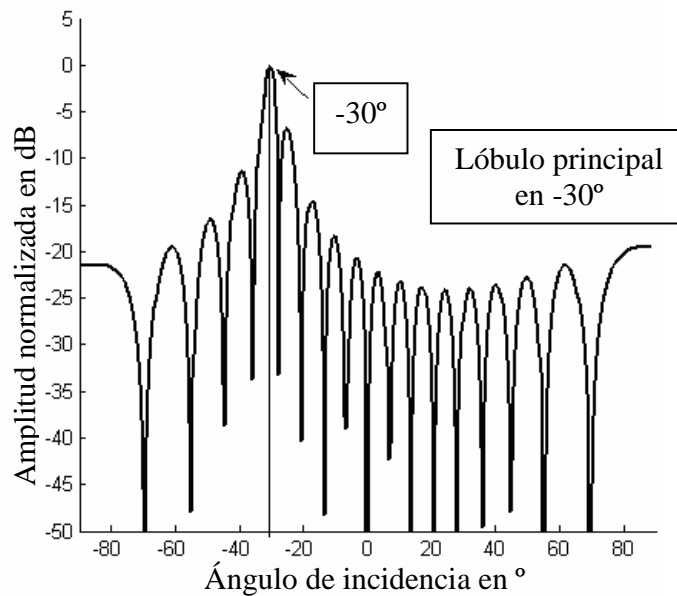


Figura 3.9 Lóbulo principal a -30° para un arreglo de 16 elementos separados una distancia $d = 0.01\text{m}$.

3.7.4 Ancho de haz de potencia media.

El ancho de Haz de Potencia Media se define como la diferencia angular θ_B para la cual el haz dirigido al ángulo θ_0 , su potencia se ha reducido, por un factor de 2 a 3 dB. El factor del arreglo normalizado es reducido en este ángulo por el factor $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$.

Si tomamos la ecuación (3.19) la cual se puede aproximar a una función sinc e se iguala a 0.707

$$\frac{\sin x}{x} = 0.707 \quad (3.33)$$

tal que

$$x = \pi K d k (\sin \theta_H - \sin \theta_0) \quad (3.34)$$

Donde θ_H es el ángulo en que el factor del arreglo vale 0.707; de (3.33) se obtiene el valor de x, para que se cumpla la igualdad, para lo cual x debe ser igual a 1.39. A partir de esto se sustituye en (3.34) obteniendo

$$\sin \theta_H - \sin \theta_0 = \frac{2(1.39)}{K d k} \quad (3.35)$$

Si se expresa en términos de longitud de onda λ , ya que k_0 es el número de onda (3.6)

$$\sin \theta_H - \sin \theta_0 = \frac{0.442 \lambda}{L} \quad (3.36)$$

donde L es igual a

$$L = K d \quad (3.37)$$

Ahora si θ_B es el ancho del haz de potencia media, el cual se define como

$$\theta_B = 2(\theta_H - \theta_0) \quad (3.38)$$

Por identidades trigonométricas, la diferencia de la ecuación (3.36) se reescribe de la forma

$$\sin \theta_H - \sin \theta_0 = 2 \cos\left(\frac{\theta_H + \theta_0}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_H - \theta_0}{2}\right) \quad (3.39)$$

Es decir, la ecuación (3.39) se reescribe en términos de θ_0 y de θ_B lo que da como resultado

$$\sin \theta_H - \sin \theta_0 = 2 \cos\left(\theta_0 + \frac{\theta_B}{4}\right) \sin\left(\frac{\theta_B}{4}\right) \quad (3.40)$$

Si $\frac{\theta_B}{4}$ es despreciable en comparación de θ_0 y considerando la aproximación

$$\sin x \approx x, \text{ para valores de } x \text{ cercanos a } 0 \quad (3.41)$$

Para valores cercanos a cero la ecuación (3.40) se puede aproximar a

$$\sin \theta_H - \sin \theta_0 \approx 2 \frac{\theta_B}{4} \cos \theta_0 \quad (3.42)$$

Igualando (3.42) con (3.36) se obtiene

$$\theta_B = \frac{0.884\lambda}{L \cos \theta_0} \quad (3.43)$$

Lo cual es el ancho del haz de potencia media en términos de las especificaciones del arreglo, ángulo de direccionamiento del haz θ_0 , número de elementos del arreglo y distancia entre elementos, así como de la longitud de onda λ de la señal que incide sobre el arreglo [31].

3.8 MUESTREO ESPACIAL Y MUESTREO PERIÓDICO ESPACIAL EN UNA DIMENSIÓN

Un arreglo consiste de un conjunto de sensores que muestrean el sonido en diferentes puntos del espacio, cada sensor puede ser un transductor omnidireccional. El concepto de muestreo espacial, nos servirá para saber como se relaciona con la presencia de los lóbulos gratinados de los cuales se trató previamente.

Cuando se muestrea una señal $f(x,t)$ que es una función de 2 dimensiones, una dimensión espacial y tiempo, obtenemos una secuencia de señales temporales $y_m(t)$ dadas por

$$y_m(t) = f(md, t) \quad (3.44)$$

Donde d es el intervalo de muestreo espacial.

Ahora se analizará bajo que condiciones la señal $f(x,t)$ puede ser reconstruida a partir de la serie de muestras $y_m(t)$. Ya que k es el número de onda y la variable espacio continuo x . Cuando $f(x,t_0)$ en el instante t_0 no tiene componentes de frecuencia espacial en el intervalo [5].

$$|k| \geq k_0 \quad (3.45)$$

Y el intervalo de muestreo d es menor o igual $\frac{\pi}{k_0}$, el teorema de muestreo produce la ecuación de interpolación ideal

$$f(x, t_0) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} y_m(t_0) \frac{\sin(\pi(\frac{x}{d} - m))}{\pi(\frac{x}{d} - m)} \quad (3.46)$$

3.9 FILTRADO ESPACIAL

A continuación se analizará otra característica del formador de haz, el cual es capaz de filtrar señales dependiendo de su ubicación respecto al arreglo, de ahí que al formador de haz también se le conozca como filtro espacial. Se verá la relación que existe entre el formador de haz y la transformada de Fourier, ya que existen similitudes entre ellas es posible utilizar técnicas de filtrado en frecuencia en el diseño de filtros FIR por medio de ventanas para modificar el espectro de un arreglo.

3.9.1. Transformada de Fourier

Como se vio en el capítulo 2, la transformada de Fourier y su inversa se definen por las ecuaciones (2.11) y (2.12), y que son de utilidad para calcular filtros FIR por el método de ventanas.

Consideremos la ecuación (3.66) de un formador de haz, la cual es una función del número de muestras temporales n y del número de sensores i .

$$f(i, n) = \sum_{i=0}^K e^{j\omega(nT + \frac{d(K-i)\sin\theta}{v})} \quad (3.66)$$

Donde K es igual al número de sensores menos uno, en la ecuación se observa que la sumatoria inicia en el sensor cero ($i = 0$), si al sensor cero se le asigna $-K/2$ el cual es el sensor inicial hasta $K/2$ de la sumatoria se estaría agregando un adelanto en los sensores i , es decir

$$f(i + \frac{K}{2}, n) = \sum_{i=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{j\omega(nT + \frac{d(\frac{K}{2}-i)\sin\theta}{v})} \quad (3.67)$$

La función f adelantada en los sensores $K/2$ la igualamos a la función g como en la ecuación (3.46)

$$g(i, n) = f\left(i + \frac{K}{2}, n\right) \quad (3.68)$$

$$g(i, n) = \sum_{i=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{j\omega(nT + \frac{d(\frac{K}{2}-i)\sin\theta}{v})} \quad (3.69)$$

Ordenamos la ecuación (3.69) de la siguiente forma

$$g(i, n) = \sum_{i=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{j\omega nT + j\frac{\omega d(\frac{K}{2}-i)\sin\theta}{v}} \quad (3.70)$$

$$g(i, n) = e^{j\omega nT + j\frac{\omega d\frac{K}{2}\sin\theta}{v}} \sum_{i=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{j\frac{\omega d(-i)\sin\theta}{v}} \quad (3.80)$$

$$g(i, n) = e^{j\omega nT + j\frac{\omega d\frac{K}{2}\sin\theta}{v}} \sum_{i=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{-j\frac{\omega di\sin\theta}{v}} \quad (3.81)$$

El término que está afuera de la sumatoria es la señal que incide sobre el arreglo con un defasamiento, y no depende del número de sensores i . Ahora si los términos dentro la ecuación los agrupamos y sustituimos por las variables con lo que obtenemos

$$x' = di \quad (3.82)$$

$$\xi = \frac{\omega \sin\theta}{v} \quad (3.83)$$

$$g(\theta, n) = e^{j\omega nT + j\frac{\omega d\frac{K}{2}\sin\theta}{v}} \sum_{x'=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{-j\xi x'} \quad (3.84)$$

Al término de la sumatoria la denominamos como G el cual es una función dependiente de ξ , es decir

$$G(\xi) = \sum_{x'=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} g(x')e^{-j\xi x'} \quad (3.85)$$

donde $g(x')$ es el término

$$g(x') = 1 \quad (3.86)$$

De la ecuación anterior podemos apreciar que es semejante a la transformada de Fourier de la función $g(x')$ aunque truncada, si el número de sensores del arreglo se hiciera infinito la ecuación (3.85) se aproxima a la transformada de Fourier discreta. De lo anterior podemos inferir que el formador de haz transforma el defasamiento de la señal que incide en el arreglo a una función variante en grados espaciales, es decir en ángulo θ . De la misma forma que la transformada de Fourier transforma una señal variante en el tiempo por una función variante en la frecuencia. Es por ello que el patrón de radiación del arreglo lineal es semejante a la respuesta en frecuencia de un filtro paso bajas, La ecuación (3.87) es la transformada de Fourier que efectúa el formador de haz con un arreglo lineal de sensores, si el número de sensores es infinito [12].

$$G(\theta) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(i) e^{-j\left(\frac{\omega \sin \theta}{v}\right) \cdot di} \quad (3.87)$$

Si partimos de la definición de la Transformada de Fourier Discreta y su Transformada Inversa dadas por las ecuaciones (3.88) y (3.89) respectivamente

$$F(\xi) = \sum_{x=-\infty}^{\infty} f(x) e^{-j\xi x} \quad (3.88)$$

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\xi) e^{j\xi x} \quad (3.89)$$

Para el caso de la transformada de Fourier temporal se realiza un cambio de variable

$$\xi = \omega \quad (3.90)$$

$$x = nT \quad (3.91)$$

$$d\xi = d\omega \quad (3.92)$$

Con lo que obtenemos la Transformada de Fourier Discreta y su Transformada Inversa

$$F(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT)e^{-j\omega nT} \quad (3.93)$$

$$f(nT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{j\omega nT} d\omega \quad (3.94)$$

De la ecuación (3.94) y considerando que el espectro de una señal muestreada es periódico podemos calcular la transformada inversa como la integral del espectro en un período

$$f(nT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(\omega)e^{j\omega nT} d\omega \quad (3.95)$$

Realizamos el mismo procedimiento para obtener la transformada de Fourier y su transformada inversa aunque las variables son distintas

$$\xi = \frac{\omega \sin \theta}{v} \quad (3.96)$$

$$x' = di \quad (3.97)$$

$$d\xi = d\left(\frac{\omega \sin \theta}{v}\right) \quad (3.98)$$

$$d\xi = \frac{\omega}{v} \cos \theta d\theta \quad (3.99)$$

De la ecuación (3.96) se considera tanto la frecuencia angular ω como la velocidad v de la señal como constantes, sustituyendo (3.97), (3.98) y (3.99) en (3.88) y (3.89) obtenemos

$$G(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(di)e^{-j\left(\frac{\omega \sin \theta}{v}\right) \cdot di} \quad (3.100)$$

$$g(di) = \frac{v}{\omega} \int_{-\infty}^{\infty} G(\theta)e^{j\left(\frac{\omega \sin \theta}{v}\right) \cdot di} \left(\frac{\omega}{v} \cos \theta\right) d\theta \quad (3.101)$$

En la ecuación (3.101) $G(\theta)$ es periódica, cuyo periodo es π y su primer ciclo está en el intervalo de $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$, a diferencia del espectro de la transformada de Fourier discreto en el tiempo cuyo período es de 2π y su primer ciclo está en el intervalo de $-\pi$ a π , es por ello que cambian los límites de integración de la transformada inversa de Fourier de $-\pi$ a π por $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$.

Por lo que transformada de Fourier inversa es igual a la ecuación (3.102)

$$g(di) = \frac{v}{\omega} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} G(\theta) e^{j\left(\frac{\omega \sin \theta}{v}\right) \cdot di} \left(\frac{\omega}{v} \cos \theta\right) d\theta \quad (3.102)$$

3.9.2 Filtrado por medio de ventanas

Las ventanas se utilizan en el diseño de filtros FIR y permiten obtener los coeficientes del filtro de forma rápida y sencilla. Estas ventanas también se utilizan en el formador de haz para reducir la amplitud de los lóbulos laterales con respecto al lóbulo principal.

Cada una de las entradas del formador de haz se multiplica por un valor constante o peso w_i para todo $i = 1, 2, \dots, K$ elementos, tal como se muestra en la Figura 3.10, las entradas X son multiplicadas por los pesos W y después sumadas para obtener la salida Y

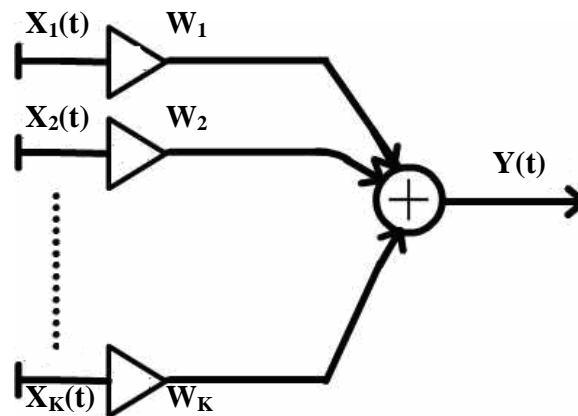


Figura 3.10 Formador de haz fijo con ventana.

En el capítulo anterior se mencionó el método de ventanas para el diseño de filtros FIR, este método consiste en obtener la respuesta al impulso de un filtro paso bajas ideal por medio de la transformada inversa de Fourier, una vez obtenida la respuesta al impulso, ésta se le da un atraso de muestras, después es truncada para obtener los coeficientes del

filtro FIR y por último se multiplican los coeficientes del filtro por alguna ventana como: rectangular, triangular, Hamming, Hanning, Chebyshev-Dolph, etc.

A continuación se explica cómo modificar este método para aplicarlo en el filtrado espacial a través de un ejemplo.

En lugar de utilizar un filtro paso bajas utilizamos un filtro espacial ideal definido por la ecuación (3.103) como se muestra en la Figura 3.11.

$$G(\theta) = \begin{cases} 1 & -\theta_x \leq \theta \leq \theta_x \\ 0 & \text{Para todos los demas valores} \end{cases} \quad (3.103)$$

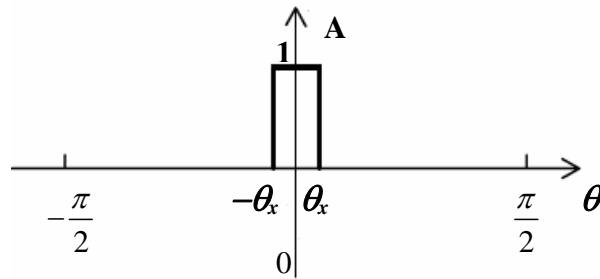


Figura 3.11 Patrón de radiación ideal centrado en 0° .

A $G(\theta)$ le aplicamos la transformada inversa de Fourier considerando que el vector direccionamiento θ_0 es igual a cero, por lo que el vector direccionamiento es igual a 1 para este caso.

$$g(di) = \frac{v}{\omega} \int_{-\theta_x}^{\theta_x} 1 e^{j\left(\frac{\omega \sin \theta}{v}\right) \cdot di} \left(\frac{\omega}{v}\right) \cos \theta d\theta \quad (3.104)$$

Se realiza el siguiente cambio de variable para calcular la integral con lo que obtenemos la ecuación (3.108).

$$\xi = \frac{\omega \sin \theta}{v} \quad (3.105)$$

$$d\xi = \left(\frac{\omega}{v}\right) \cos \theta d\theta \quad (3.107)$$

$$g(di) = \frac{v}{\omega} \int_{-\theta_x}^{\theta_x} 1 e^{j\xi di} d\xi \quad (3.108)$$

Se resuelve la ecuación (3.108) con lo que se obtiene

$$g(di) = \frac{v}{j\omega di} e^{j\xi di} \Big|_{-\theta_x}^{\theta_x} \quad (3.109)$$

Nuevamente realizamos un cambio de variable con lo que obtenemos

$$g(di) = \frac{v}{j\omega di} \left(e^{j\left(\frac{\omega \sin \theta_x}{v}\right) di} - e^{-j\left(\frac{\omega \sin \theta_x}{v}\right) di} \right) \quad (3.110)$$

$$(di) = \frac{v}{j\omega di} \left(e^{j\left(\frac{\omega \sin \theta_x}{v}\right) di} - e^{-j\left(\frac{\omega \sin \theta_x}{v}\right) di} \right) \quad (3.111)$$

Se obtiene la ecuación (3.111)

$$g(di) = \frac{2v}{\omega di} \sin\left(\frac{\omega di \sin \theta_x}{v}\right) \quad (3.112)$$

La ecuación (3.112) se retrasa $\frac{K}{2}$ muestras con lo que obtenemos $g'(di)$ que es una versión retrasada de $g(di)$.

$$g'(di) = g\left(d\left(i - \frac{K}{2}\right)\right) \quad (3.113)$$

$$g(di) = \frac{2v}{\omega d\left(i - \frac{K}{2}\right)} \sin\left(\frac{\omega d\left(i - \frac{K}{2}\right) \sin \theta_x}{v}\right) \quad (3.114)$$

$$g'(di) = \frac{2v}{\omega d\left(\frac{K}{2} - i\right)} \sin\left(\frac{\omega d\left(\frac{K}{2} - i\right) \sin \theta_x}{v}\right) \quad (3.115)$$

Ahora se procede a truncar la ecuación (3.115) multiplicando por una ventana rectangular definida por la ecuación (3.116), que es semejante a la ventana rectangular vista

en el Capítulo 2 con la diferencia que en lugar de variar la ventana por el número de muestras n , varía por el número de sensores i .

$$w_i(di) = \begin{cases} 1 & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & \text{todos los demás valores} \end{cases} \quad (3.116)$$

$$h(di) = g'(di)w_i(di) \quad (3.117)$$

$$h(di) = \begin{cases} \frac{2v}{\omega d \left(\frac{K}{2} - i\right)} \sin \left(\frac{\omega d \left(\frac{K}{2} - i\right) \sin \theta_x}{v} \right) & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & \text{para todos los demás valores} \end{cases} \quad (3.118)$$

La ecuación (3.118) representa los pesos de los coeficientes del filtro espacial ideal mostrado en la figura para un arreglo lineal de sensores considerando una ventana rectangular, al igual que en los filtros FIR temporales se pueden usar las ventanas de Hamming, Hanning, Chebyshev-Dolph, triangular, etc.

Ahora procedemos a obtener un filtro espacial que tenga el patrón de radiación ideal mostrado en la Figura 3.12.

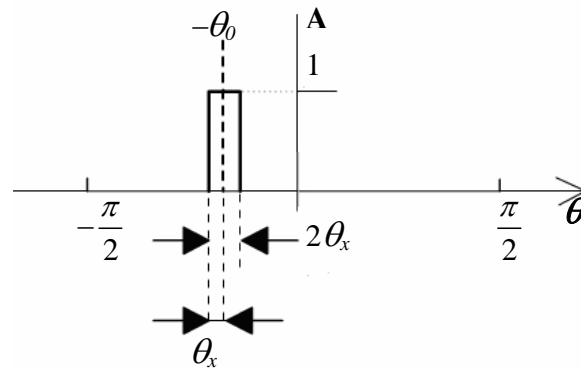


Figura 3.12 Patrón de radiación ideal centrado en $-\theta_0$.

$$G(\theta) = \begin{cases} 1 & -\theta_0 - \theta_x \leq -\theta_0 \leq -\theta_0 + \theta_x \\ 0 & \text{Para todos los demás valores} \end{cases} \quad (3.119)$$

$$g(di) = \frac{v}{\omega} \int_{\theta_0 - \theta_x}^{-\theta_0 + \theta_x} e^{j \left(\frac{\omega \sin \theta}{v} \right) \cdot di} \left(\frac{\omega}{v} \right) \cos \theta d\theta \quad (3.120)$$

Se resuelve la integral de la misma forma con lo que se obtiene

$$g(di) = \frac{v}{j\omega di} \left(e^{j \left(\frac{\omega \sin(-\theta_0 + \theta_x)}{v} \right) di} - e^{-j \left(\frac{\omega \sin(-\theta_0 - \theta_x)}{v} \right) di} \right) \quad (3.121)$$

Utilizando la propiedad trigonométrica de suma de ángulos

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) \pm \cos(\alpha) \sin(\beta) \quad (3.122)$$

Reordenamos (3.121)

$$g(di) = \frac{v}{j\omega di} \left(e^{j \frac{\omega}{v} di (\sin(-\theta_0) \cos(\theta_x) + \sin(\theta_x) \cos(-\theta_0))} - e^{-j \frac{\omega}{v} di (\sin(-\theta_0) \cos(-\theta_x) + \sin(-\theta_x) \cos(-\theta_0))} \right) \quad (3.123)$$

$$g(di) = \frac{v}{j\omega di} \left(e^{j \frac{\omega}{v} di (-\sin(\theta_0) \cos(\theta_x) + \sin(\theta_x) \cos(\theta_0))} - e^{-j \frac{\omega}{v} di (-\sin(\theta_0) \cos(\theta_x) - \sin(\theta_x) \cos(\theta_0))} \right) \quad (3.123)$$

$$g(di) = \frac{-j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_0) \cos(\theta_x)}{j\omega di} \left(e^{j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_x) \cos(\theta_0)} - e^{-j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_x) \cos(\theta_0)} \right) \quad (3.124)$$

$$g(di) = \frac{-j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_0) \cos(\theta_x)}{j\omega di} \left(e^{j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_x) \cos(\theta_0)} - e^{-j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_x) \cos(\theta_0)} \right) \quad (3.125)$$

$$g(di) = \frac{-j \frac{\omega}{v} di \sin(\theta_0) \cos(\theta_x)}{2ve} \sin \left(\frac{\omega}{v} di \sin(\theta_x) \cos(\theta_0) \right) \quad (3.126)$$

La ecuación (3.126) se retrasa en $\frac{K}{2}$ muestras

$$g'(d(i - \frac{K}{2})) = \frac{-j \frac{\omega}{v} d(i - \frac{K}{2}) \sin(\theta_0) \cos(\theta_x)}{2ve} \sin \left(\frac{\omega}{v} d(i - \frac{K}{2}) \sin(\theta_x) \cos(\theta_0) \right) \quad (3.127)$$

$$g'(d(i - \frac{K}{2})) = \frac{2ve^{-j\frac{\omega}{v}d(i - \frac{K}{2})\sin(\theta_0)\cos(\theta_x)}}{\omega d(\frac{K}{2} - i)} \sin\left(\frac{\omega}{v}d(\frac{K}{2} - i)\sin(\theta_x)\cos(\theta_0)\right) \quad (3.128)$$

$$h(di) = g'(di)w(di) \quad (3.129)$$

Ahora se multiplica por una ventana cuadrada retrasada $\frac{K}{2}$ muestras

$$w_i(di) = \begin{cases} 1 & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & \text{todos los demás valores} \end{cases} \quad (3.130)$$

$$h(di) = \begin{cases} \frac{2ve^{-j\frac{\omega}{v}d(i - \frac{K}{2})\sin(\theta_0)\cos(\theta_x)}}{\omega d(\frac{K}{2} - i)} \sin\left(\frac{\omega}{v}d(\frac{K}{2} - i)\sin(\theta_x)\cos(\theta_0)\right) & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & \text{todos los demás valores} \end{cases} \quad (3.131)$$

De la ecuación (3.131) podemos notar que es semejante a la ecuación (3.118) a excepción del término que se muestra en la ecuación (3.132)

$$f_\theta(di) = e^{-j\frac{\omega}{v}d(i - \frac{K}{2})\sin(\theta_0)\cos(\theta_x)} \quad (3.132)$$

Este término $f_\theta(di)$ es llamado vector de direccionamiento y es el que efectúa el cambio de dirección del haz, el signo menos indica un retraso espacial el cual será de gran utilidad.

Siguiendo el procedimiento para calcular estos filtros espaciales es posible obtener los pesos de un filtro ideal que es semejante a un filtro supresor de banda como se observa en la Figura 3.13.

De la misma forma que se calcularon los pesos de los filtros anteriores se obtiene la ecuación (3.133) considerando una ventana rectangular.

$$h(di) = \begin{cases} \frac{2ve^{-j\frac{\omega}{v}d(i - \frac{K}{2})\sin(\theta_0)\cos(\theta_x)}}{\omega d(\frac{K}{2} - i)} \left(\sin\left(\frac{\omega}{v}d(\frac{K}{2} - i)\right) - \sin\left(\frac{\omega}{v}d(\frac{K}{2} - i)\sin(\theta_x)\cos(\theta_0)\right) \right) & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & \text{todos los demás valores} \end{cases} \quad (3.133)$$

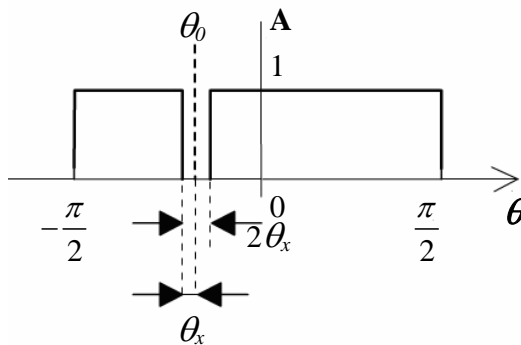


Figura 3.13 Patrón de radiación ideal supresión en $-\theta_0$.

En la Tabla 3.1 se muestran ejemplos de los patrones de radiación para los distintos casos para un arreglo lineal uniforme de dieciséis micrófonos una distancia d igual a un centímetro sobre el cuál incide una señal senoidal de 17 kHz.

Tabla 3.1 Distintos patrones de radiación	
Descripción	Patrón de radiación deseado y obtenido
Patrón de radiación semejante a la respuesta en frecuencia de un filtro paso bajas, el patrón de radiación concentrar la mayor potencia en el intervalo angular de -25° a 25° .	
Patrón de radiación semejante a la respuesta en frecuencia de un filtro paso banda, el patrón se diseño de forma que concentre la mayor potencia en el intervalo angular de -40° a -20° y cuya máxima potencia está en -30° , como se aprecia en la gráfica se presenta un segundo lóbulo en el intervalo 40° a 60° , esto es debido a que en el vector direccionamiento se realiza un truncamiento.	
Patrón de radiación semejante a la respuesta en frecuencia de un filtro supresor de banda, se diseñó de forma que en el intervalo angular de -35° a -25° se suprima la potencia, esto se utiliza para suprimir una señal no deseada proveniente de una dirección en particular.	

Hasta este momento se han encontrado los pesos para un filtro espacial considerando una ventana rectangular aunque como ya se mencionó se pueden aplicar otro tipo de ventanas.

3.9.3 Atenuación de lóbulos laterales utilizando ventanas

Los lóbulos laterales alrededor del lóbulo principal en el patrón de radiación del arreglo son poco favorables o indeseables para el formador de haz. Los lóbulos laterales pueden ser reducidos aplicando diferentes pesos a los elementos del arreglo por lo que el factor del arreglo queda expresado por la ecuación (3.134). Donde g_i representa los pesos de la respuesta impulso y w_i representa la ventana que se aplica para truncar la respuesta impulso g_i .

$$S_a(\theta) = \sum_{i=0}^K w_i g_i e^{j(K-i)dk_0(\sin\theta - \sin\theta_0)} \quad (3.134)$$

A continuación se mencionan algunas ventanas comúnmente utilizadas y sus características principales, considerando un arreglo lineal de micrófonos de 16 elementos separados una distancia d igual a un centímetro sobre el cuál incide una señal senoidal de 17 kHz.

3.9.3.1 Ventana rectangular

$$w_i = \begin{cases} 1 & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & K \leq i \end{cases} \quad (3.135)$$

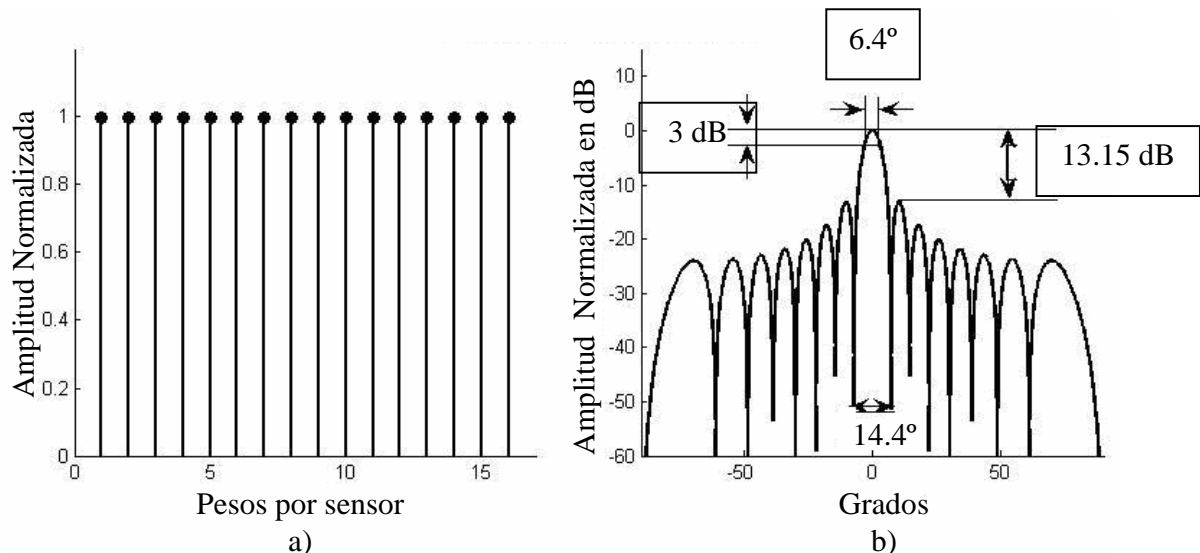


Figura 3.17 Patrón de radiación del arreglo con ventana rectangular.

Se observa en la Figura 3.17 (b) que la diferencia entre el lóbulo principal y el primer lóbulo lateral es de aproximadamente de 13 dB, el ancho de haz de potencia media es de 6.4° y el ancho del lóbulo principal mide aproximadamente 14.4°.

3.9.3.2 Ventana triangular o de Bartlett

$$w_i = \begin{cases} \frac{2i}{K-1} & 0 \leq i \leq \frac{K-1}{2} \\ 2 - \frac{2i}{K-1} & \frac{K-1}{2} \leq i \leq K-1 \\ 0 & K \leq i \end{cases} \quad (3.136)$$

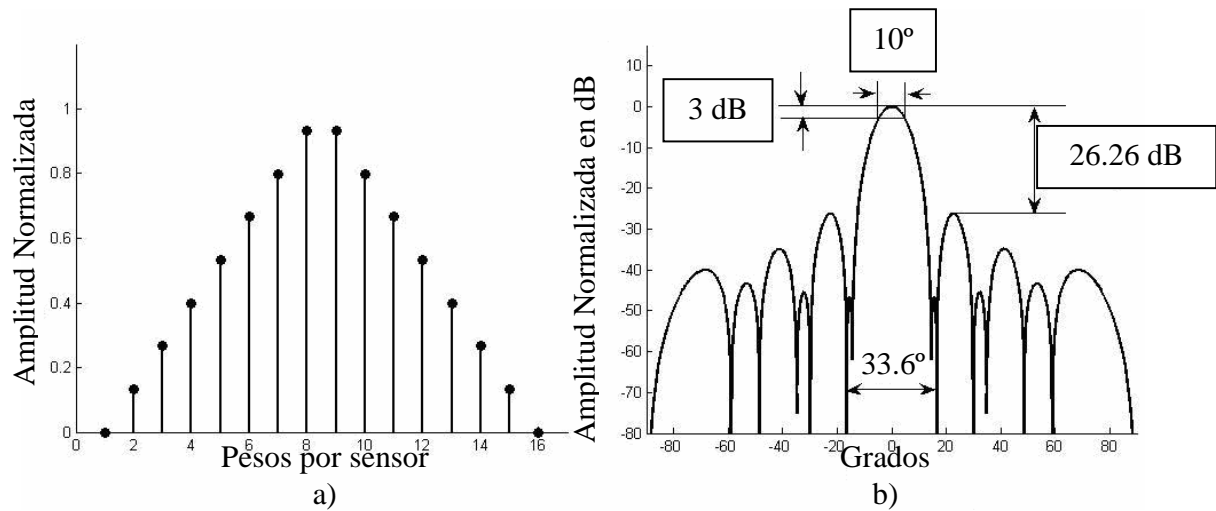


Figura 3.18 Patrón de radiación del arreglo con ventana Triangular.

La Figura 3.18 muestra la forma de la ventana triangular, se observa que en el patrón de radiación el primer lóbulo lateral se ve reducido hasta casi 50 dB pero la diferencia entre el lóbulo principal y el segundo lóbulo lateral es de 26.26 dB. El ancho de haz de potencia media es de 10° mayor que en el caso de la ventana rectangular. El ancho del lóbulo principal se considera hasta donde inicia el segundo lóbulo lateral y es de 33.6°.

3.9.3.3 Ventana de Hamming

$$w_i = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi i}{K}\right) & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & K \leq i \end{cases} \quad (3.137)$$

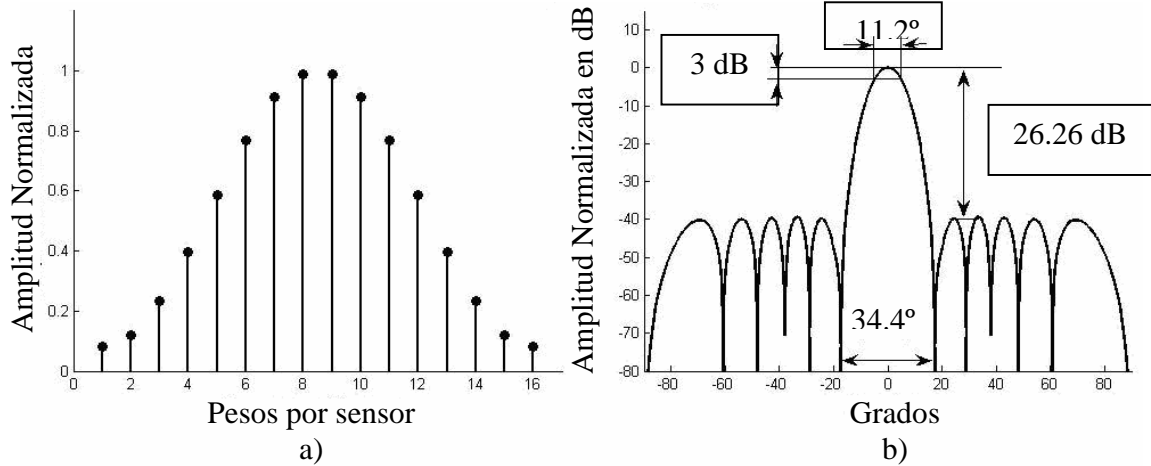


Figura 3.19 Patrón de radiación del arreglo ventana Hamming.

Los lóbulos laterales en el patrón de radiación de la Figura 3.19 (b) sus amplitudes son casi iguales y existe una diferencia con respecto al lóbulo principal de 39.82 dB, el ancho del haz de potencia media del lóbulo principal es de 11.2° el cual es mayor que el de las ventanas anteriores y el ancho del lóbulo principal aumenta a 34.4°.

3.9.3.4 Ventana de Hanning

$$w_i = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi i}{K}\right) & 0 \leq i \leq K-1 \\ 0 & K \leq i \end{cases} \quad (3.138)$$

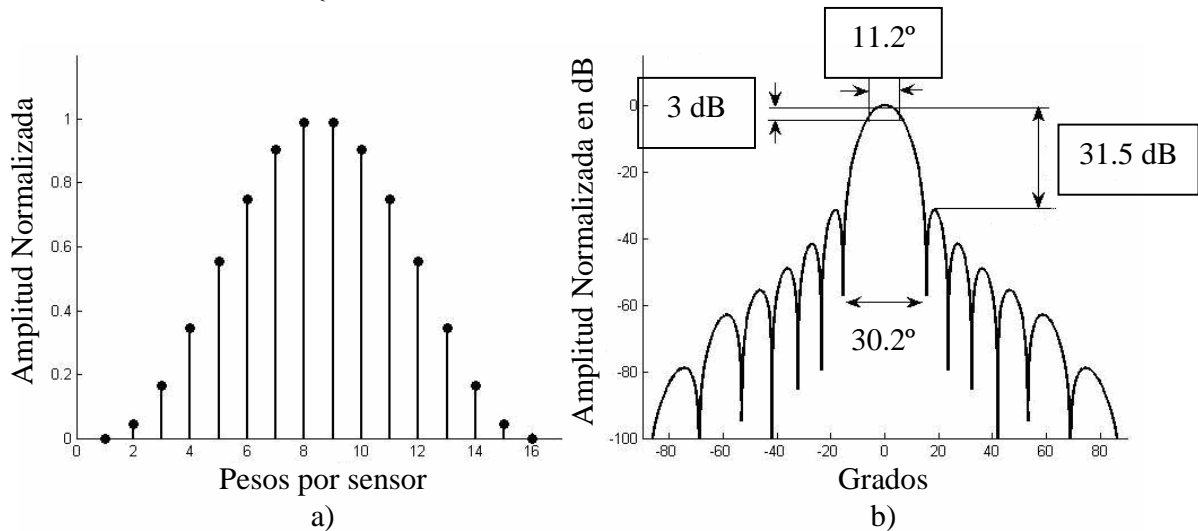


Figura 3.20 Patrón de radiación del arreglo con ventana Hanning.

Esta ventana le da una forma triangular más pronunciada al patrón de radiación del arreglo, tiene una diferencia entre el lóbulo principal y el primer lóbulo lateral de 31.5 dB, el ancho del haz de potencia media de 11.2° y el ancho del lóbulo principal es de 30.2° [11].

3.9.3.5 Ventana Chebyshev - Dolph

Esta ventana presenta ciertas ventajas con respecto a las ventanas anteriores, tiene la ventaja de que el nivel de los lóbulos laterales se puede minimizar a un valor específico, es decir, se tiene el control del nivel de los lóbulos laterales limitándolos según se requiera. Para obtener los coeficientes se aproxima el factor o patrón del arreglo a un polinomio de Chebyshev.

El polinomio de Chebyshev está definido como

$$T_m(z) = \cos(m \cos^{-1} z) \text{ para } -1 \leq z \leq 1 \quad (3.139)$$

y

$$T_m(z) = \cosh(m \cosh^{-1} z) \text{ para } |z| > +1 \quad (3.140)$$

Para conocer el procedimiento que se realiza en el cálculo de los coeficientes de la ventana de Chebyshev se puede consultar de las referencias [3] y [11]. En la Figura 3.21 se muestra una ventana de Chebyshev-Dolph para un arreglo de 16 elementos, con una diferencia de 20 dB entre el lóbulo principal y los lóbulos laterales.

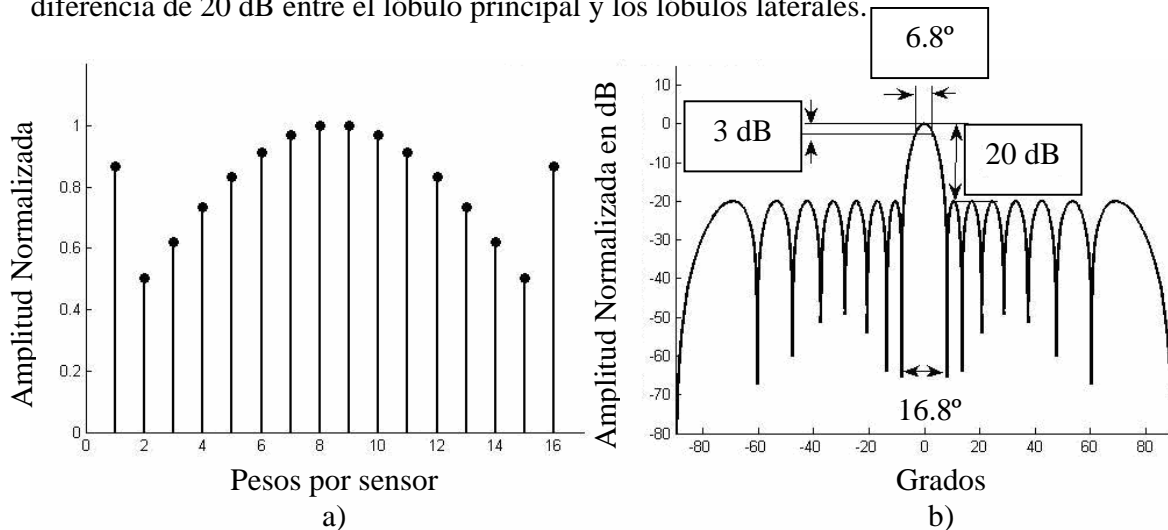


Figura 3.21 Ventana Chebyshev – Dolph de 16 elementos con atenuación de 20dB.

La ventana Chebyshev – Dolph suprime los lóbulos laterales en 20 dB, aunque se pueden diseñar para otros niveles de atenuación, lo cual es menor a las ventanas anteriores, comparando con la ventana de Hamming, para la cual los lóbulos laterales tienen aproximadamente la misma amplitud al igual que la ventana Chebyshev- Dolph. Pero también se observa que el lóbulo principal es más angosto con la ventana Chebyshev-Dolph a diferencia de las demás ventanas, con un ancho de 15°, que para otras ventanas está cerca de los 30°, además la ventana Chebyshev–Dolph es la que tiene un menor ancho de media potencia de 6.8° a comparación de las otras ventanas, a excepción de la ventana cuadrada.

Existen otras ventanas propias de los filtros FIR que se pueden implementar tal como la ventana de Gauss, Blackman, Kaiser, etc.

3.9.4 Arreglo banda ancha y banda angosta

El procesamiento de un formador de haz involucra la manipulación de las señales que inciden sobre los elementos del arreglo de sensores. Dependiendo de la aplicación, se hace una división en el modo de operación de los arreglos, de acuerdo a la naturaleza de las señales que se utilizan.

Existen dos modos de operación de los arreglos de sensores los cuales son arreglos de banda angosta y arreglos de banda ancha, ambos se diferencian de acuerdo a concepto Fracción de Ancho de Banda de la señal que manipula el arreglo.

La Fracción de Ancho de Banda (FB) es un porcentaje que se define por la ecuación (3.141)

$$FB = \frac{f_h - f_l}{(f_h + f_l)/2} \times 100\% \quad (3.141)$$

Donde f_h y f_l corresponden a las componentes de alta y baja frecuencia de la señal respectivamente. Un arreglo de banda angosta es aquel que tiene un FB de menos del 1%. Para el caso de los arreglos de banda ancha estos son diseñados para operar a un FB hasta del 25% y a los arreglos que se diseñan con un FB del 25 a 200% se les nombra como arreglos de ultra banda ancha.

En este capítulo se tomará en cuenta un arreglo de banda angosta, ya que el diseño y análisis son más sencillos que en el caso de arreglos de banda ancha [11].

3.10 FILTRADO ADAPTABLE

3.10.1 Estructura transversal de filtro adaptable

La estructura más comúnmente utilizada en la implementación de filtros adaptables es la estructura transversal como se muestra en la Figura 3.22.

El filtro adaptable tiene una entrada $x(n)$, una salida $y(n)$ y una secuencia $d(n)$ es la señal deseada. La salida $y(n)$ es la combinación lineal de las muestras retrasadas de la secuencia de entrada $x(n)$ de acuerdo con la ecuación (3.142).

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (3.142)$$

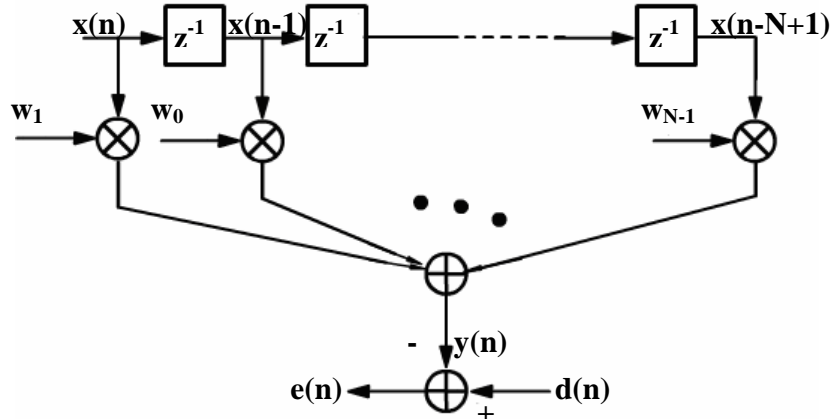


Figura 3.22 Estructura transversal

Donde $w_i(n)$ se le llama pesos o coeficientes del filtro, N es la longitud del filtro, las muestras de entrada $x(n-i)$, para $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ se les llaman entradas del filtro, los pesos $w_i(n)$ pueden variar en el tiempo controlados por el algoritmo adaptable.

En algunas aplicaciones, tales como en el formador de haz, las entradas del filtro no son muestras retrasadas de una entrada única, en tal caso la estructura del filtro adaptable asume la forma de la Figura 3.23.

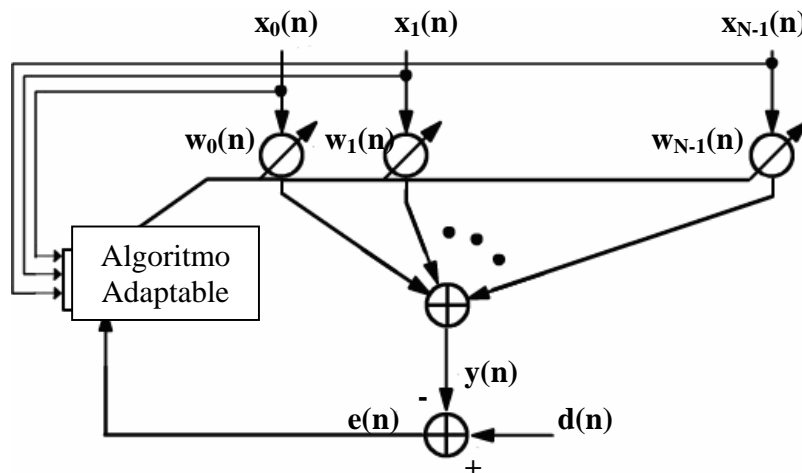


Figura 3.23 Combinador lineal.

Esto es llamado un combinador lineal y su salida es una combinación lineal de diferentes señales recibidas en sus entradas del filtro. Las estructuras de las figuras 3.22 y 3.23 son de filtros no recursivos, es decir, el cálculo de la salida del filtro no involucra algún mecanismo de realimentación. La figura también es referida como filtro de respuesta finita al impulso FIR, ya que su respuesta al impulso es de duración finita en el tiempo.

3.10.2 Solución de Wiener

Muchos algoritmos son diseñados para minimizar el error cuadrático entre la señal deseada $d(t)$ y la salida del arreglo $y(t)$. Mediante la siguiente demostración se obtendrá el término llamado solución de *Wiener*, que posteriormente se relacionará con un formador de haz adaptable. Con $y(n)$ y $d(n)$ que denotan las señales muestreadas de $y(t)$ y de la señal deseada $d(t)$ en el instante t_n , respectivamente [11]. Entonces la señal error está dada por

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.143)$$

Y el error cuadrático está definido por la función costo

$$J(n) = E \left\{ |e(n)|^2 \right\} \quad (3.144)$$

Donde $E \{ \bullet \}$ indica el valor esperado la función costo J tiende a su valor mínimo cuando todos los elementos de su vector gradiente tienden a cero.

La salida $y(n)$ esta definida por la ecuación (3.145)

$$y(n) = W^H x(n) \quad (3.145)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.143) y (3.145) en la ecuación (3.144) obtenemos

$$J = E \left\{ |d(n) - y(n)|^2 \right\} \quad (3.146)$$

$$J = E \left\{ [d(n) - y(n)] \bullet [d(n) - y(n)]^* \right\} \quad (3.147)$$

$$J = E \left\{ [d(n) - W^H x(n)] \bullet [d(n) - W^H x(n)]^* \right\} \quad (3.148)$$

$$J = E \left\{ |d(n)|^2 - d(n)x^H(n)W(n) - W^H x(n)d^*(n) + W^H x(n)x^H W \right\} \quad (3.149)$$

$$J = E \left\{ |d(n)|^2 \right\} - p_u^H W - W^H p_u + W^H R_u W \quad (3.150)$$

Donde R_u y p_u se definen

$$R_u = E \left\{ x(n)x^H(n) \right\} \quad (3.151)$$

$$p_u = E \left\{ x(n)d^*(n) \right\} \quad (3.152)$$

R_u es la matriz autocorrelación de los datos de la entrada $x(n)$, y p_u es la vector correlación cruzada entre el vector datos entrada y la señal deseada $d(n)$. El vector gradiente de J , está definido como

$$\nabla J = 2 \frac{\delta J}{\delta W^*} \quad (3.153)$$

Donde $\frac{\delta}{\delta W^*}$ es la derivada parcial conjugada con respecto al vector complejo W . Cuando J es minimizado, el vector gradiente será igual a un vector nulo de $M \times 1$

$$\nabla J \Big|_{W_{opt}} = 0 \quad (3.154)$$

Sustituyendo la ecuación (3.154) en (3.153) se obtiene

$$-2p_u + 2R_u W_{opt} = 0 \quad (3.155)$$

Por consiguiente se llega a la igualdad

$$R_u W_{opt} = p_u \quad (3.156)$$

La ecuación (3.156) representa en forma matricial la ecuación de **Wiener-Hopf**, premultiplicando (3.157) por la inversa R_u^{-1} se obtiene el vector de pesos óptimo

$$W_{opt} = R_u^{-1} p_u \quad (3.157)$$

W_{opt} también se le llama **solución de Wiener** [11].

Se observa que para obtener W_{opt} se requiere conocer la matriz R_u que es la correlación de las entradas $x(n)$ y el vector p_u es un vector de correlación entre la entrada $x(n)$ y la señal deseada $d(n)$ [11].

Para calcular la matriz R_u y p_u , así como también la matriz inversa R_u^{-1} , se necesita una gran cantidad de operaciones. Por lo que se han propuesto métodos para obtener W_{opt} reduciendo el número de operaciones. Uno de estos métodos es el llamado *pasos descendentes* con el cual W_{opt} es calculado de forma recursiva.

Este método parte de la suposición de que existe un valor mínimo que cumpla con la desigualdad (3.158), se considera que la corrección sucesiva del vector de pesos en la dirección negativa del vector gradiente eventualmente debe llegar al mínimo error cuadrático J_{min} , en el cual al vector pesos asume su valor óptimo W_{opt} .

$$J(W_{opt}) \leq J(W) \quad \text{para todo vector } W \quad (3.158)$$

$W(n)$ es el vector de pesos en el tiempo n , de acuerdo al método de pasos descendentes, el valor buscado del vector de pesos en el tiempo $n+1$ es computado utilizando la siguiente relación recursiva

$$W(n+1) = W(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(J(W))] \quad (3.159)$$

Donde μ es un valor constante real positivo llamado como parámetro constante de pesos. El factor $\frac{1}{2}$ es introducido por conveniencia matemática [11].

De la ecuación del gradiente (3.153)

$$\nabla(J(W)) = -2p_u + 2R_u W(n) \quad (3.160)$$

Sustituyendo la ecuación (3.160) en (3.159) se obtiene

$$W(n+1) = W(n) + \mu [p_u - R_u W(n)] \text{ para } k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.161)$$

El vector gradiente puede escribirse

$$\nabla(J(W)) = -2E[x(n)d^*(n) - x(n)x^H(n)W(n)] \quad (3.162)$$

$$\nabla(J(W)) = -2E[x(n)\{d(n) - y(n)\}^*] \quad (3.163)$$

$$\nabla(J(W)) = -2E[x(k)e^*(k)] \quad (3.164)$$

La ecuación (3.161) se puede expresar ahora como

$$W(n+1) = W(n) + \mu E[x(n)e^*(n)] \quad (3.165)$$

Para la estabilidad y convergencia del algoritmo

$$0 \leq \mu \leq \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (3.166)$$

Donde λ_{\max} es el valor máximo de los eigenvalores de R_u [11].

3.10.3 Algoritmo de mínimos cuadrados (Least Mean Square, LMS)

Si fuera posible obtener el valor exacto de ∇J en cada iteración y si el parámetro μ es convenientemente elegido, entonces el vector de pesos calculado por el método de *pasos descendentes* convergerá a la solución de *Wiener* óptimo. Pero en realidad la medida exacta del vector gradiente no es posible ya que requiere el conocimiento previo de la

matriz correlación R_u del vector de entrada de datos y el vector correlación cruzada p_u entre el vector entrada de datos y la señal deseada.

Es por ello la utilidad del algoritmo de mínimos cuadrados LMS, ya que el vector gradiente es estimado a partir de los datos disponibles. El algoritmo LMS es simple, no requiere valores relevantes de funciones correlación y de ninguna inversión de matrices.

El vector $\nabla(J(W))$ se estima al sustituir el valor esperado en la ecuación (3.156) con el valor instantáneo estimado.

$$\nabla(J(W)) = -2x(n)e^*(n) \quad (3.167)$$

Al sustituir (3.167) en (3.159) se obtiene

$$W(n+1) = W(n) + \mu x(n)e^*(n) \quad (3.168)$$

Por lo que el **algoritmo LMS se basa en estas tres ecuaciones básicas**

$$y(n) = W^H x(n) \quad (3.169)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.170)$$

$$W(n+1) = W(n) + \mu x(n)e^*(n) \quad (3.171)$$

El algoritmo LMS requiere $2M+1$ multiplicaciones y $2M$ adiciones donde M es el número de pesos utilizados en el arreglo adaptable [11].

3.10.4 Algoritmo cancelador general de lóbulos laterales (GSC)

La estructura general de un cancelador de lóbulos laterales es la que se muestra en la Figura 3.24.

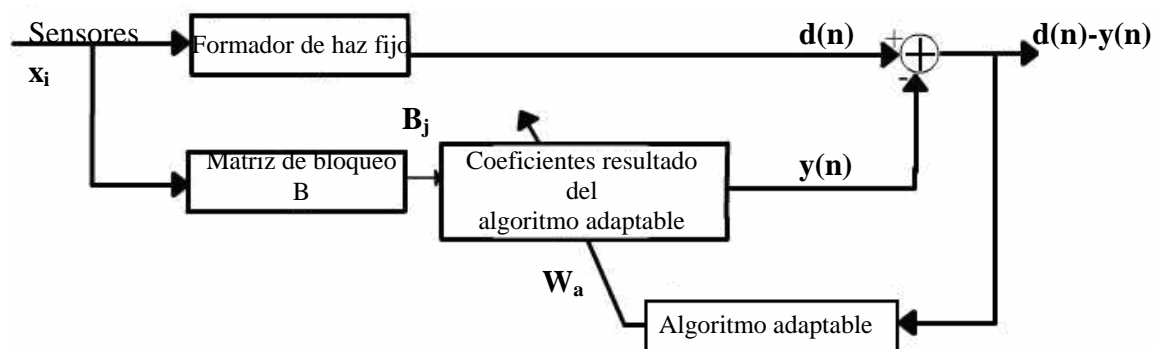


Figura 3.24 Algoritmo cancelador general de lóbulos laterales [5].

El cual consiste de cuatro bloques, formador de haz no adaptable o convencional, matriz de bloqueo, algoritmo adaptable y coeficientes resultados del algoritmo adaptable.

Tanto el formador de haz convencional como la matriz de bloqueo B , sus entradas provienen de los sensores, en caso de que se tenga en el diseño un vector de pesos correspondientes a una ventana, esta solo se contempla en el bloque del formador de haz. La matriz de bloqueo tiene la función de remover la señal deseada, dejando únicamente las interferencias que deseamos atenuar, una característica de la matriz de bloqueo es que la suma de los elementos de sus renglones deben sumar cero.

Después de remover la señal deseada con la matriz de bloqueo, la sección adaptable enfatiza el remanente basándose en la salida y es así como el formador de haz convencional enfatiza la señal deseada obteniéndose el vector de coeficientes adaptable, el cual manipula los datos de salida de la matriz de bloqueo. A la salida del bloque de coeficientes adaptables el resultado se resta de la salida del formador de haz convencional, a su vez el resultado de esta resta sirve de entrada al algoritmo adaptable.

Por lo general se utiliza la matriz de bloqueo dada por *Griffits-Jim*, que de acuerdo con la teoría es la que ofrece mejores resultados, la cual produce el vector resultado B_j mostrado en la ecuación (3.172) [4].

$$B_j = \begin{bmatrix} x_0[n - \delta_0] - x_1[n - \delta_1] \\ x_0[n - \delta_0] - x_2[n - \delta_2] \\ x_0[n - \delta_0] - x_3[n - \delta_3] \\ \dots \\ \dots \\ x_0[n - \delta_0] - x_{N-1}[n - \delta_{N-1}] \end{bmatrix} \quad (3.172)$$

3.11 ESTIMACIÓN O DETECCIÓN DE DIRECCIÓN DE ARRIBO, MÉTODO RETRASO Y SUMA

Los métodos clásicos de detección de dirección de Arribo DOA están basados en el formador de haz. Las dos técnicas clásicas para DOA son el método retraso y suma y la respuesta sin distorsión de varianza mínima (MVDR).

La idea básica es escanear un haz a través del espacio y medir la potencia recibida de cada dirección, la dirección en la que se obtiene la mayor cantidad de potencia es considerada como la dirección DOA.

Los métodos retraso y suma computan el DOA por la medición de la potencia de la señal en cada ángulo de arribo posible y seleccionando como el estimado del ángulo de arribo la dirección de máxima potencia.

La potencia de una dirección en particular es medida para formar un haz en que dirección y poniendo los pesos del formador de haz iguales al vector dirección correspondiente a está dirección en particular.

$$P(\theta) = E[y^H y] = E[|w^H x_n|^2] = E[|\delta(\theta)^H x_n|^2] = \delta(\theta)^H R_{xx} \delta(\theta) \quad (3.173)$$

$P(\theta)$ indica la potencia en una dirección θ dada, w son los pesos coeficiente de la ventana, x_n son las n señales recibidas por arreglo, $\delta(\theta)$ indica el vector de direccionamiento para la dirección θ y R_{xx} es igual a $E[x_n x_n^H]$. $P(\theta)$ tendrá valores máximos cuando w es igual a los vectores dirección correspondientes a las señales que inciden [8].

3.12 SÍNTESIS

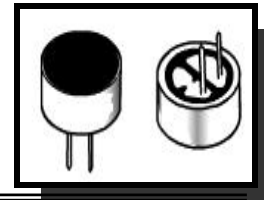
En este capítulo se revisó una pequeña parte de la teoría disponible y que se utilizó para el desarrollo del trabajo de tesis. Al principio se explica qué es un arreglo lineal de sensores, el proceso de formación de haz que se efectúa al sumar todas las señales producidas por el arreglo con lo que se obtiene un patrón de radiación del arreglo, y con base en el patrón de radiación se explicaron sus características más importantes para el efecto de esta tesis.

Después, se explicó que el formador de haz es un tipo de filtro capaz de seleccionar señales en el espacio, se analizaron algunas técnicas para mejorar la respuesta de este filtro, aplicando ventanas que se utilizan en el diseño de filtros FIR, y además filtrado adaptable utilizando el algoritmo LMS.

Con los filtros espaciales que se pueden obtener con el formador de haz y el arreglo de micrófonos basados en las técnicas antes mencionadas es posible realizar un barrido en el espacio que es el principio del método más sencillo de estimación de dirección de arribo de una señal.

- Página dejada en blanco intencionalmente -

CAPÍTULO 4



DISEÑO DEL SISTEMA

Para el diseño del sistema existen varios parámetros que se tienen que tomar en cuenta, como el número de canales disponibles, frecuencia de la señal de prueba y frecuencia de muestreo del sistema. Algunos parámetros tendrán mayor peso que otros por lo que influirán en mayor medida en el funcionamiento del sistema.

Se realizó el diseño del sistema considerando la naturaleza de la señal, las características del hardware disponible así como la teoría. Éste se puede dividir en dos partes, hardware y software, que a su vez tendrán subdivisiones. El hardware comprende el circuito acondicionador de señal para conectar los micrófonos con la tarjeta DSP, el arreglo de micrófonos y el DSP. El software es el programa con todas las instrucciones que ejecutará el DSP, que se puede dividir en configuración del DSP y sus periféricos, captura de datos, y el proceso del formador de haz.

El diseño general del sistema se ilustra en la Figura 4.1, que se divide en tres partes, arreglo de micrófonos, el circuito acondicionador de señal y la tarjeta de desarrollo DSK TMS320F2812. A continuación se explicará cada parte del sistema en forma separada.

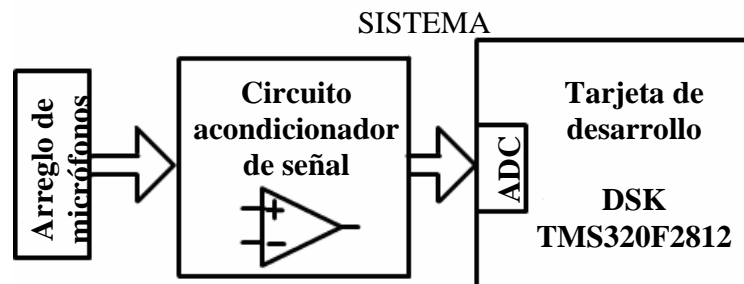


Figura 4.1 Diagrama del sistema en forma general.

4.1 ARREGLO DE MICRÓFONOS

Consiste en un conjunto de micrófonos ubicados en forma lineal y separados una distancia d . A continuación se mencionan los criterios tomados en cuenta en el diseño del arreglo, el tipo de micrófono a utilizar, la distancia de separación entre micrófonos, etc.

4.1.1 Micrófono Electret em-926

Se eligió este micrófono por varias razones las cuales son:

- Bajo costo. Existen en el mercado otros tipos de micrófonos con características superiores pero sus altos costos son una limitante a diferencia del micrófono electret
- Directividad omnidireccional. Como se planteó en el Capítulo 3, los sensores del arreglo deben ser omnidireccionales, el micrófono electret tiene esta propiedad.
- Baja potencia. Ya que el arreglo requiere de dieciséis micrófonos, estos micrófonos consumirán una cierta potencia, es por ello que dado el número de micrófonos la potencia requerida sea mínima, el micrófono electret requiere voltajes pequeños de polarización y una baja corriente para su funcionamiento.
- El intervalo de frecuencia útil es de 20 Hz a 16 kHz.
- Las dimensiones del micrófono son lo suficientemente reducidas en comparación de otros micrófonos, con un diámetro de 9.7 mm y 5.2 mm de espesor

4.1.2 Diseño del arreglo lineal de micrófonos

El diseño del arreglo lineal de micrófonos consiste en decidir el número de elementos que conforman el arreglo, así como la distancia entre los mismos. Como se observó en el Capítulo 4, entre mayor sea el número de micrófonos mayor será la directividad del arreglo, dado que conviene que el máximo número de elementos que se pueden emplear es el número de canales del convertidor ADC del DSP los cuales son dieciséis.

Ahora bien, en la teoría los elementos se consideran como elementos puntuales pero en la realidad estos elementos tienen dimensiones. En la Figura 4.2 se muestran las dimensiones del micrófono electret em-926.

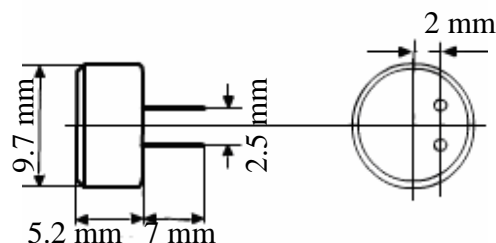


Figura 4.2 Dimensiones micrófono electret em-926.

La distancia entre elementos se medirá a partir del centro de la cara circular de los micrófonos.

Por limitaciones que se verán más adelante, el sistema se ha especificado para que funcione como un arreglo de banda angosta, es decir, que el sistema funcione para un ancho de banda reducido, alrededor de la frecuencia de 17 kHz; la frecuencia de 17 kHz se seleccionó para de modo que al hacer las pruebas se presente una menor molestia, que puedan afectar a las personas que se encuentran expuestas a la señal de prueba.

Otro aspecto que se tomó en cuenta es la consideración de campo lejano y campo cercano que se mencionó en el Capítulo 3, como la distancia a la cual debe estar la fuente de sonido del arreglo a la cual se considera lo suficientemente, alejado para que el frente de onda sea una onda plana dada por la desigualdad $r < \frac{d_{total}^2 F_s}{c}$. Como ejemplo, si la frecuencia de muestreo es 44.1 kHz, dado que la velocidad del sonido es aproximadamente de 340 m/s y para un arreglo de 16 micrófonos con distancia entre elementos de 2 cm, y la longitud total del arreglo es de 30 cm. Sustituyendo valores, la distancia a la cual se considera campo cercano son distancias menores a 11.67 m; en cambio, si la distancia entre elementos es de 1 cm, la distancia total del arreglo es 15 cm, entonces la distancia r es 2.91 m, que fue la distancia mínima a la cual se considera campo lejano; distancias menores implican que se considera campo cercano.

De este ejemplo se observa que entre mayor sea la distancia entre elementos del arreglo, mayor es la distancia a la cual debe estar alejada la fuente de sonido. Para el arreglo de 15 cm. se requiere una distancia mínima de 2.91 m, en cambio, el arreglo de 30 cm requiere de 11.67 m. Esto trae el problema que entre mayor sea la distancia entre elementos se requerirá de mayor potencia del sonido, así como las dimensiones de la habitación en donde se realizan las pruebas sea mayor de los 11.67 m. Ya que lo anterior no es posible, se eligió el primer arreglo ya que la distancia requerida fue aceptable para las dimensiones de la habitación donde se realizaron las pruebas.

4.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL

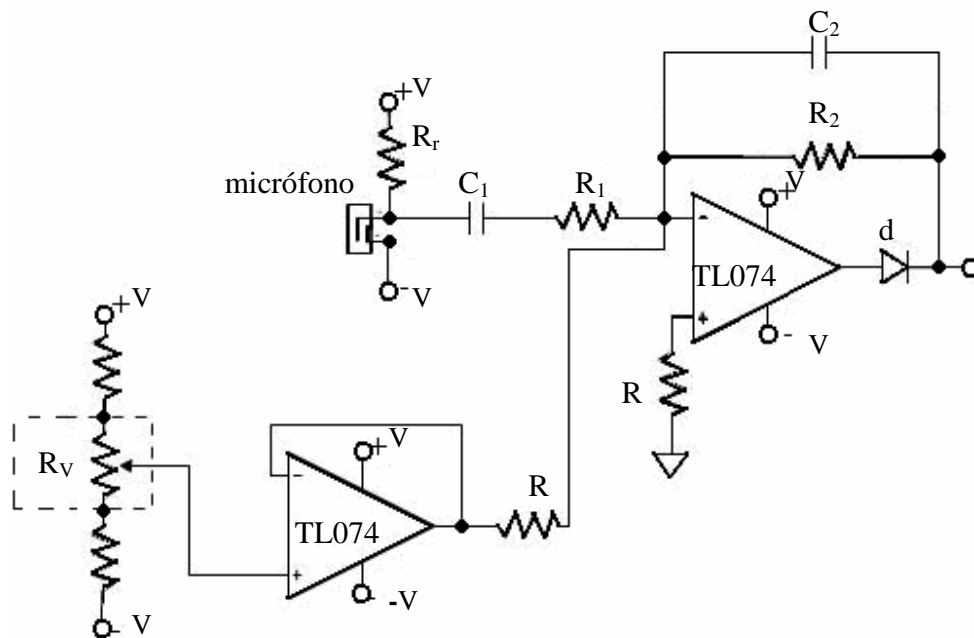
Como el voltaje de la señal de salida de los micrófonos es del orden de milivolts, este no es lo suficiente para ser detectado por el convertidor analógico digital, además el convertidor analógico digital realiza la conversión de señales en el intervalo de 0 a 3 V. Por ello es necesario acondicionar la señal de salida de los micrófonos, lo cual implica amplificar la señal, sumar un voltaje de offset a la señal así como asegurar que el voltaje de salida se encuentre en dicho intervalo, además que la señal de entrada esté limitada en banda.

Como parámetros de diseño se fijaron el ancho de banda del circuito, la ganancia, voltajes de operación y voltajes a los cuales se limita la señal de salida. El ancho de banda del circuito sobre el que se hizo el diseño fue un intervalo de frecuencia de 20 Hz a 20 kHz, la ganancia de voltaje del circuito debe ser lo bastante alta para que la señal de prueba sea captada y la señal de salida es necesario que esté limitada al intervalo de voltajes de 0 a 3 V. Se eligió el amplificador operacional TL074 debido a su ancho de banda de ganancia unitaria BW de 4 MHz mayor al del LM741, parámetro que limita la ganancia y ancho de banda del circuito, además de ser diseñado como una versión de bajo ruido del TL084.

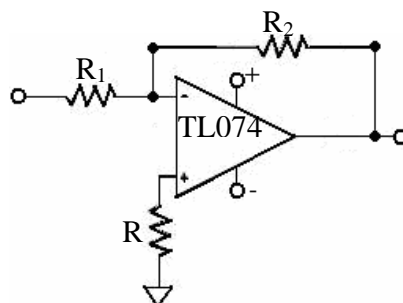
De la Figura 4.3 (a) se observa que el amplificador opera como un sumador inversor con dos señales una que proviene del micrófono y la otra es un voltaje que se añade para obtener el voltaje de offset, que se obtiene del amplificador operacional conectado como fuente de voltaje; se observa que el voltaje de offset es ajustado mediante la resistencia variable R_v .

La ganancia del amplificador depende de las resistencias R_1 y R_2 y si el circuito se aproxima a un amplificador inversor la ganancia de voltaje A_v es igual a la ecuación (4.1). Tal y como se observa en la Figura 4.3 (b). Los valores de R_1 y R_2 fueron elegidos

$$A_v \approx -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.1)$$



a) Circuito acondicionador de señal



b) Circuito amplificador inversor formado por R_1 y R_2

Figura 4.3 Circuito acondicionador de señal.

Los valores de R_1 y R_2 se muestran a continuación con lo que obtenemos la ganancia del circuito

$$R_1 = 3.9k\Omega \text{ y } R_2 = 680k\Omega$$

$$A_v = -\frac{680k\Omega}{3.9k\Omega} = -174.4 \quad (4.2)$$

Para limitar en banda la señal, se necesita un filtro paso banda el cual se forma con un filtro pasa altas y un filtro pasa bajas. Estos filtros se componen de la malla C_1 y R_1 , conectados en serie forman un filtro pasa altas, y el filtro pasa bajas lo forman C_2 y R_2 conectados en paralelo y que se encuentran en la malla de retroalimentación del amplificador sumador inversor; entonces las frecuencias de corte del filtro pasa bajas son aproximadamente [9]:

$$f_L \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (4.3)$$

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (4.4)$$

Calculando el valor de los capacitores

$$C_1 \approx \frac{1}{2\pi R_1 f_L}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(3.9k\Omega)(20Hz)} \quad C_1 = 2.04 \mu F \text{ con valor comercial } C_1 = 2.2 \mu F$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(680k\Omega)(20kHz)} \quad C_2 = 10.7 pF \text{ con valor comercial } C_2 = 10 pF$$

La respuesta en frecuencia real del filtro se muestra en la Figura 4.4, se observa que el circuito tiene una ganancia de voltaje real de 100, equivalente a 40 dB en la banda de paso. Las frecuencias de corte son de 12 Hz para la frecuencia de corte para bajas frecuencias y 23 kHz para altas frecuencias, aproximadamente.

Los valores de R_1 y R_2 fueron elegidos debido a que con ellos fue posible obtener una ganancia real lo bastante alta y que cumpliera con la respuesta en frecuencia del circuito, además la ganancia real se ve afectada por tres factores dos que ya han sido mencionados, las resistencias externas, ancho de banda de ganancia unitaria, pero además los capacitores con los que se forman los filtros pasa bajas y pasa altas. Es por ello que el desarrollo mostrado es una aproximación al circuito real [9].

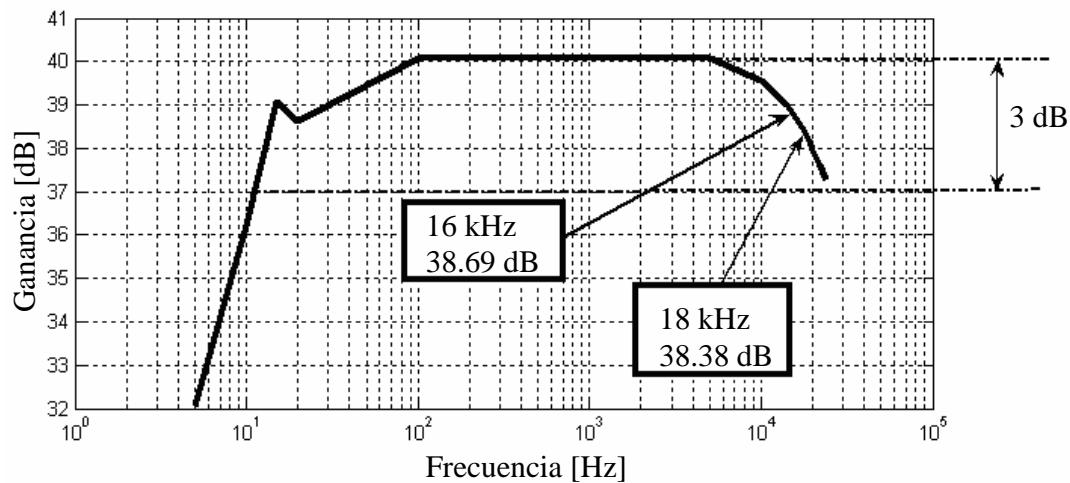


Figura 4.4 Respuesta en frecuencia de circuito pasa banda.

Finalmente a la salida del amplificador operacional se encuentra un diodo rectificador, que se encarga de rectificar la señal, los voltajes negativos son truncados y se saturan a 0 V. El circuito acondicionador de señal se conecta a la interfaz analógica de la tarjeta de desarrollo.

4.3 TARJETA DE DESARROLLO DSK DSP TMS320F2812

El DSP F2812 ejecuta 150 millones de instrucciones por segundo (Mips), lo cual permite al usuario realizar aplicaciones en tiempo real. Tiene internamente los siguientes periféricos [28]:

- Dos administradores de eventos (A y B) EVA EVB
- Generador de señal PWM
- 3 temporizadores de 32 bits
- Convertidor analógico digital ADC, 12 bits, 16 canales, con frecuencia máxima de conversión de 20 MHz
- Interfaz controlador de red CAN
- Interfaz de comunicación serial A y B (asíncrona) SCIA, SCIB
- Puerto serial SPI
- Terminal de propósito general bidireccional digital I/O GPIO
- Temporizador *watchdog* (temporizador que reinicia el DSP)
- *Joint Test Action Group* (JTAG)
- Modulo lazo de fase encadenada (del inglés *Phase-Locked Loop*, PLL)

4.4 PROCESO DE DETECCIÓN DIRECCIÓN DE ARRIBO (DOA)

El proceso se realiza con los datos obtenidos del arreglo de micrófonos, el cual realizará el DSP TMS320F2812 y que se representa en la Figura 4.5. Para entender como realiza el DSP el proceso, se explicará cada parte del proceso en el orden secuencial que sugiere la figura. El proceso comienza con la obtención de datos del arreglo lo cual se hace

mediante el periférico ADC, el cual almacena los datos en un buffer de 16 elementos; más adelante se explica este proceso. El proceso representado en la Figura 4.5 está dividido en los siguientes bloques, buffer de datos de entrada obtenidos del arreglo, muestras o retrasos del arreglo, formador de haz fijo con ventana, un filtro pasa banda a la salida del formador de haz fijo, algoritmo GSC que a su vez está compuesto por una matriz de bloqueo B y un algoritmo adaptable LMS, y por último el proceso de detección de dirección de arribo DOA.

4.4.1 Tiempo de muestreo

El tiempo de muestreo del sistema se controla mediante el contador temporizador CPU-Timer0 y el periférico PIE el cual controla la interrupción asociada al temporizador. El contador CPU-TIMER0 consiste de dos registros de 32 bits, el registro contador formado por los dos registros de 16 bits TIMH y TIM, y por el registro que controla el periodo del contador que también está formado por dos registros de 16 bits PRDH y PRD.

El contador temporizador se configura de manera que opere a la misma frecuencia que opera el DSP, se carga un valor en el registro que controla el periodo PRDH:PRD y se iguala al registro contador TIMH:TIM, después se activa el funcionamiento del contador, el registro TIMH:TIM decrementa su valor con cada ciclo de reloj hasta llegar a cero, cuando llega a cero el valor de PRDH:PRD nuevamente es cargado en TIMH:TIM, con lo que se reinicia el proceso de decrementar TIMH:TIM y además se emite la petición de interrupción de TIMER0, esto se realiza de forma continua con lo cual se genera un ciclo de reloj cuyo período es el período de muestreo del convertidor analógico digital ADC.

Adicionalmente, se habilita una interrupción TINT0 que cuando el contador TIMH:TIM llega a cero se envía una señal al periférico PIE para ejecutar la interrupción asociada a TINT0. La siguiente instrucción asocia la interrupción TINT0 con la rutina Timer0_interrup.

```
PieVectTable.TINT0=&Timer0_interrup;
```

El sistema se diseñó considerando que la frecuencia de muestreo es de 44.1 kHz, con el DSP funcionando a una frecuencia de 150 MHz, con lo cual se calcula el valor del registro PRDH:PRD. Entonces se calcula el valor del registro para tener la frecuencia de muestreo deseada de la siguiente forma:

$$PRDH : PRD = \frac{\text{Frecuencia de operación del sistema}}{\text{Frecuencia deseada}} \quad (4.5)$$

Sustituyendo valores se tiene

$$PRDH : PRD = \frac{150\text{MHz}}{44.1\text{kHz}}$$

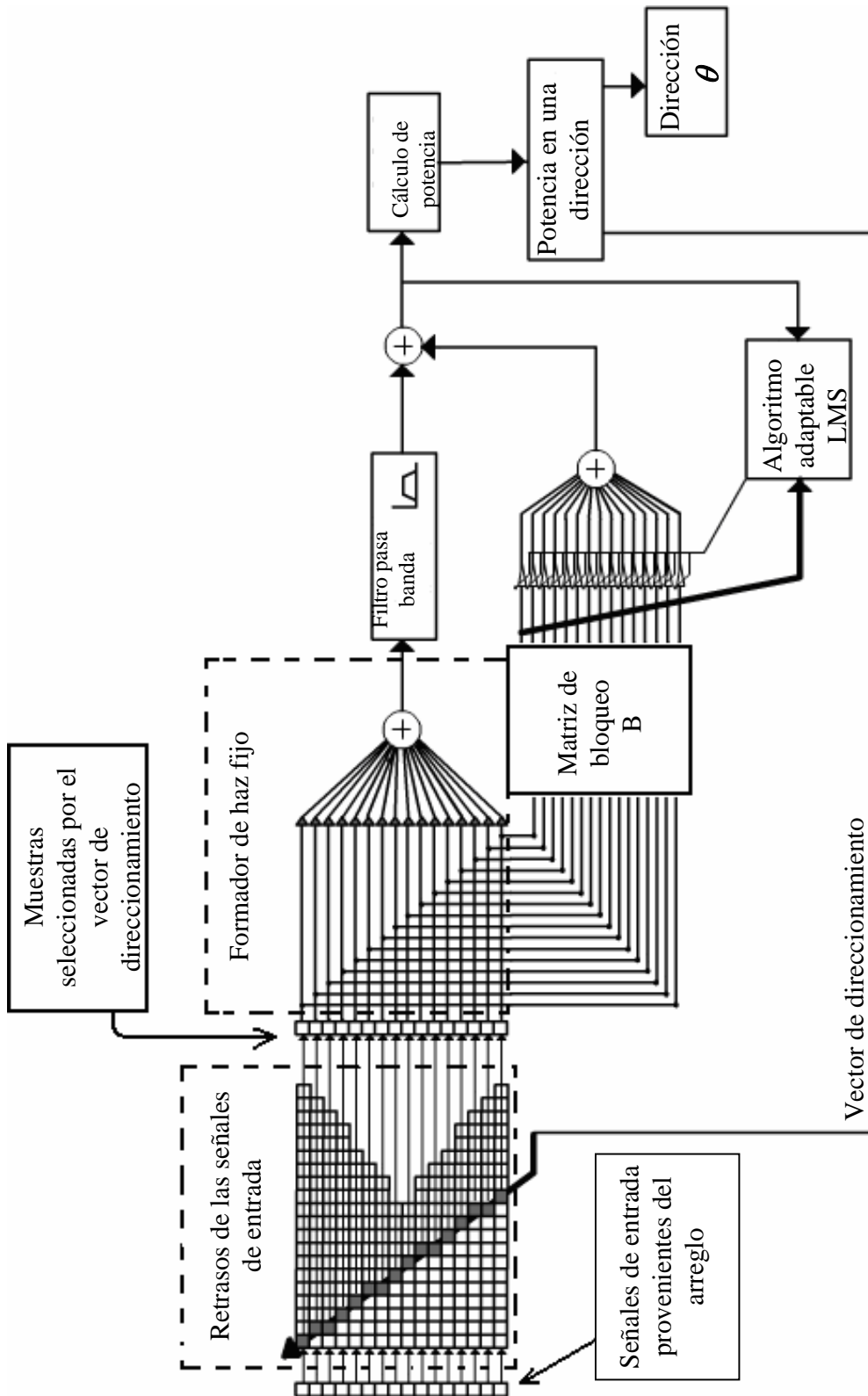


Figura 4.5 Diagrama general del proceso de detección de dirección de arribo.

$$PRDH : PRD = 3401.36$$

Que se redondean a 3401, $PRDH:PRD = 3401$.

4.4.2 Conversión analógica digital

Cuando el DSP recibe la señal de interrupción del periférico PIE relacionada al periférico contador temporizador cero (*Timer0*), éste atiende la interrupción, la cual consiste de las instrucciones de acuerdo al diagrama de flujo de la Figura 4.6.

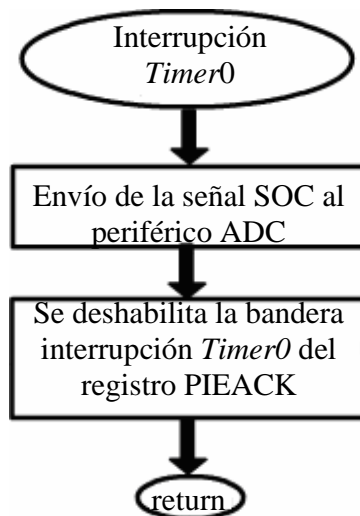


Figura 4.6 Diagrama de flujo, interrupción *TIMER0*.

Código en lenguaje C de la rutina de la interrupción de *Timer0*.

```
interrupt void Timer0_interrup(void){  
  AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=0x1;  
  PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1=0x1;  
  return;  
}
```

La instrucción `AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=0x1;` envía al convertidor ADC la señal de inicio de conversión (del inglés *Start Of Conversion*, SOC), con lo que inicia la conversión de los 16 canales. Y la segunda instrucción `PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1=0x1;` borra la bandera que indica que está pendiente la interrupción por temporizador, para que una vez terminada la interrupción no vuelva a ejecutarse hasta que la bandera sea habilitada por otro proceso, de lo contrario la interrupción se reconocería como que aún está pendiente. Y por último, con la instrucción `return` se terminan las instrucciones de la interrupción temporizador y se retorna al programa principal (ciclo *while* infinito).

El proceso de conversión no es parte de la interrupción, ya que se realiza de forma paralela a las instrucciones que realiza el DSP. Con la señal inicio de conversión (SOC) el convertidor inicia la conversión de los 16 canales de forma secuencial, el tiempo que existe entre la conversión de un canal y otro es de aproximadamente 26 ns, los datos se guardan en el *buffer* ADCRESULT que está formado por 16 localidades ubicadas en la memoria dato como se muestra en la Figura 4.7, de la localidad 0x7108 a la 0x7117 [26].

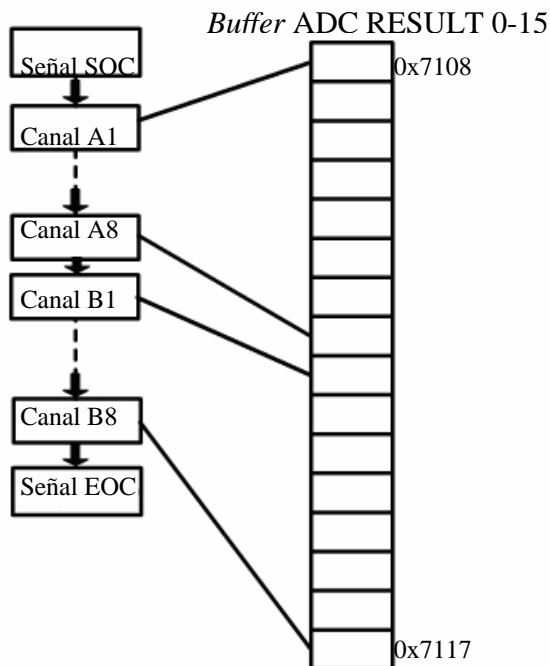


Figura 4.7 Captura y almacenamiento de datos con el periférico ADC.

La conversión comienza con el canal A1 y termina con el canal B8; el convertidor ADC está configurado para que al terminar la conversión de los dieciséis canales se envía la señal fin de conversión (del inglés *End Of Conversion*, EOC), la cual a su vez habilita una segunda interrupción. La interrupción ADC en la cuál se realiza el resto del proceso se muestra en la Figura 4.8.

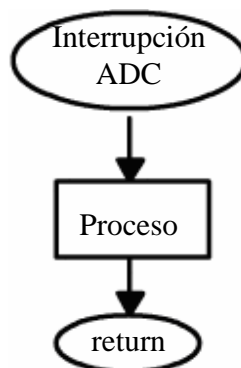


Figura 4.8 Interrupción ADC.

En la Figura 4.9 se muestra la secuencia de conversión de los 16 canales, con los ciclos de reloj generados por el temporizador CPU-TIMER0 con un periodo de $22.6 \mu\text{s}$. Cada que llega el temporizador a cero activa la interrupción *TIMER0*, ésta a su vez activa la conversión ADC mediante la señal SOC y finaliza la interrupción. Esta interrupción se lleva a cabo en 50 ns , de forma paralela el convertidor ADC convierte los 16 canales. Cabe mencionar que este proceso no es parte de la interrupción *TIMER0* y se lleva a cabo de forma paralela en el periférico ADC, la conversión se realiza en 40 ns aproximadamente. Al finalizar la conversión de los 16 canales se activa una segunda interrupción a partir de la señal EOC, la interrupción ADC en la cual se realiza el resto del proceso para lo cual se dispone cerca de $22.60 \mu\text{s}$, lo que es equivalente a 3380 instrucciones del DSP. Como se puede el proceso se efectúa en $19 \mu\text{s}$, quedando $3.6 \mu\text{s}$ disponibles entre el fin del proceso y la siguiente interrupción *TIMER0*.

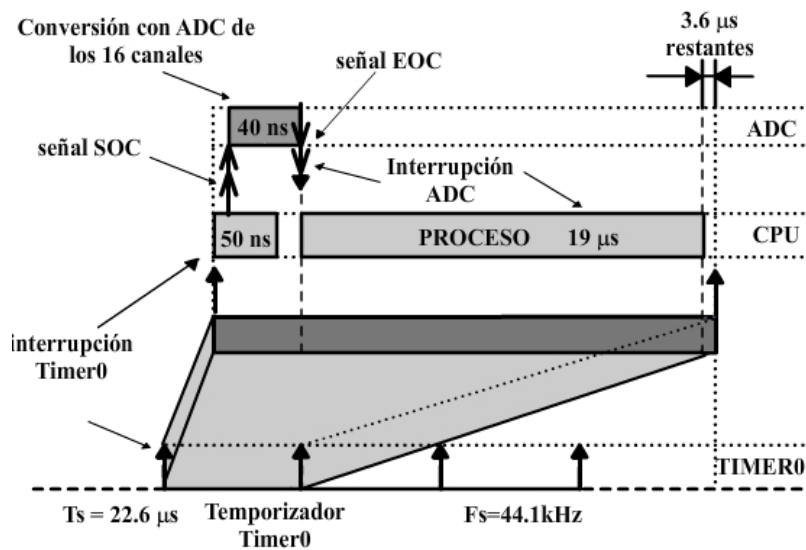


Figura 4.9 Diagrama de tiempos.

4.4.3 Cancelador general de lóbulos laterales GSC

El cancelador general de lóbulos laterales, GSC, se implementó con el objetivo de obtener un haz con una mayor selectividad del que se puede obtener con un formador de haz fijo, y de acuerdo con la teoría está compuesto por el formador de haz fijo con el vector de direccionamiento, una matriz de bloqueo B y un algoritmo adaptable, en este caso se utilizó el algoritmo LMS como se muestra en la Figura 4.5.

4.4.4 Matriz de vectores de direccionamiento

La dirección del lóbulo principal del patrón de radiación del arreglo se cambia mediante retrasos de las señales de los micrófonos. A modo de ejemplo se muestra un arreglo que realiza un escaneo de -60° a 60° con respecto a la perpendicular del arreglo, escaneo que también puede ser de -90° a 90° lo cual se verá en el Capítulo 5; el escaneo de -60° a 60° se realiza con incrementos de 5° por lo que son 25 vectores de dirección. Cada

vector de direccionamiento está activo por aproximadamente 45.35 ms, cumplido este tiempo cambia al siguiente vector de direccionamiento, por lo que el sistema tarda en realizar el escaneo de -60° a 60° 1.1337 s. El cálculo de cada vector de direccionamiento se realizó con la ecuación (4.6)

$$\delta_i = \frac{d \sin(\theta_0) \cos(\theta_x)}{Tv} \quad (4.6)$$

De la ecuación (4.6), el resultado es un valor real, adicionalmente se aplica un redondeo o truncamiento ya que es necesario que δ_i sea un valor entero. Donde d es la distancia entre elementos, T es el periodo de muestreo, θ_0 es la dirección deseada del haz, θ_x es la mitad del ancho del lóbulo principal, v la velocidad del sonido, i representa el número del sensor que va de 0 a 15, es decir, el primer micrófono se considera el micrófono cero y el micrófono dieciséis se considera el micrófono quince, y δ_i es el retraso correspondiente al micrófono i . Así formamos la matriz $\delta_{\theta_0 \times i}$ cuyos subíndices indican la dirección θ_0 por el número de sensor i , que se muestra en la figura 4.10.

Esta matriz representa los retrasos necesarios en cada uno de los micrófonos. En este caso cada renglón de la matriz es el vector direccionamiento para una dirección en específico en un intervalo angular de -60° a 60° , el primer renglón corresponde a -60° , el segundo renglón corresponde a -55° y así sucesivamente hasta llegar a los 60° . Y cada columna de la matriz corresponde a un micrófono del arreglo.

17	16	15	13	12	11	10	9	8	7	6	4	3	2	1	0
16	15	14	13	12	11	10	8	7	6	5	4	3	2	1	0
15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
14	13	12	11	10	9	8	7	6	6	5	4	3	2	1	0
13	12	11	10	9	8	8	7	6	6	5	4	3	2	1	0
11	10	10	9	8	7	7	6	5	4	4	3	2	1	1	0
10	9	8	8	7	6	6	5	5	4	3	3	2	1	1	0
8	8	7	7	6	5	5	4	4	3	3	2	2	1	1	0
7	6	6	5	5	4	4	4	3	3	2	2	1	1	0	0
5	5	4	4	4	3	3	3	2	2	2	1	1	1	0	0
3	3	3	3	2	2	2	2	2	1	1	1	1	0	0	0
2	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2
0	0	0	1	1	1	2	2	2	2	2	2	3	3	3	3
0	0	1	1	2	2	3	3	4	4	4	5	5	6	6	7
0	1	1	2	3	3	4	4	5	5	6	6	7	7	8	8
0	1	1	2	3	3	4	4	5	6	6	7	8	8	9	10
0	1	2	3	3	4	5	5	6	7	8	8	9	10	11	12
0	1	2	3	4	4	5	6	6	7	8	9	10	11	12	13
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	1	2	3	4	5	6	7	8	10	11	12	13	14	15	16
0	1	2	3	4	6	7	8	9	10	11	12	13	15	16	17

Figura 4.10 Matriz de vectores de direccionamiento.

La matriz de la Figura 4.10 es para el caso del intervalo angular de -60° a 60° , para un intervalo de -90° a 90° se deben agregar los vectores de direccionamiento de los intervalos -90° a -60° y de 60° a 90° .

Como se puede ver en el diagrama de la Figura 4.11, el vector de direccionamiento selecciona los datos que son utilizados por el formador de haz y son representados como un nuevo buffer de datos de entrada.

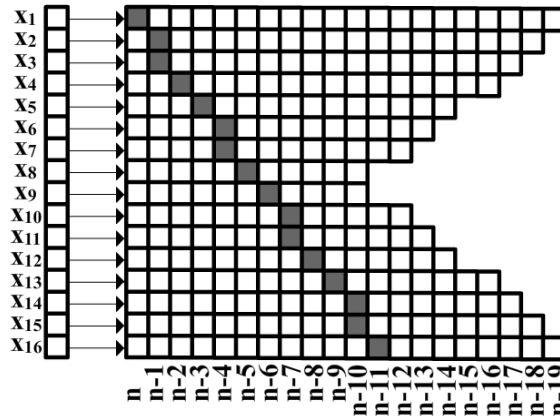
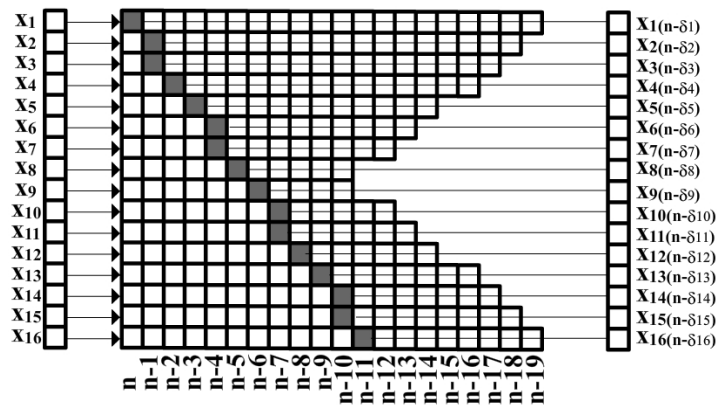
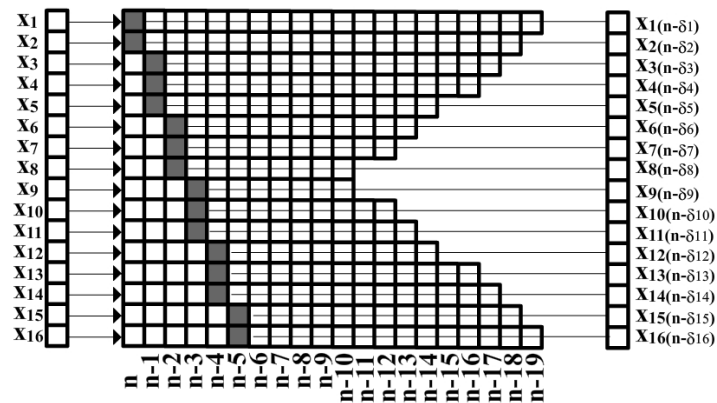


Figura 4.11 Selección de las muestras que realiza el vector de direccionamiento.

En la Figura 4.11 se puede observar cómo están seleccionados los elementos de las muestras tomadas de cada uno de los sensores, y en este caso, para la dirección de 35° .



a) Selección de muestras para la dirección de 35° .



b) Selección de muestras para la dirección de 15° .

Figura 4.12 Selección de muestras.

En la Figura 4.12 se observa como a partir de las muestras seleccionadas se forma un segundo buffer de datos $X_{i(n-\delta_i)}$ que sirve de entrada al formador de haz.

4.4.5 Formador de haz fijo con estructura GSC

El formador de haz implementado se divide en dos partes, en un formador de haz fijo y uno adaptable. El formador de haz fijo realiza el producto de los datos del *buffer* de entrada, seleccionado por el vector de direccionamiento, por una ventana para después realizar la suma de los datos; el resultado es una señal única, como se puede ver, y como ya se ha mencionado anteriormente, la estructura del formador de haz es parecida a la de un filtro FIR.

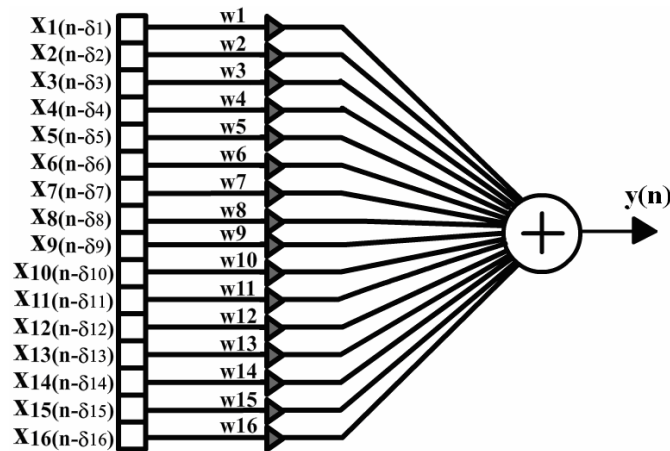


Figura 4.13 Formador de haz fijo con ventana de dieciséis elementos.

4.4.6 Filtro pasa banda

A la salida del formador de haz se obtiene una señal la cual es necesario filtrar, para minimizar posibles interferencias de bajas y altas frecuencias, se utiliza un filtro pasa banda, del tipo FIR de dieciséis muestras, con una frecuencia de corte inferior de 15 kHz y con una frecuencia de corte superior de 18 kHz, de esta manera la frecuencia central se encuentra aproximadamente en los 17 kHz; a esta frecuencia es donde el patrón de radiación del arreglo es más selectivo, por lo que es más sencillo ubicar el lóbulo principal del patrón de radiación. La frecuencia de corte inferior es necesaria ya que conforme es menor la frecuencia de la señal que incide sobre el arreglo, el lóbulo principal es más ancho y por tanto más difícil de conocer su dirección. Cabe mencionar, que se eligió el tipo FIR debido a su fase lineal la cual es necesaria al momento de utilizar la estructura GSC.

El filtro utilizado es un filtro FIR de dieciséis elementos con una ventana Chebyshev-Dolph.

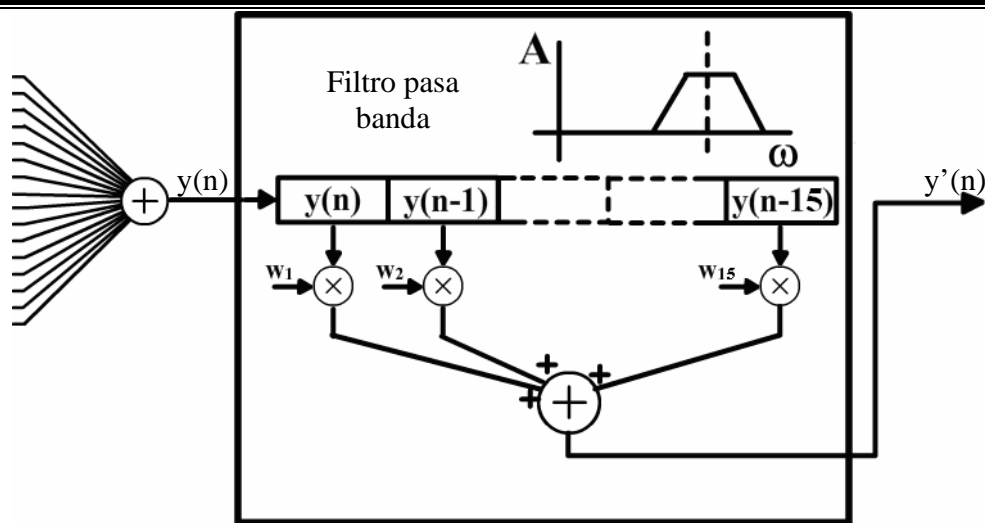


Figura 4.14 Filtro FIR pasa banda después del formador de haz fijo.

4.4.7 Matriz de bloqueo

Para formar la matriz de bloqueo se utilizó la estructura *Griffits-Jim*, que utiliza el mismo buffer de entrada del formador de haz fijo; de la matriz de bloqueo se obtienen quince valores de muestra, tal como se muestra en la Figura 4.15.

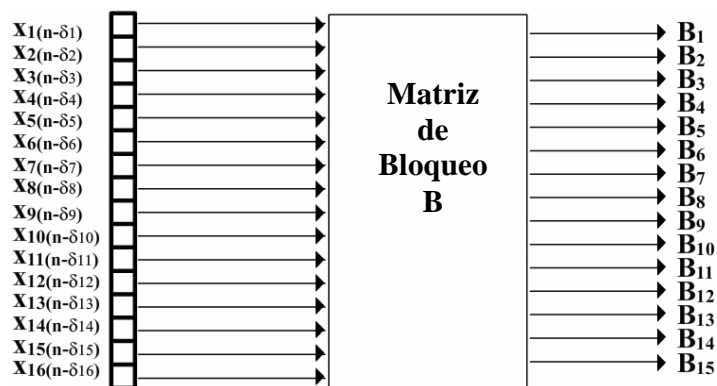


Figura 4.15 Matriz de bloqueo, dieciséis entradas con quince salidas.

Como se observa en la figura 4.15 las salidas de la matriz de bloqueo son el vector B_j y es el resultado de la multiplicación matricial entre el vector de entrada de datos por la matriz de bloqueo B como se muestra en las ecuaciones (4.7), (4.6) y (4.9), como ya se mencionó para obtener la matriz B se utiliza la estructura *Griffits-Jim* y a continuación se muestra como se obtienen las salidas B_j a partir del vector buffer de entrada de datos. Las señales de salida de la matriz de bloqueo B son las señales de referencia de ruido independiente.

$$B_j^T = XB \quad (4.7)$$

$$X = [x_{1(n-\delta_1)} x_{2(n-\delta_2)} \dots x_{16(n-\delta_{16})}] \quad (4.8)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

En la Figura 4.16 se muestra el vector resultado B_j .

$$B_j = \begin{bmatrix} x_{1(n-\delta_1)} - x_{2(n-\delta_2)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{3(n-\delta_3)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{4(n-\delta_4)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{5(n-\delta_5)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{6(n-\delta_6)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{7(n-\delta_7)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{8(n-\delta_8)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{9(n-\delta_9)} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{10(n-\delta_{10})} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{11(n-\delta_{11})} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{12(n-\delta_{12})} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{13(n-\delta_{13})} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{14(n-\delta_{14})} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{15(n-\delta_{15})} \\ x_{1(n-\delta_1)} - x_{16(n-\delta_{16})} \end{bmatrix}$$

Figura 4.16 Vector salida de la matriz de bloqueo, señales de ruido.

4.4.8 Algoritmo adaptable LMS

Para desarrollar el algoritmo LMS se utilizan las señales obtenidas de la matriz de bloqueo, es decir las señales de referencia de ruido independiente, la señal obtenida del formador de haz fijo y del filtro pasa banda que sirve como señal de referencia. El algoritmo adaptable LMS busca reducir en amplitud los lóbulos laterales del patrón de radiación de arreglo. Se utilizó la estructura transversal de filtro adaptable como se muestra en la Figura 4.17.

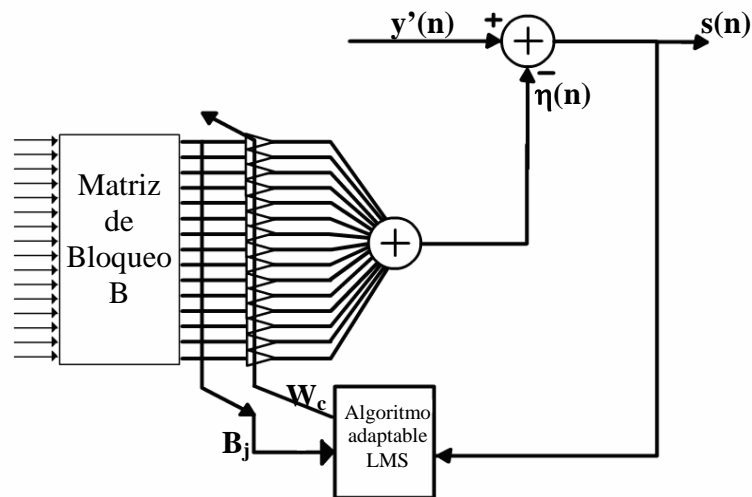


Figura 4.17 Algoritmo adaptable LMS.

En la Figura 4.17 se observa que los resultados de la matriz de bloqueo B_j son multiplicados por los coeficientes w_{c_j} y después se realiza la sumatoria de los productos con lo que se obtiene la señal $\eta(n)$, de acuerdo con la ecuación (4.10), lo que se busca con dicha señal es enfatizar la señal deseada, es decir la señal de prueba, y atenuar las posibles interferencias presentes.

$$\eta(n) = \sum_{j=1}^{15} B_j \cdot w_{c_j} \quad (4.10)$$

La señal $y'(n)$ es la señal obtenida del formador de haz fijo después de pasar por un filtro pasa banda, la cual contiene la señal de prueba mezclada con interferencias; la señal $\eta(n)$, la cual no contiene la señal de prueba y solo interferencias (que es lo que se desea obtener con la matriz de bloqueo), al restar $\eta(n)$ a $y'(n)$ se refuerza la señal deseada con lo que se obtiene $s(n)$, la cual sirve como señal de referencia para el algoritmo adaptable LMS.

El algoritmo se realiza de acuerdo a la ecuación (4.11)

$$w_{c_j}(n+1) = w_{c_j}(n) + 2 \cdot \mu \cdot s(n) \cdot B_j \quad \text{para } j = 1, 2, \dots, 15 \quad (4.11)$$

Cabe mencionar que cada 45.35 ms que se realiza el cambio del vector de direccionamiento, los coeficientes del algoritmo adaptable se igualan a cero para no ser afectados por las condiciones anteriores debidas al vector de direccionamiento.

4.4.9 Cálculo de la potencia

El cálculo de la potencia se realiza mediante la ecuación (4.12)

$$P = \frac{1}{2000} \sum_{k=1}^{2000} (s_k(n))^2 \quad (4.12)$$

Al iniciar el proceso un registro acumulador se iguala a cero, $s(n)$ se eleva al cuadrado y se suma al registro acumulador:

$$acumulador = acumulador + (s(n))^2 \quad (4.13)$$

Esto se realiza en cada $22.67 \mu s$, es decir, en cada periodo de muestreo, y sucede 2000 veces con lo que el acumulador es igual a

$$acumulador = \sum_{k=1}^{2000} (s_k(n))^2 \quad (4.14)$$

Una vez transcurridos 45.35 ms, dos mil veces el periodo de muestreo, el acumulador es multiplicado por el inverso de dos mil y se guarda en un registro del buffer de datos.

$$P_\theta = \frac{1}{2000} \cdot acumulador \quad (4.15)$$

Continuando el ejemplo anterior de un escaneo de -60° a 60° , el buffer de datos se compone de veinticinco registros, cada registro corresponde a una dirección en específico, es decir cada registro contiene la potencia en una dirección de -60° hasta 60° cada 5° tal como se muestra en la Figura 4.18.

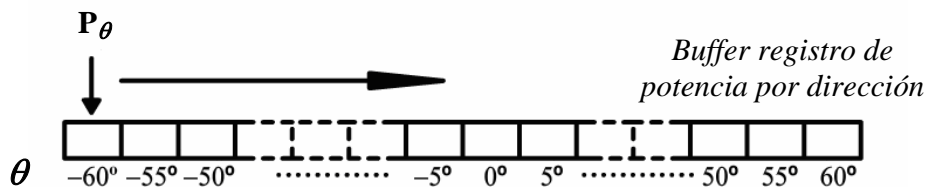


Figura 4.18 Buffer registro de potencias.

Como se observa en la Figura 4.18, al inicio cuando el vector de direccionamiento es de -60° , transcurridos los 45.35 ms se guarda la potencia calculada en el *buffer* de datos,

el acumulador se iguala a cero para el cálculo del siguiente valor de potencia. Ahora, cuando el vector de direccionamiento apunta a -55° , nuevamente trascurridos otros 45.35 ms se guarda la nueva potencia calculada en el registro reservado para -55° ; esto sucede sucesivamente hasta cubrir todas las direcciones del *buffer*, lo cual se lleva a acabo en 1.1337 s. Una vez que se llega a la localidad asignada a los 60° , se reinicia el proceso regresando el vector direccionamiento a -60° y se calcula nuevamente la potencia.

Aunque aquí se mostró el caso del cálculo de la potencia para la señal $s(n)$, adicionalmente se realiza el calculo de la potencia de la señal $y'(n)$, los resultados de la potencia se ubican en otro buffer de datos, esto con el fin de más adelante hacer una comparación entre el formador de haz con la estructura GSC y el formador de haz fijo.

Adicionalmente, las direcciones del haz controlados por el vector de direccionamiento son dados para el intervalo de -60° a 60° , aunque como se verá en el Capítulo 5 se utilizaron otros vectores direccionamiento para los intervalos de -90° a -60° y de 60° a 90° con tal de saber como es el comportamiento del haz en esas direcciones; por lo que el procedimiento del cálculo de las potencias se realiza también para tales vectores de direccionamiento.

4.4.10 Detección de dirección de arribo

Para determinar la dirección de arribo de la señal que incide en el arreglo se utiliza el método más sencillo, es decir el método de retraso y suma, el cual consiste en comparar las potencias del haz apuntando a una dirección en específico, la dirección que tenga una mayor potencia es la dirección donde se encuentra la fuente.

Del proceso anterior, cuando se inicia en la dirección de -60° , mientras se guarda la potencia calculada en esa dirección se guarda esa misma potencia en un segundo registro así como la dirección, ya en la siguiente dirección, en -55° mientras se guarda la nueva potencia, ésta se compara con la anterior; en caso de existir una mayor potencia, se guarda esta potencia en el registro donde se encuentra la potencia calculada anteriormente así como la dirección, en caso de no ser mayor simplemente no se hace ningún cambio. Esto se efectúa sucesivamente hasta llegar a los 60° . Con este procedimiento, al finalizar se obtiene la dirección donde se ubica la fuente la cual se va guardando en la variable *dir* la cual cambia cada 1.13 s.

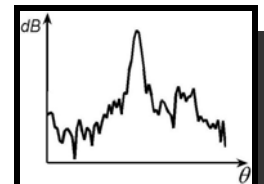
4.5 Síntesis

Paso a paso se ha descrito cómo está conformado el sistema, comenzando con el arreglo de micrófonos formado por los dieciséis micrófonos electret, y después el circuito acondicionador y la captura de datos que realiza el DSP con su periférico ADC.

Con los datos obtenidos se procede a realizar el proceso de detección de dirección de arribo; se muestra cómo se implementó el algoritmo GSC, conformado por el formador de haz fijo que junto con el vector de direccionamiento, la matriz de bloqueo y el algoritmo adaptable, se obtienen las potencias respectivas a un haz en una dirección en específico. Y

por último, se explica el algoritmo de control para determinar la dirección de arribo de la señal deseada.

CAPÍTULO 5



RESULTADOS Y CONCLUSIONES

En este capítulo se describen cómo se realizaron las pruebas del sistema, cómo se colocó el arreglo de sensores, y la manipulación de los datos obtenidos para la presentación de resultados. Se realizaron tres pruebas, obtención del patrón de radiación para los distintos vectores de direccionamiento, tanto para el formador de haz fijo como con el cancelador general de lóbulos laterales (GSC), la respuesta en frecuencia para dos vectores de direccionamiento, y la detección de arribo con el formador de haz fijo y el GSC.

Después, se muestran mediante gráficas los datos obtenidos indicando sus características. Finalmente se establecen las conclusiones a partir de los resultados obtenidos.

5.1 COLOCACIÓN DEL EQUIPO

El arreglo de micrófonos se colocó sobre un tripié el cual tiene adaptado un disco que indica los grados, disco transportador, y en el centro del disco se encuentra el arreglo de micrófonos. En la Figura 5.1 se muestra cómo se instaló el equipo.

En principio para probar el funcionamiento del detector de arribo es necesario mantener fijo el arreglo de micrófonos y mover la bocina de forma angular, manteniendo la distancia radial al centro del arreglo, ya que la distancia radial mínima es de tres metros, esto quiere decir que se requiere de un espacio de catorce metros cuadrados que corresponden a la mitad del área de un círculo con un radio de tres metros; además, cada vez que se mueva la bocina es necesario ajustar el ángulo, lo cual resulta poco práctico. En lugar de mover la bocina, es más sencillo mover el arreglo de micrófonos.

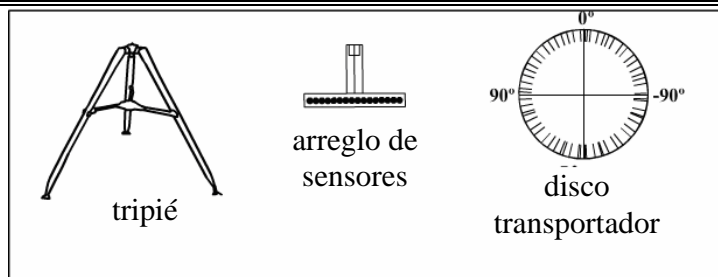


Figura 5.1 Equipo utilizado.

La bocina se ubica a tres metros de distancia del arreglo de micrófonos, y con ayuda de un apuntador láser se alinea con el centro del transportador, dado que el centro del arreglo de los micrófonos está sobre el centro del disco transportador, el centro del arreglo está alineado con la bocina. Como se puede ver en la Figura 5.2 al mover el arreglo de micrófonos es equivalente mover la bocina.

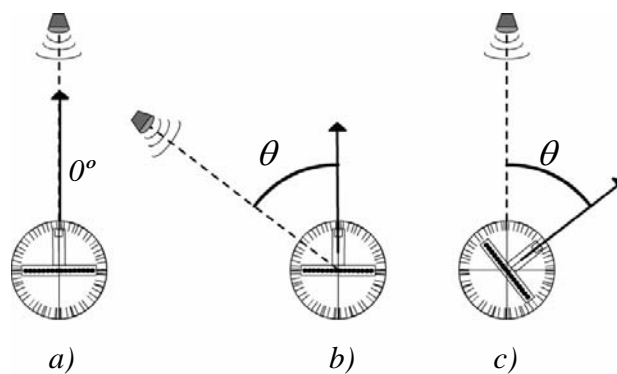


Figura 5.2 Movimiento angular del arreglo.

De esta forma es más sencillo medir el ángulo formado por el eje central de la bocina y la recta perpendicular al arreglo de micrófonos.

5.2 PROCEDIMIENTO PARA LA REALIZACIÓN DE LAS PRUEBAS

El cursor que indica la recta perpendicular del arreglo se coloca a 90° , entonces el arreglo recibirá una señal a 90° respecto a dicha perpendicular; dentro del programa del DSP, con ayuda de *Code Composer*, se coloca un *breakpoint* en el punto en que se terminan de ejecutar los vectores de direccionamiento, se obtiene la dirección de arriba y las

potencias para cada uno de los vectores de direccionamiento tanto para el formador de haz fijo como para el cancelador general de lóbulos laterales. Cabe mencionar que *Code Composer* es un entorno de desarrollo integrado específico de los DSPs de la familia TMS320.

Mientras la bocina emite una señal sinusoidal que incide en el arreglo, los datos se copian y guardan en un archivo para su posterior análisis. Después, el arreglo se mueve a 87.5° y se repite lo anterior, esto se realiza consecutivamente hasta llegar a -90° en decrementos de 2.5° .

Las pruebas que se realizaron fueron:

- ***Cálculo del patrón de radiación con ventanas.*** En esta prueba, se obtuvieron los patrones de radiación para las ventanas Cuadrada, Chebyshev-Dolph, Hamming y Hanning, tomando en cuenta únicamente el resultado del formador de haz fijo sin el del GSC.

- ***Cálculo del patrón de radiación con GSC.*** Para esta prueba, el formador de haz fijo utiliza la ventana Chebyshev-Dolph y se varía el valor del parámetro μ del algoritmo LMS.

- ***Detección de dirección de arribo con GSC.*** En esta prueba, se obtiene la detección de dirección de arribo (DOA) con el algoritmo GSC para diferentes valores de la variable μ , al igual que la prueba anterior el formador de haz fijo utiliza una ventana Chebyshev-Dolph.

- ***Detección de dirección de arribo con GSC con distintas ventanas.*** En esta prueba, el parámetro μ es igual a 0.3 y se obtiene la DOA con el GSC variando el tipo de ventana en el formador de haz fijo; las ventanas que se utilizaron fueron: ventana cuadrada, ventana Chebyshev-Dolph, ventana Hamming y ventana Hanning.

- ***Respuesta en frecuencia del formador de haz fijo y con GSC.*** En esta prueba solo se considera la potencia del vector de direccionamiento para 0° y el ángulo de incidencia se mantiene igual a cero grados mientras, se varía la frecuencia de la señal que incide sobre el arreglo.

- ***Medición de DOA para distintas frecuencias.*** Esta prueba se realiza de la misma forma en que se realizó la prueba detección de dirección de arribo con GSC, con la diferencia de que se realiza para distintas frecuencias en el intervalo de 12 kHz a 22 kHz para conocer el intervalo de frecuencias en que el sistema es capaz de obtener la DOA.

5.3 PATRÓN DE RADIACIÓN CON VENTANAS

En esta prueba, se obtuvo el patrón de radiación del formador de haz fijo cuando el vector direccionamiento es cero con cuatro ventanas diferentes, las ventanas son: cuadrada, Chebyshev-Dolph con supresión de 20 dB, Hamming y Hanning; en el arreglo incide una señal sinusoidal de 15.5 kHz.

De la Figura 5.3 se observa que los patrones obtenidos, a diferencia de la teoría no son simétricos, esto se debe a que en el medio donde se realizaron las pruebas se encuentran presentes ecos debidos a la presencia de obstáculos. Además, se observa que la supresión de los lóbulos laterales es menor en la práctica llegando a los 10 dB [32].

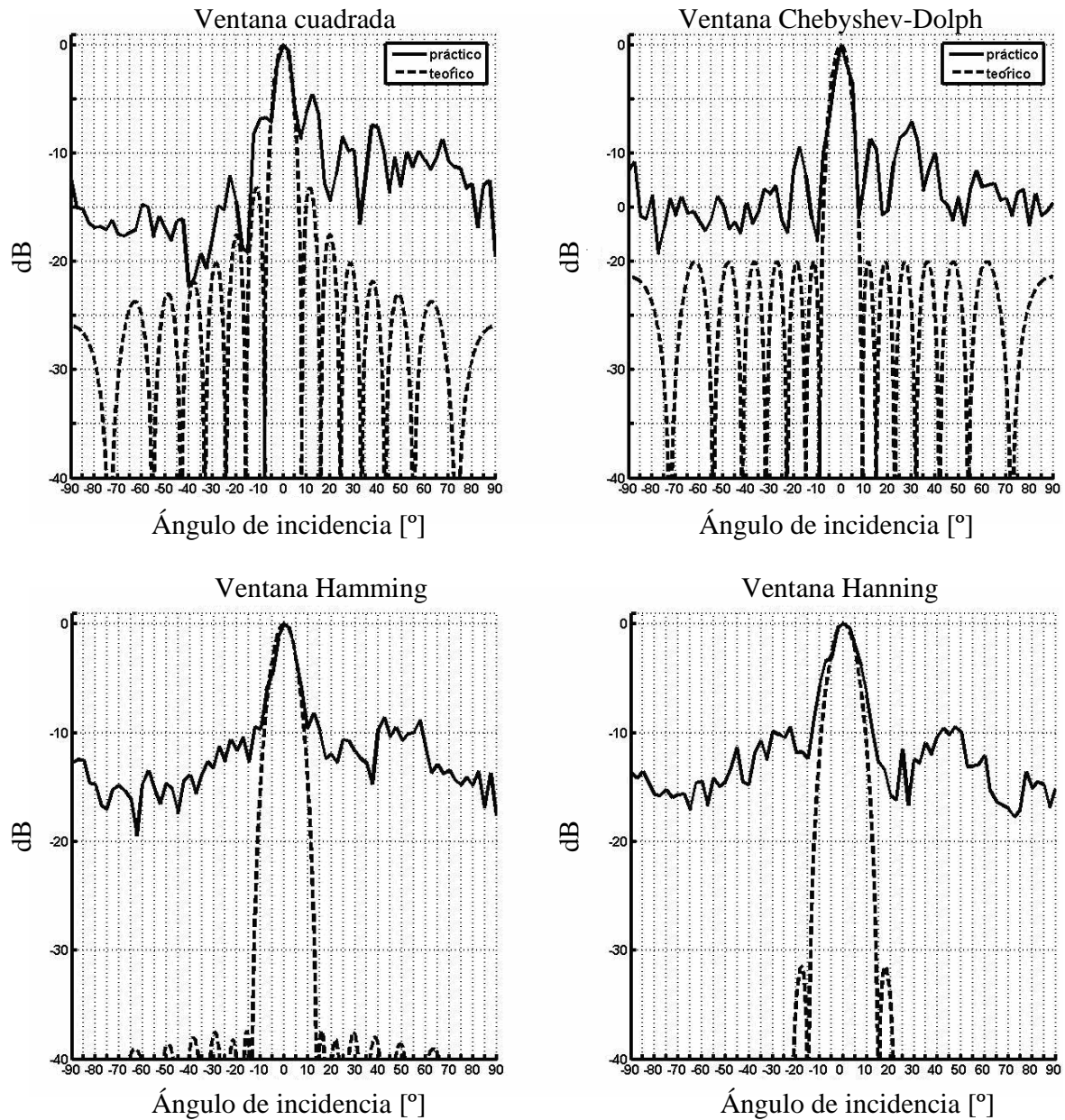


Figura 5.3 Patrones de radiación para distintas ventanas.

El patrón de radiación obtenido con la ventana cuadrada tiene la ventaja que su lóbulo principal es el más estrecho, en comparación con los otros patrones, pero los lóbulos laterales son los de mayor amplitud siendo aproximadamente de -5 dB.

Para el caso de las ventanas de Hamming y Hanning, se puede realizar la supresión de lóbulos laterales de hasta 10 dB, pero estas ventanas tienen un inconveniente, como se puede observar en la Figura 5.3, el ancho del lóbulo principal es mayor para el caso de la ventana Hamming llega a ser de cerca de 28°, y para el caso de la ventana Hanning es de 30° aproximadamente.

El patrón obtenido con la ventana Chebyshev-Dolph, a diferencia de las ventanas Hamming y Hanning, presenta una menor supresión de lóbulos laterales, con un lóbulo lateral de amplitud de -7.5 dB, pero es mayor en comparación de la ventana cuadrada; además, se observa que el ancho del lóbulo principal es menor que las demás ventanas, aproximadamente de 15°. Ambos parámetros, supresión de lóbulos laterales y ancho del lóbulo principal, son los que sirven para seleccionar a la ventana Chebyshev Dolph como la óptima para el sistema.

En la Figura 5.3 se representan los patrones de radiación en el sistema de coordenadas cartesianas aunque es frecuente que se represente en el sistema de coordenadas polares, tal como se mostró en el Capítulo 2. En la Figura 5.4 se representa el patrón de radiación del formador de haz fijo con la ventana Chebyshev-Dolph en coordenadas polares. Se observa que la máxima potencia del patrón de radiación está en 0°. La ventaja de esta representación es que se observa con mayor claridad la relación entre el ángulo del arreglo y la potencia obtenida en ese ángulo, aunque para el resto del capítulo el patrón de radiación se representa en coordenadas cartesianas.

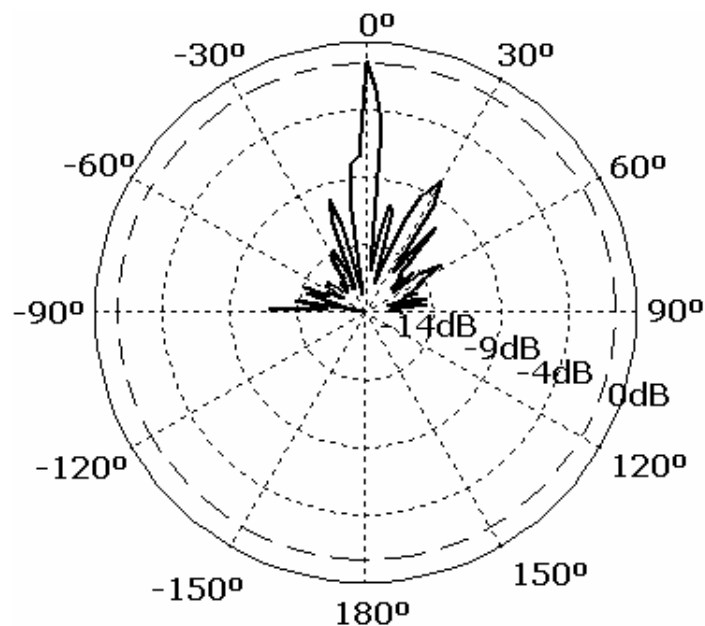


Figura 5.4 Patrón de radiación con ventana Chebyshev-Dolph en coordenadas polares.

5.4 PATRÓN DE RADIACIÓN CON GSC

A continuación, en las Figuras 5.5 a 5.10 se muestran las gráficas del patrón de radiación obtenidos tanto con el formador de haz fijo como con el GSC, para valores de μ

del algoritmo adaptable LMS de 0.1, 0.3 y 0.6, para vectores direccionamiento con ángulos de -40° y 0° , que al igual que en la prueba anterior, la frecuencia de la señal de prueba es de 15.5 kHz.

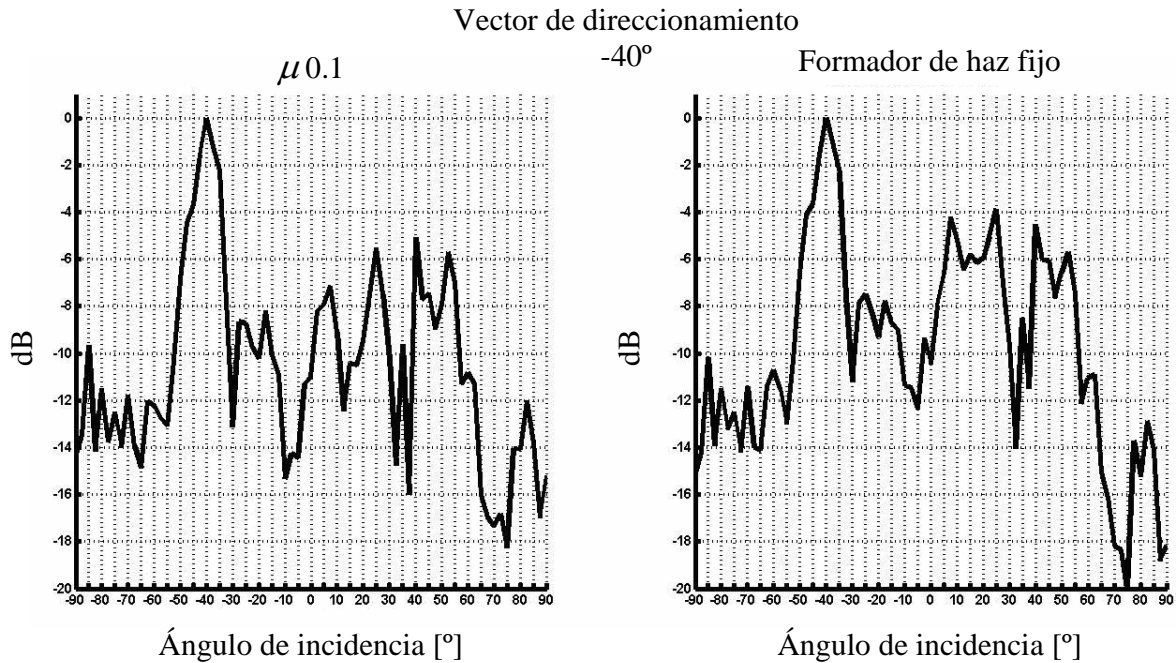


Figura 5.5 Patrones de radiación con ángulo de -40° y $\mu = 0.1$.

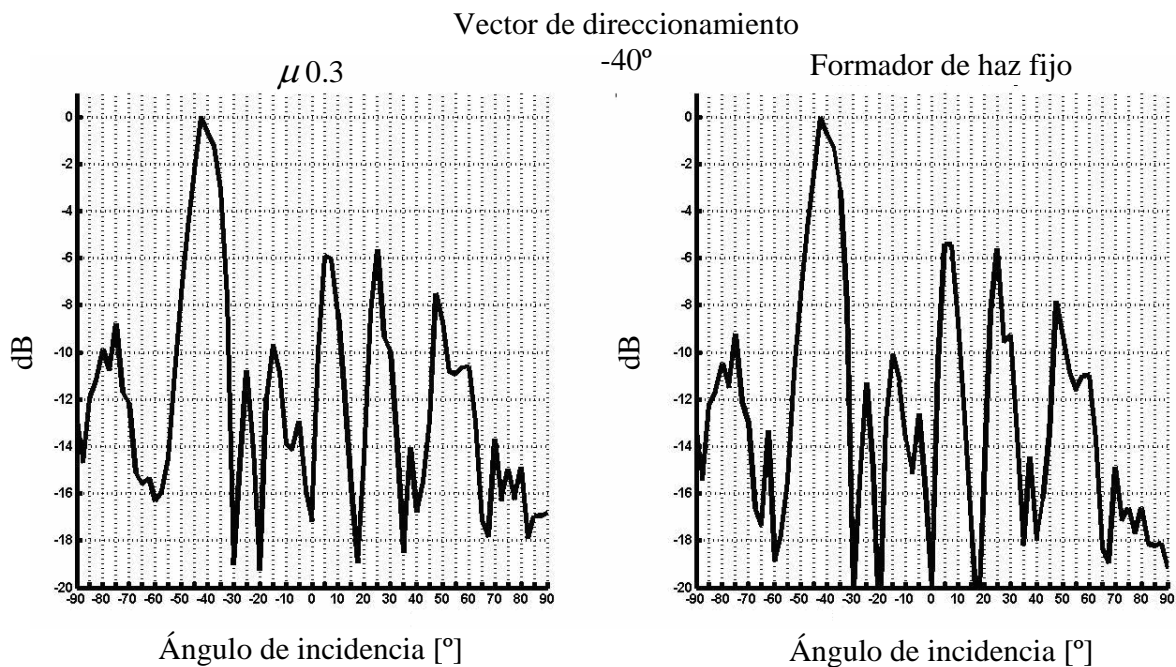


Figura 5.6 Patrones de radiación con ángulo de -40° y $\mu = 0.3$.

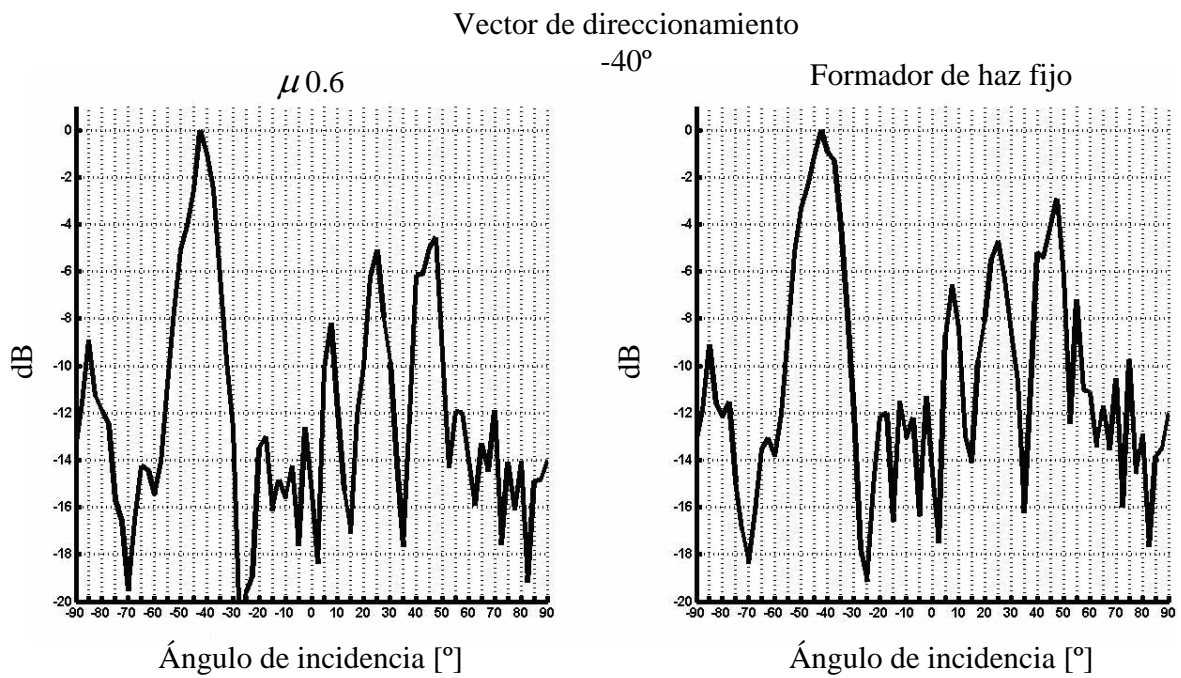


Figura 5.7 Patrones de radiación con ángulo de -40° y $\mu = 0.6$.

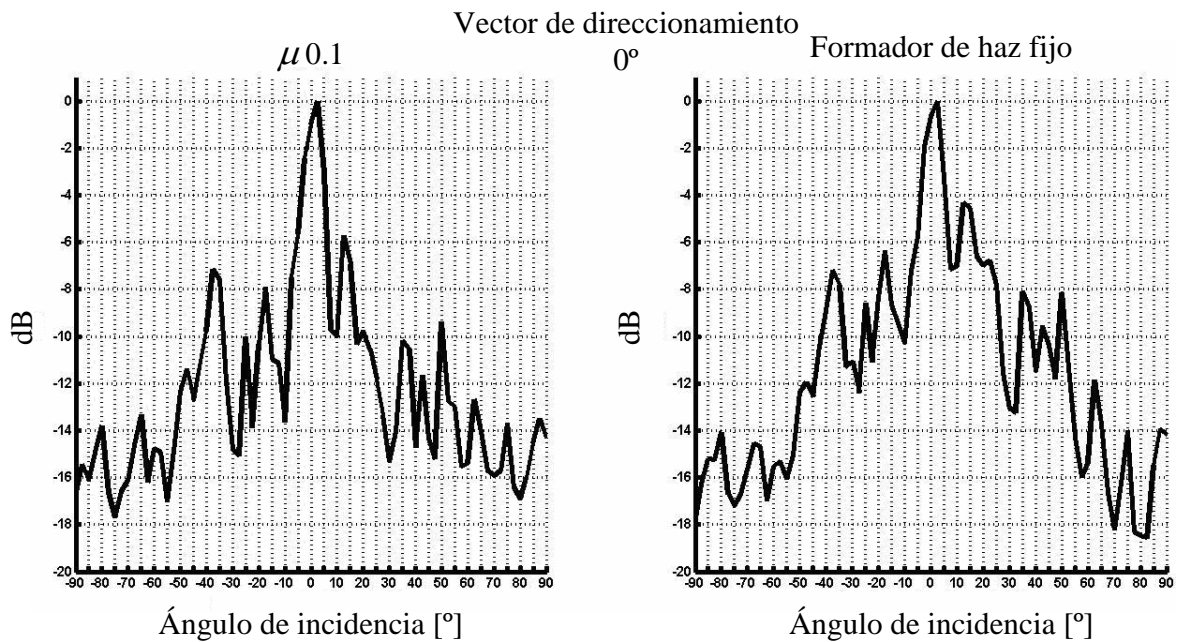


Figura 5.8 Patrones de radiación con ángulo de 0° y $\mu = 0.1$.

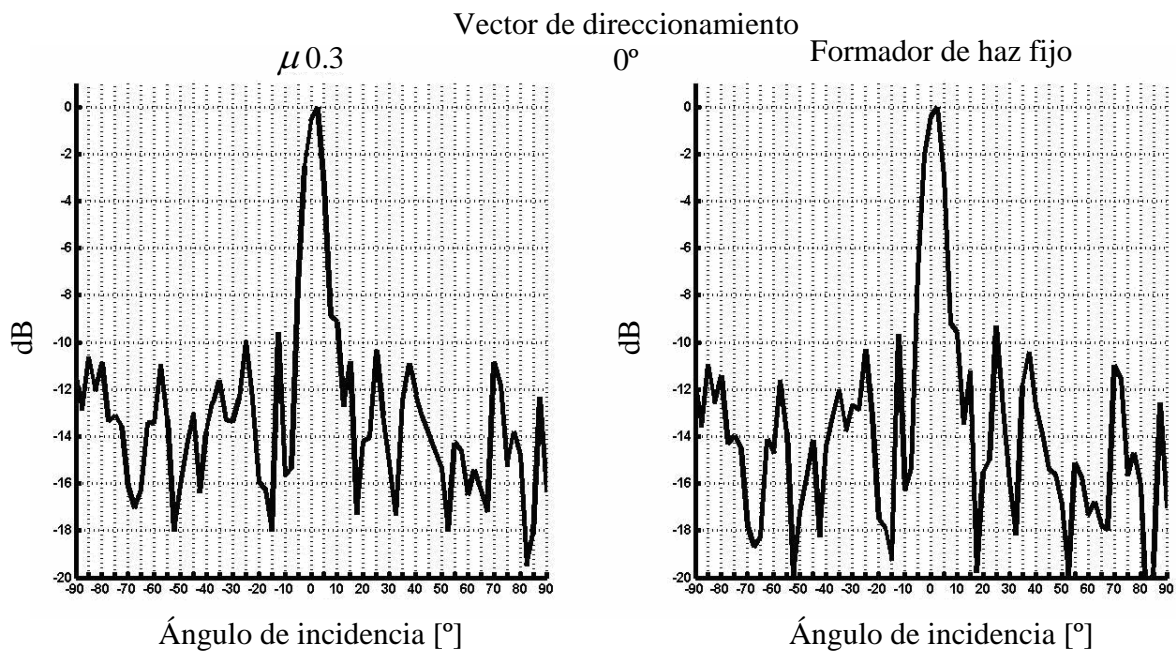


Figura 5.9 Patrones de radiación con ángulo de 0° y $\mu = 0.3$.

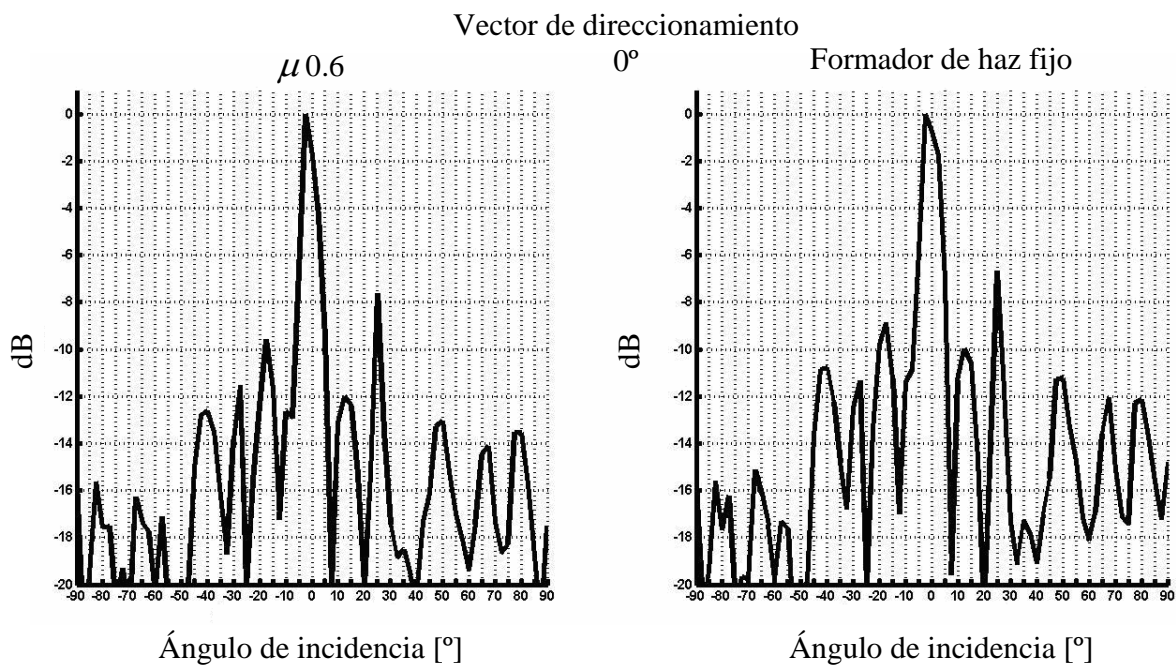


Figura 5.10 Patrones de radiación con ángulo de 0° y $\mu = 0.6$.

En las Figuras 5.5 a 5.10 se puede observar que con el algoritmo GSC es posible realizar dos cosas, aumentar la supresión de lóbulos laterales y disminuir el ancho del lóbulo principal, así como el ancho de potencia media. Como se puede apreciar, para el caso de μ igual a 0.3 y 0.6 la supresión de lóbulos laterales es menor a la de 0.1. Si se compara con el espectro obtenido con el formador de haz fijo cuando μ es igual a 0.3 y 0.6 es poca la diferencia con respecto al espectro del formador de haz fijo. Con el valor de μ igual a 0.1 es posible aumentar hasta 2 dB la supresión de lóbulos laterales.

5.5 MEDICIÓN DE LA DOA VARIANDO EL PARÁMETRO μ

A continuación se muestran los resultados de la DOA para distintos valores de μ , estos resultados se obtienen al mismo tiempo que se calculan los patrones de radiación correspondientes. En las Figuras 5.11 y 5.12 el eje horizontal corresponde al ángulo al cual incide la señal emitida por la bocina sobre el arreglo y el cual se mide con ayuda del disco transportador, y el eje vertical corresponde al valor de la DOA obtenido con el DSP. Idealmente la DOA debería ser igual al ángulo de incidencia que se representa mediante una línea recta, lo cual no es así ya que el sistema realiza la detección para ángulos de cada 5°. La frecuencia de la señal de prueba es de 15.5 kHz.

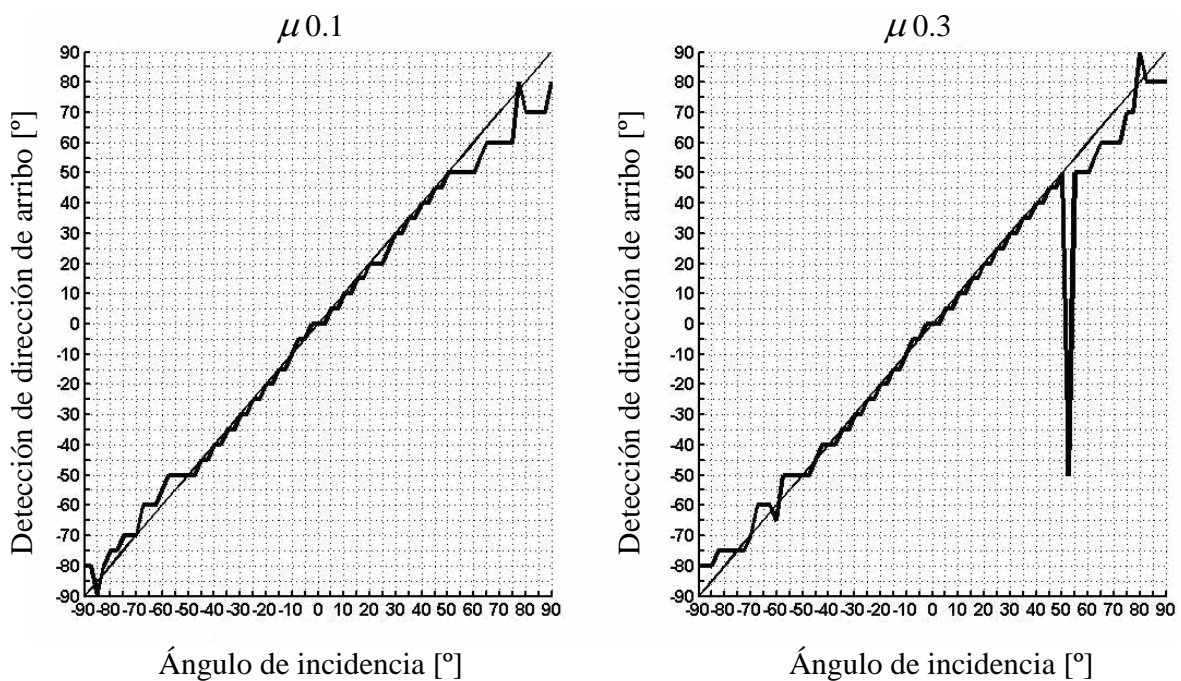


Figura 5.11 DOA para $\mu = 0.1$ y $\mu = 0.3$.

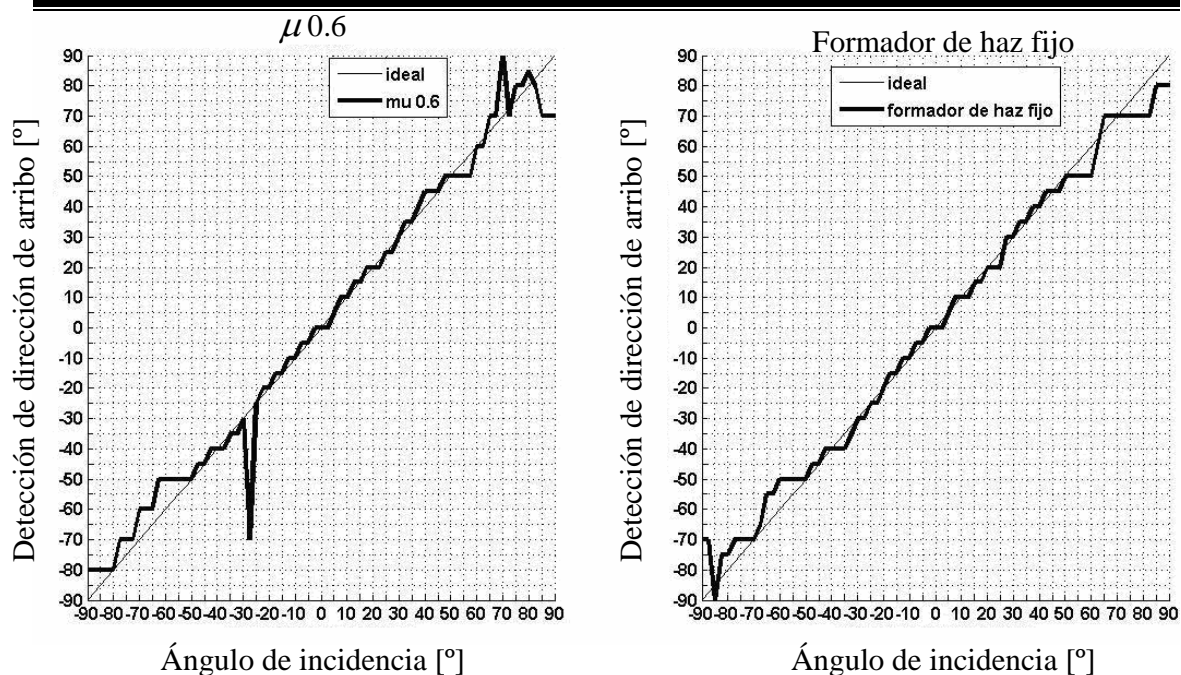


Figura 5.12 DOA para $\mu = 0.6$ y formador de haz fijo.

El sistema originalmente se diseñó para que calculara la detección de dirección de arriba en el intervalo de -90° a 90° por lo que se tratan de 37 vectores de direccionamiento, aunque con base en la bibliografía el DOA es posible sólo en el intervalo de -60° a 60° como máximo en un arreglo lineal [31]; a pesar de esto se tomaron en cuenta los vectores de direccionamiento fuera de este intervalo para conocer el comportamiento del sistema en los extremos.

Como se puede observar, la DOA obtenida es más próxima a la respuesta ideal en el intervalo de -50° a 50° independiente del valor de μ , pero conforme se sale de este intervalo, la DOA se vuelve errática; con base a estos resultados se calcula el promedio del error relativo porcentual, primero considerando el intervalo que va de -90° a 90° y después el que va de -50° a 50° .

Se obtuvo el error porcentual promedio con base en la ecuación (5.1), y con la ecuación (5.2) se calcula el error cuadrático [14] con el cual se puede hacer una comparación entre los resultados mostrados en las gráficas. En la Tabla 5.1 se presentan los errores calculados para los distintos valores de μ , para dos casos uno considerando el intervalo de muestras obtenidas entre -90° a 90° , y otro para el intervalo de escaneo entre -50° a 50° , en el cual se acerca más el sistema a la respuesta deseada.

$$e\% = \frac{\sum_{i=1}^n \left| \frac{Vr_i - Vm_i}{Vr_i} \times 100\% \right|}{n} \tag{5.1}$$

$$e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (Vr_i - Vm_i)^2}{n}} \quad (5.2)$$

Tabla5.1 Error en la DOA para distintos valores de μ .

μ	%e _r [-90°,90°]	%e _r [-50°,50°]	e [°] [-90°,90°]	e[°] [-50°,50°]
0.1	10.3890 %	10.8939 %	5.6131°	1.9127°
0.3	12.1380 %	10.4061 %	12.8479°	1.7461°
0.6	12.0959 %	14.2587 %	7.6526°	6.8964°
Formador de haz fijo	10.2848 %	11.2424 %	5.4584°	2.0660°

La razón por la cual el error porcentual promedio no es menor de 10%, es debido a la baja resolución del sistema, ya que se están tomando muestras con incrementos de 2.5° y el sistema es capaz de realizar la DOA en incrementos de 5°. Para un intervalo de -50° a 50° se tiene un menor error cuando μ es igual a 0.3, aunque para un intervalo de -90° a 90° el error es mayor llegando a un 12%. Y se observa que cuando μ es de 0.6 en el intervalo de -50° a 50° el error aumenta alcanzando un error promedio de 6.8964°.

Estos resultados son obtenidos tomando en cuenta que la ventana del formador de haz fijo es una ventana Chebyshev-Dolph.

5.6 MEDICIÓN DE LA DOA CON EL ALGORITMO GSC PARA DIFERENTES VENTANAS

Adicionalmente se obtuvo la DOA con el algoritmo GSC considerando diferentes ventanas. Las ventanas que se utilizaron fueron cuadrada, Chebyshev-Dolph, Hamming y Hanning, y se calculó el promedio del error porcentual relativo en el intervalo de -50° a 50°. A continuación se muestran en las Figuras 5.13 y 5.14, la DOA obtenida con el algoritmo GSC con diferentes ventanas en el formador de haz fijo y en la Tabla 5.2 el error calculado. La frecuencia de la señal de prueba es de 15.5 kHz.

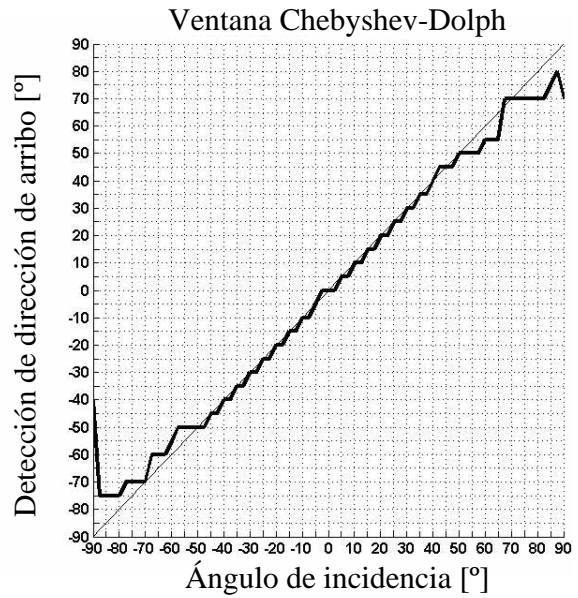
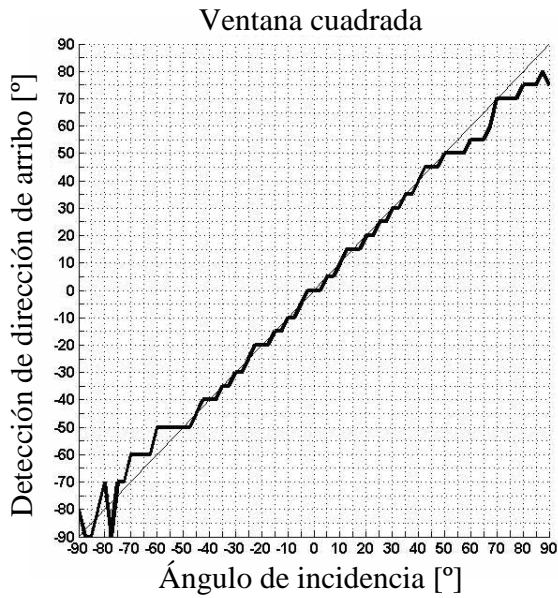


Figura 5.13 DOA con ventana cuadrada y Chebyshev-Dolph.

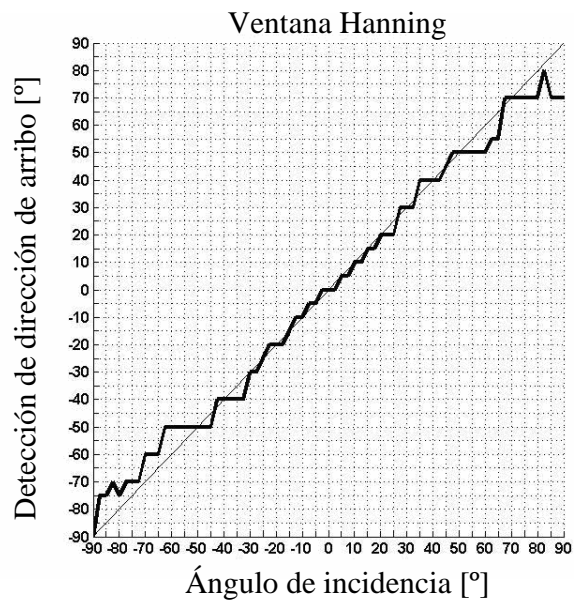
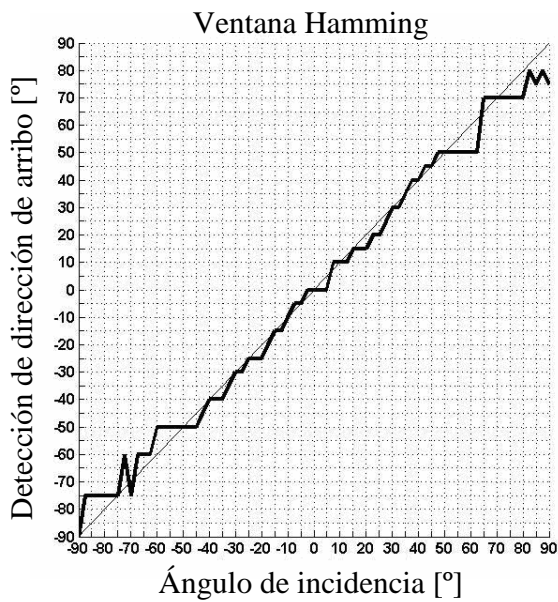


Figura 5.14 DOA con ventana Hamming y Hanning.

Tabla 5.2 Error en la DOA con distintas ventanas en el formador de haz fijo.			
VENTANA	%e _r [-50°,50°]	e[°] [-90°,90°]	e[°] [-50°,50°]
Cuadrada	10.4061 %	4.9656°	1.7461°
Chebyshev-Dolph	10.4061 %	7.7857°	1.7461°
Hamming	15.1719 %	5.2669°	2.5898°
Hanning	12.2370 %	6.1932°	2.5898°

Se observa que con las ventanas cuadrada y Chebyshev–Dolph tiene un menor error, en comparación con las ventanas Hanning y Hamming, debido a que el ancho del lóbulo principal es más angosto para las primeras ventanas. También se observa que para el intervalo angular de -50° a 50° ambas ventanas tienen el mismo error, por lo que se podría elegir cualquiera de las dos ventanas, aunque como se vio en la prueba de patrón de radiación con ventanas, se obtiene una mayor supresión de lóbulos laterales con la ventana Chebyshev-Dolph en comparación con la ventana cuadrada; es por ello que se utilizó la ventana Chebyshev-Dolph para el resto de las pruebas.

5.7 RESPUESTA EN FRECUENCIA

En la gráfica de Figura 5.15 se muestra la respuesta en frecuencia del sistema, tanto para el formador de haz fijo como para el GSC.

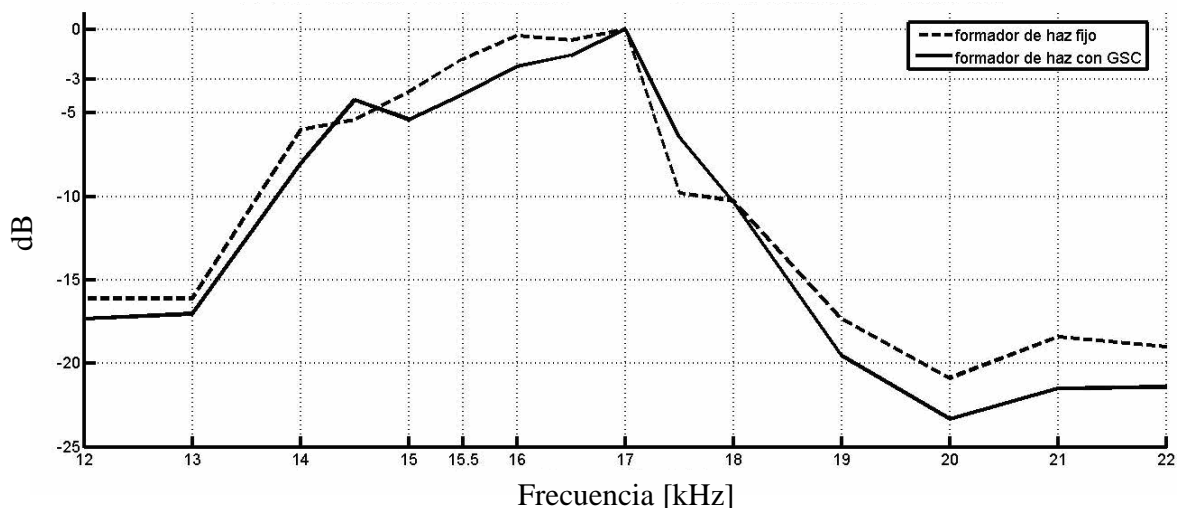


Figura 5.15 Respuesta en frecuencia del sistema con vector de direccionamiento y ángulo de incidencia iguales a 0°.

Para esta prueba se eligió el *vector de direccionamiento* para 0°, es decir, sólo se utiliza el registro de potencia para este vector de direccionamiento, tanto para el formador de haz fijo como para el GSC.

Se realizó el mismo procedimiento que la prueba anterior, pero con una diferencia, al principio la bocina emite una señal de 12 kHz, una vez terminado se cambia la frecuencia de la señal que emite la bocina ahora a 13 kHz y se repite lo anterior. El procedimiento se repite cambiando la frecuencia de la señal incrementando 1 kHz cada vez, hasta llegar a 14 kHz, a partir de 14 kHz los incrementos se cambian a 500 Hz. Esto se realiza hasta llegar a 22 kHz. Adicionalmente se observa las frecuencias a la que es capaz de obtenerse la dirección de arriba.

Se puede apreciar que la respuesta en frecuencia está dada por el filtro FIR pasa banda, pero además se ve afectada por el filtro pasa banda del circuito acondicionador de señal. La banda de paso del formador de haz fijo está entre 15 kHz a 17.1 kHz, aunque el formador de haz con GSC su banda de paso es menor y va de 15.7 kHz a 17.1 kHz.

5.8 MEDICIÓN DE LA DOA A DISTINTAS FRECUENCIAS

En esta prueba se obtuvieron las DOA para distintas frecuencias, en las Figuras 5.16, 5.17 y 5.18 se observa cómo se comporta la DOA dependiendo de la frecuencia de la señal de prueba.

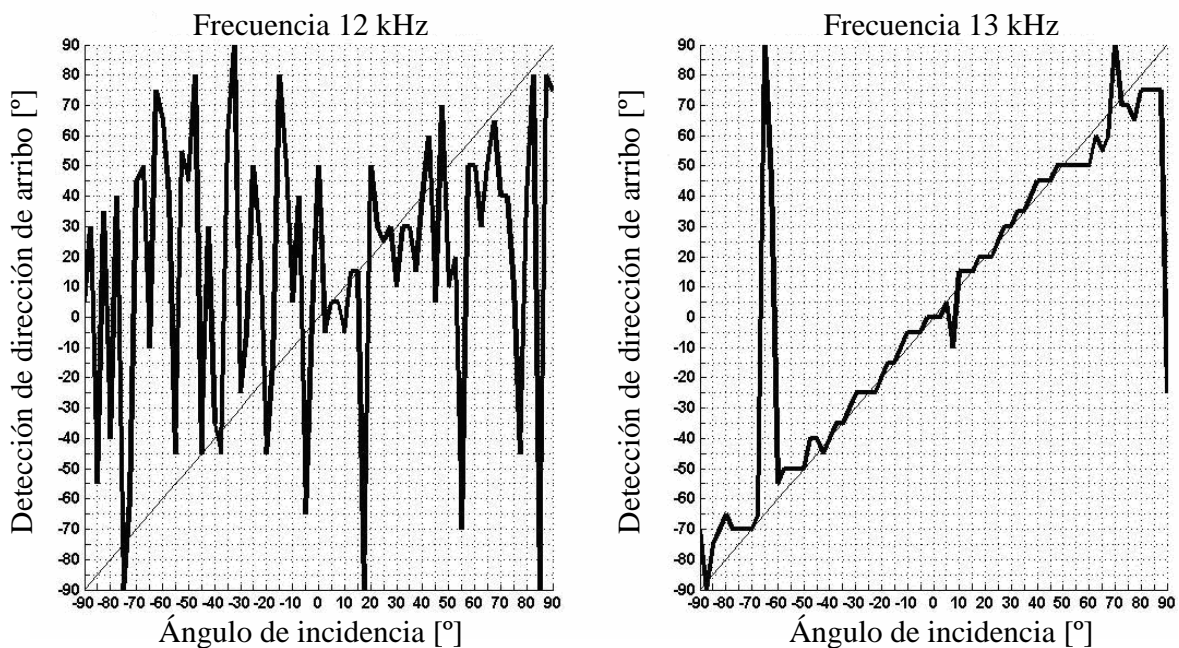


Figura 5.16 DOA para 12 y 13 kHz.

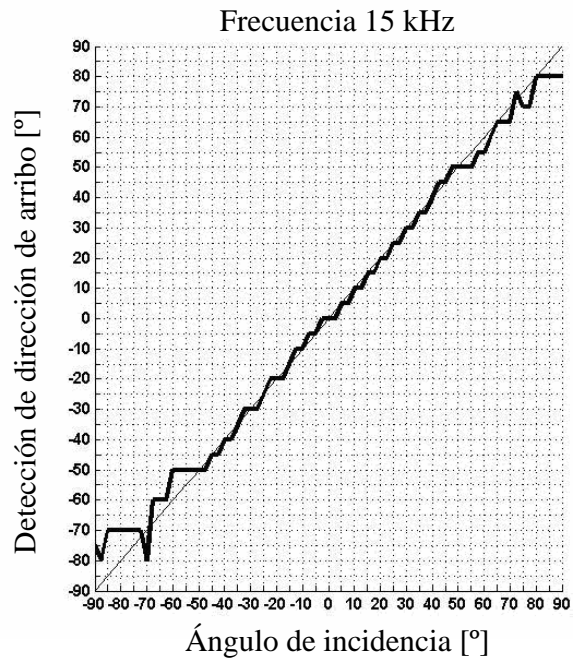
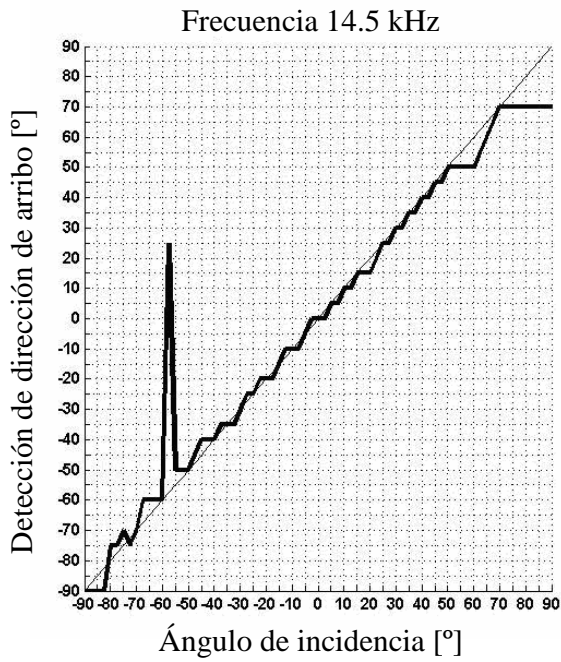


Figura 5.17 DOA para 14.5 y 15 kHz.

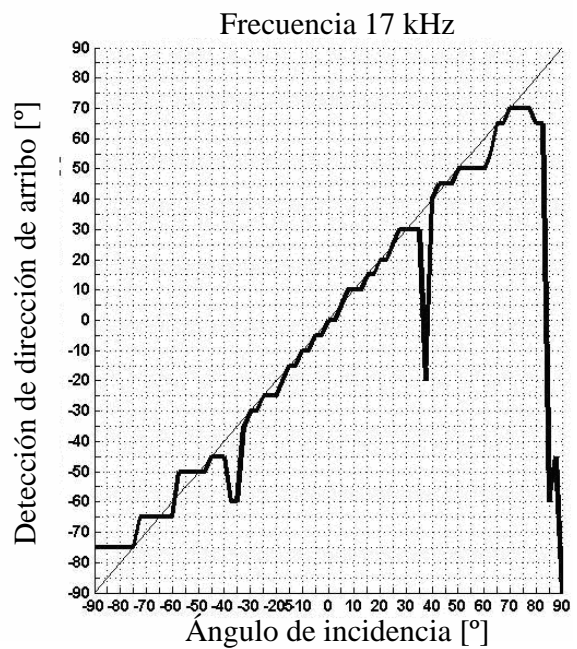
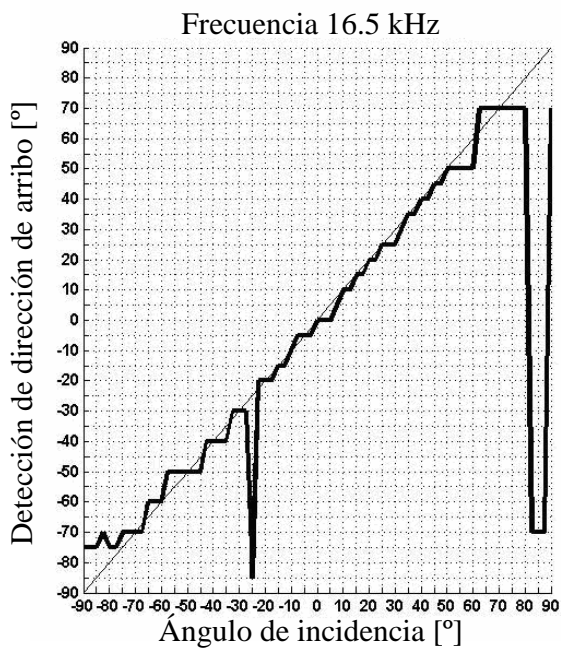


Figura 5.18 DOA para 16.5 y 17 kHz.

En la Figura 5.16 se observa que para la frecuencia de 12 kHz el sistema es incapaz de obtener la DOA conforme la frecuencia aumenta, la DOA mejora, y para la frecuencia de 15 kHz la DOA es más cercana a la respuesta deseada. Conforme la frecuencia aumenta a partir de los 15 kHz, la DOA presenta en ciertas partes errores grandes, por ejemplo, cuando la frecuencia es de 16.5 kHz, como se observa en la Figura 5.18 cuando el arreglo tiene un ángulo de -25° el sistema detecta como si tuviera un ángulo de -85° lo cual es muy grande, cuando la frecuencia es de 17 kHz cuando el arreglo se encuentra en 37.5° el sistema detecta -20° . Para frecuencias mayores a 17 kHz el error aumenta ya que se presentan lóbulos gratinados en los patrones de radiación para los distintos vectores de direccionamiento que hacen más difícil el poder realizar la DOA. Por lo tanto, el sistema presenta un menor error cuando la frecuencia de prueba es lo más próxima a 15 kHz, a pesar de estar fuera de la banda de pasa del filtro pasa banda.

5.9 DESEMPEÑO DEL SISTEMA

Con ayuda de *Code Composer CCS* es posible obtener los ciclos de reloj que realiza el DSP, cada ciclo de reloj es igual a 6.667 ns. Con la herramienta clock en el menú *profile* se obtienen los ciclos de reloj que ocupa el DSP en realizar una serie de instrucciones, para obtener los ciclos de reloj solo se activa clock en modo manual, y se colocan breakpoints entre las partes que se desea analizar y se corre el programa, cuando el DSP llega a la parte del programa donde se ubica un *breakpoint*, el CCS detiene al DSP y se obtiene el número de ciclos de reloj. A continuación en la Tabla 5.3, se muestra los ciclos de reloj que utiliza cada uno de los procesos que realiza el DSP durante un periodo de muestreo.

Tabla 5.3 Procesos que realiza el DSP en un periodo de muestreo de 22.6760 μ s.			
Proceso	Ciclos de reloj	Tiempo	
Lectura de los 16 micrófonos	300	2.0000 μ s	
Elección del vector de direccionamiento	11	73.3333 ns	
Matriz de bloqueo y formador de haz fijo con ventana	535	3.5657 μ s	
Filtro FIR pasa banda	211	1.4067 μ s	
LMS	$W_{ccof}^{+1} = W_{ccof} + \mu EB$	193	1.2867 μ s
	$B * W_{ccof}$	117	0.7800 μ s
Cálculo de la Potencia	Cálculo de potencia de formador de haz fijo y formador de haz con GSC	52	0.34667 μ s
	Borrar coeficientes W_{ccof} de LMS	255	1.7000 μ s
Determinación de la DOA	35	0.2333 μ s	
Corrimiento de muestras del arreglo y filtro FIR	641	4.2733 μ s	
Otros procesos	501	3.3400 μ s	
TOTAL	2851	19.007 μs	

La frecuencia de muestreo del sistema es de 44.1 kHz, por lo que su periodo de muestreo es de 22.6760 μ s, el sistema tarda 19.0070 μ s en realizar las operaciones durante un ciclo de muestreo, y quedan libres 3.67 μ s en los que se pueden realizar aproximadamente 550 instrucciones. Por lo tanto, las instrucciones que realiza el DSP ocupan un 83.82 % del período de muestreo.

Con base en la Tabla 5.4, se obtienen los ciclos de reloj para calcular el tiempo que tarda el DSP en realizar un escaneo completo del espacio para los 37 vectores de direccionamiento, es decir, para un intervalo de -90° a 90° , y para 21 vectores de direccionamiento, es decir, un escaneo de -50° a 50° .

Tabla 5.4 Tiempo de escaneo.			
Proceso	Intervalo Angular de Escaneo	Ciclos de Reloj	Tiempo
DOA con 37 vectores de direccionamiento	-90° a 90°	251 802 859	1.6787 s
DOA con 21 vectores de direccionamiento	-50° a 50°	142 913 420	0.9527 s

En la Tabla 5.4 se observa que el proceso requiere menos tiempo si se utilizan únicamente los 21 vectores de direccionamiento con lo que la frecuencia a la cual se lleva el escaneo del espacio es de 1.0496 Hz lo cual es mayor en comparación a los 0.5957 Hz que llevaría a cabo en caso de utilizar los 37 vectores de direccionamiento.

5.10 SÍNTESIS

A lo largo de este capítulo se mostraron las pruebas realizadas con el arreglo de micrófonos junto con el DSP, se obtuvieron los patrones de radiación experimentales y se compararon con la teoría para el caso del formador de haz fijo con diferentes ventanas; se determinó que la ventana a utilizar fuera la Chebyshev-Dolph ya que tiene una mayor supresión de lóbulos laterales, además de que el lóbulo principal es más angosto en comparación con las otras ventanas.

Después, se obtuvieron los patrones de radiación para el formador de haz con GSC cambiando el parámetro μ del algoritmo LMS; de los resultados se observa que cuando μ es igual a 0.1 hay un cambio más significativo en el patrón de radiación aumentando la supresión de lóbulos laterales, aunque en comparación a μ igual a 0.3 la DOA presenta un menor porcentaje de error.

En las siguientes pruebas se observó el comportamiento del sistema con respecto a la frecuencia de la señal de prueba, se observa cómo el filtro pasa banda FIR colocado después del formador de haz fijo afecta al sistema limitando el funcionamiento del sistema al ancho de banda del filtro. Además, se observa cómo es la DOA para distintas frecuencias y se determinó que para las frecuencias entre 15 kHz y 16 kHz la DOA presenta un menor error.

Por último, se muestra la relación de ciclos de reloj que utiliza el DSP para ejecutar el proceso en un periodo de muestro, y se calcula cuánto tiempo tarda el sistema en realizar un escaneo del espacio para determinar la DOA.

CONCLUSIONES

En esta tesis se diseñó mediante un arreglo lineal de dieciséis micrófonos y la tarjeta DSK DSP TMS320F2812 un sistema capaz de detectar el ángulo o dirección de arribo de una señal acústica, es decir, lleva a cabo el proceso de Detección de Dirección de Arribo DOA de una fuente de sonido que emite una señal acústica senoidal de entre 13 hasta 17 kHz.

Para que el sistema realice la detección de dirección de arribo primero se calcularon los vectores direccionamiento, que son el número de retrasos en las señales provenientes de cada micrófono los cuales modifican el patrón de radiación del arreglo, originalmente las señales sin retrasos en el patrón de radiación del arreglo tiene su lóbulo principal en la dirección de cero grados, sin embargo con los vectores de direccionamiento es posible cambiar la dirección del lóbulo principal. Por lo tanto, para conocer cómo realiza el sistema la detección fue necesario obtener los patrones de radiación para los distintos vectores de direccionamiento, tanto para distintas ventanas en el formador de haz fijo y con el algoritmo generalizado de cancelación de lóbulos laterales GSC.

Como se puede observar en los resultados, el algoritmo GSC modifica el patrón de radiación aunque no de forma significativa, ya que en general el algoritmo LMS trabaja con la razón de $N-1 \times k+1$, donde N es el número de micrófonos y k es el número de retrasos de las muestras de la matriz de bloqueo, ya que N son dieciséis y k cero, el vector de coeficientes adaptables es de 15×1 ; si se utilizan los retrasos aumenta el número de coeficientes del algoritmo adaptable, y por lo tanto éste mejoraría, pero a la vez aumentaría el número de operaciones que tendría que realizar el DSP tanto en corrimientos de datos como en número de multiplicaciones, con lo que el período de muestreo no sería suficiente para realizar las operaciones; por ello se utilizó un vector de coeficientes adaptables W_c de 15×1 .

El sistema realiza la detección en un intervalo de -50° hasta 50° medidos con respecto a la recta perpendicular al arreglo, con una resolución de 5° , suponiendo que el arreglo de micrófonos se mantiene inmóvil. Adicionalmente se intentó realizar la detección para los intervalos de -90° a -50° y de 50° a 90° . Se verificó que para estos intervalos el sistema realiza la detección aunque con un mayor error.

Como se observa en la Tabla 5.4, el proceso de detección de dirección de arribo tarda 1.6787 s si se hace la detección de -90° a 90° , y 0.9527 s para un intervalo de -50° a 50° ; estos tiempos se deben a que para obtener la potencia para un vector de direccionamiento, se requieren 2000 muestras, es decir 45.35 ms; que es un tiempo lo bastante grande para que el algoritmo LMS converja, para mejorar el tiempo se tendría que optimizar el tiempo de convergencia del algoritmo LMS para minimizar el tiempo de escaneo del sistema.

La distancia mínima entre la fuente y el arreglo para realizar la detección de arribo es de tres metros y es aquella a la cual el frente de onda se considera plano. Para disminuir la distancia de detección del arreglo sería necesario considerar la curvatura del frente de onda, con lo que se tendría que calcular de otra forma los vectores de direccionamiento.

Para mejorar más aún al sistema se tiene que recurrir a optimizarlo; la mayor parte del programa fue escrito en lenguaje C y el compilador lo traduce a instrucciones de lenguaje ensamblador; el optimizar el sistema consiste en escribir directamente algunas instrucciones en lenguaje ensamblador, con lo que se podría reducir el número de instrucciones y evitar instrucciones que incluye el compilador; la desventaja sería lo complicado de programar un sistema grande y complejo en lenguaje ensamblador.

El sistema es capaz de detectar el ángulo entre la recta perpendicular al arreglo y la fuente que emite la señal; en un futuro se pretende que junto con el arreglo se encuentre una fuente de sonido y que el sistema sea capaz de formar una imagen con los ecos de la señal, es decir, construir un sonar a partir de este sistema.

Si se colocara un segundo arreglo de sensores que se encontrara a cierta distancia conocida al primer arreglo, dado que cada uno detecta un ángulo diferente de la fuente, se podría calcular la distancia de la fuente de sonido a cada uno de los arreglos mediante la técnica de triangulación, es decir, se podría realizar la localización de la fuente conociendo dirección y distancia.

Con el sistema de detección de dirección de arribo se pueden seguir distintos caminos, desde su mejoramiento e investigación de algoritmos adaptables para conocer sus limitaciones reales, así como el entendimiento de sus aplicaciones actuales tales como la localización de una fuente de ondas, o hasta su empleo en robots capaces de utilizar sonar para exploración.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] BARTLETT, Bruce. *Stereo microphone techniques*. Focal Press. USA. 1991.
- [2] BORWICK, John. *Micrófonos tecnología y aplicaciones*. Escuela de Cine y Video. España. 1990.
- [3] CHEN, Warkai. *Passive, active and digital filters*. CRC Taylor & Francis Group. USA. 2006.
- [4] DOCLO, Simon. *Multi-Microphone noise reduction and dereverberation techniques for speech applications*. Katholieke Universiteit Leuven Faculteit Toegepaste Wetenschappen. Belgica 2003
- [5] DUDGEON, Dan. *Array Signal Processing Concepts and Techniques*. Prentice Hall. USA. 1993.
- [6] DUNCAN, Ben. *High Performance Audio Power Amplifier*. England. Newnes 2002.
- [7] ENCICLOPEDIA LAROUSSE. *Temático Universal Tomo 5*. Larousse S.A. de C.V. Colombia 2000.
- [8] FOUTZ, Jeffrey; SPANIAS, Andreas; BANAVAR, Mahesh. *Narrowband direction of arrival estimation for antenna arrays*. Ed. Morgan & Claypool. USA. 2008.
- [9] FRANCO, Sergio. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*. McGrawHill. USA. 2001.
- [10] FRENZEL, Louis. *Sistemas electrónicos de comunicaciones*. Alfaomega. México 2003.

-
- [11] GHAVAMI, M. y ALLEN, B. *Adaptive array systems. Fundamentals and applications*. John Wiley & Sons. England. 2005.
- [12] HOOLE, P. *Smart antennas and signal processing for communications, biomedical and radar systems*. WIT. USA. 2001.
- [13] HOWARD, Hughes. *Sensory exotica a world beyond human experience*. MIT Press. England. 1999.
- [14] JARAMILLO, Gabriel; TAKAHASHI, Carlos; ZAMORA, Alvaro. *Apuntes de física experimental*. Facultad de Ingeniería. México. 1989.
- [15] JOSEFSSON, Persson. *Conformal Array Antenna Theory and Design*. IEEE. USA. 2006
- [16] MOSQUEIRA, Salvador. *Física elemental*. Ed. Patria. México D.F. 1968.
- [17] NAIDU, Prabhakar. *Sensor array signal processing*. CRC Press LLC. USA. 2000.
- [18] OPPENHEIM, Alan. *Signal and systems*. Prentice-Hall. USA. 1999.
- [19] RUMSEY, Francis. *Spatial audio*. Focal Press. England. 2001
- [20] SINCLAIR, Ian. *Audio and hi-fi handbook*. Ed. Newnes. 3ª edición. England. 1998
- [21] SINCLAIR, Ian. *Sensors and Transducers*. Ed. Newnes. 3ª edición. England. 2001
- [22] SPECTRUM DIGITAL. *eZdsp F2812 Technical referente*. USA. 2003.
- [23] TALBOT, Michael. *Sound engineering explained*. Focal press. England. 1998.
- [24] TEXAS INSTRUMENTS. *C281x C/C++ Header files and peripheral examples quick start*. USA. 2007.
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F2810, TMS320F2812. Digital signal processors data manual SPRS174H*. USA. 2001.
- [26] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F28x Analog-to-Digital Converter (ADC) Peripheral Reference Guide SPRU060*. USA. 2002.
- [27] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide SPRU430*. USA. 2001.
- [28] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F28x DSP Peripherals Reference Guide SPRU566*. USA. 2003.
-

[29] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS321x281x DSP System Control and Interrupts Reference Guide SPRU078*. USA. 2002.

[30] VISSER, Hubregt. *Array and phased array antenna basics*. John Wiley and Sons. England. 2005.

[31] WULF-DIETER, Wirth. *Radar techniques using army antennas*. The Institution of Electrical Engineers. England. 2001.

[32] ZOHER y KARU, Z. *Signal and systems*. Z. Z. Press Cambridge. 4ª Ed. USA. 2001.

[32] ESCOBAR, L. y SILVA, A. *Sistema de detección de ángulo de arribo en señales acústicas*. Aceptado en CIINDET VIII. Cuernavaca, Morelos. México 24-26 de Noviembre de 2010.

- Página dejada en blanco intencionalmente -

GLOSARIO

A

Acústica. Parte de la física que estudia las propiedades, producción, reproducción y propagación del sonido.

Audición biaural. Capacidad de algunos animales, incluyendo el hombre, de localizar una fuente de sonido mediante el uso de dos canales independientes.

Ancho de banda. Intervalo de frecuencias útil de cualquier sistema limitado por la baja frecuencia f_L y la de alta frecuencia f_H , frecuencias a las cuales la ganancia del sistema cae 0.707 veces del valor máximo en el intervalo de frecuencias útil. También se define como la diferencia entre el límite de alta frecuencia y el límite de frecuencia baja.

Ancho de potencia media. Diferencia angular para la cual el haz o lóbulo principal dirigido en una dirección dada, su potencia se ha reducido a 3 dB.

Arreglo lineal uniforme. Arreglo formado por sensores distribuidos sobre una línea recta igualmente espaciados.

B

Biosonar. Técnica que utilizan algunos animales para navegar o localizar presas por medio de ondas acústicas en la cual se basa el funcionamiento del sonar.

C

Campo lejano. Región del espacio a la cual la fuente de ondas está lo suficiente alejada para considerar que el frente de onda esférico tiende a ser plano.

Campo cercano. Región del espacio a la cual la fuente de ondas emite un frente de onda esférico.

D

Dirección de arribo (*Direction Of Arrive, DOA*). Ángulo al cual incide un frente de onda sobre un arreglo de sensores.

E

Eco. Fenómeno que se produce cuando un sonido rebota contra una superficie lejana y regresa al receptor con una menor amplitud y con un cierto retardo.

F

Filtrado. Proceso de remover o alterar partes del contenido de las frecuencias de una señal para producir una nueva señal.

Filtro digital. Es aquél que utiliza un procesador digital para realizar operaciones matemáticas sobre valores muestreados de la señal.

Filtro FIR. Filtro de respuesta a impulso finito; es un tipo de filtro digital que si su entrada es un impulso la salida será un número limitado de términos diferentes de cero. Para obtener la salida sólo se emplean valores de la entrada actual y anteriores por lo que no depende del valor de salida actual y anteriores, también se les llama filtros digitales no recursivos.

Filtro IIR. Filtro de respuesta infinita al impulso; si el filtro se excita con un impulso, la salida será un número ilimitado de términos diferentes de cero por lo que no regresará a su estado de reposo. Para obtener la salida se emplean valores de la entrada actual y valores anteriores además de valores de la salida anteriores. Debido a que utiliza valores anteriores de salida, también se le llama filtro digital recursivo.

Formador de haz. Técnica utilizada para obtener un patrón de radiación deseado por medio de un arreglo de sensores.

Fracción de ancho de banda (FB). Parámetro que se utiliza para diferenciar los modos de operación de un arreglo de sensores; para valores menores de 1% se dice que son arreglos de banda angosta, es decir, que funcionan para un ancho de banda de frecuencias reducido, en cambio, para valores mayores del 1% se les llama arreglos de banda ancha, los cuales funcionan para ancho de banda amplio.

L

Lóbulos gratinados. Lóbulos que se presentan en el patrón de radiación cuando se utiliza una señal cuya longitud de onda es menor al doble de la distancia entre sensores y que son debidos a un fenómeno de *aliasing*. Estos lóbulos tienen una amplitud igual o incluso pueden ser mayores a la del lóbulo principal.

Lóbulos laterales. En un patrón de radiación direccionado, son los intervalos angulares en el que se encuentra un valor máximo relativo de potencia y está limitado por dos puntos mínimos y que se encuentran a los lados del lóbulo principal.

Lóbulo principal. También se le conoce como haz, para un patrón de radiación direccionado es el intervalo angular en el cual se encuentra concentrada la mayor potencia, y se mide a partir de los dos puntos mínimos más cercanos al punto máximo de potencia.

M

Micrófono. Transductor que transforma las ondas de sonido en señales eléctricas.

N

Número de onda. Es el número de veces que vibra una onda en una unidad de distancia, puede expresarse como ciclos por metro, pero es más frecuente expresarlo como radianes por metro.

O

Onda plana. Onda cuyos frentes de onda son planos paralelos de amplitud constante, que se propagan en el espacio en una sola dirección.

P

Patrón de radiación. Es la forma en que se distribuye la energía emitida o recibida por un dispositivo, y se representa mediante una gráfica que relaciona la posición angular con la potencia normalizada en dB.

R

Radar (*Radio Detecting And Ranging*). Dispositivo que detecta la presencia de objetos o blancos, capaz de determinar su ubicación, dirección y distancia de forma parcial o total por medio de la emisión de ondas electromagnéticas concentradas en una zona angular.

S

Sensor. Es un dispositivo que detecta o mide una cantidad física como presión, voltaje, corriente, intensidad luminosa, etc.

Señal. Abstracción de alguna cantidad o fenómeno físico cuantificable que está en función de una o más variables independientes.

Señal CF-FM. Señal que consiste en una onda sinusoidal que en un intervalo de tiempo su frecuencia permanece constante que se le llama componente de frecuencia constante CF, y en otro intervalo de tiempo su frecuencia puede aumentar o disminuir a lo cual se llama componente de frecuencia modulada FM.

Señal continua. Señal presente para todo instante de tiempo.

Señal discreta. Señal presente únicamente en puntos discretos de tiempo. Por lo general las señales discretas son versiones muestreadas de señales continuas.

Sonar (*SOund Navigation And Ranging*). Dispositivo capaz de detectar y determinar la ubicación, dirección y distancia de objetos por medio de la emisión de ondas de presión.

Sonido. Sensación producida en el cerebro cuando el oído recibe un movimiento ondulatorio longitudinal que se propaga en aire producido por la vibración de un cuerpo.

T

Transductor. Dispositivo que transforma una magnitud física en otra distinta.

ANEXOS

A

Características generales del DSP TMS320F2812

El DSP TMS320F2812 pertenece a la generación TMS320C28x de Texas Instruments, y son dispositivos de alto nivel de integración y de alto desempeño para la solución de aplicaciones de control. El TMS320F2812 contiene características tanto de un microcontrolador como de un procesador digital de señales (DSP), combinando las características de la arquitectura Harvard modificada, direccionamiento circular, ejecución de una instrucción por ciclo de reloj, operaciones registro a registro propias de un DSP, aunado al fácil manejo a través de un conjunto de instrucciones intuitivo y la manipulación de paquetes de bytes y bits de forma sencilla.

A continuación se describen las características principales de la familia C28x a la cual pertenece el DSP TMS320F2812.

A.1 UNIDAD CENTRAL DE PROCESAMIENTO CPU C28X

El CPU es un procesador digital de señales de 32 bits de punto flotante de bajo costo, que se encarga de realizar las operaciones aritméticas y lógicas sobre los datos, el DSP F2812 ejecuta 150 millones de instrucciones por segundo (Mips), lo cual permite al usuario realizar aplicaciones en tiempo real. En la Figura A.1 se muestra el diagrama del CPU.

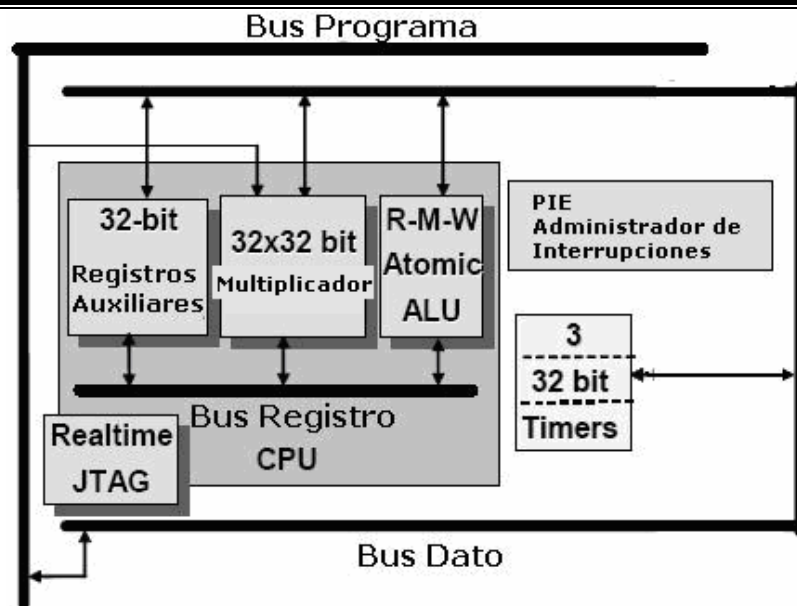


Figura A.1 Diagrama general del CPU C28x.

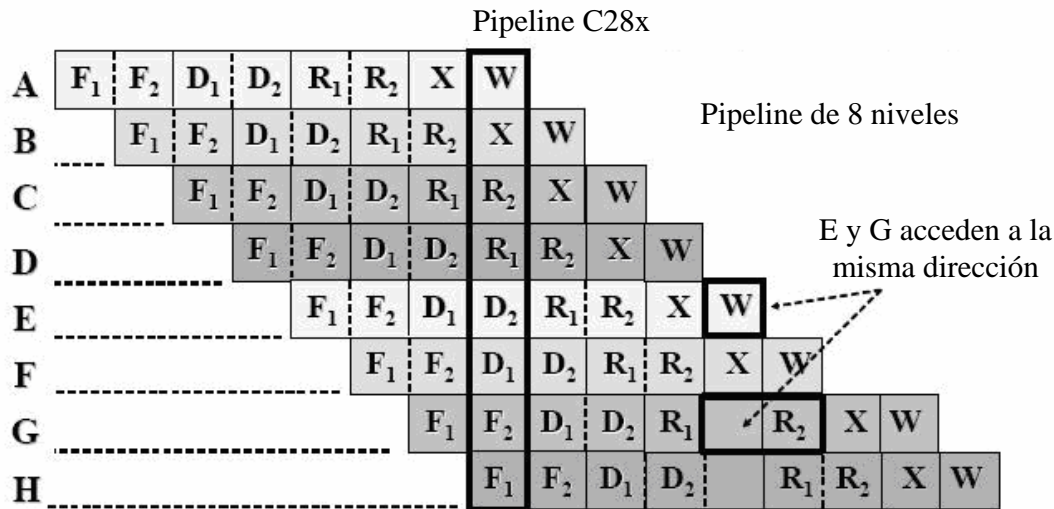
A continuación se listan sus principales características:

- Pipeline protegida. El CPU implementa un pipeline de ocho fases, tal como se muestra en Figura A.2.
- Unidad Aritmética Lógica ALU de 32 bits. Ejecuta operaciones de lógica booleana y aritmética con dos operandos.
- Unidad aritmética de registros direccionamiento ARAU. Genera direcciones de memoria dato, incrementa y decrementa apuntadores en paralelo con operaciones de la ALU.
- Registro de corrimiento. Ejecuta corrimiento hacia la derecha o izquierda de hasta 16 bits.
- Multiplicación en punto flotante. El C28x presenta un hardware multiplicador que puede ejecutar multiplicaciones de 16 x 16 bits o 32 x 32 bits en punto flotante.
- Visibilidad y emulación en tiempo real.

Para tener una idea de la capacidad del DSP, como ejemplo se muestra la instrucción de lenguaje ensamblador.

```
IMACL P,loc32,*XAR7
```

Esta instrucción indica la multiplicación de 32 x 32 bits entre loc32, la cual indica una variable direccionada de forma directa o forma indirecta, por el dato de localidad de 32 bits que apunta XAR7 el cual puede indicarse que solo se incremente. Se realiza el producto de 32 x 32 bits signados y el resultado de 64 bits se suma con el contenido del registro P.



- F1: Dirección de instrucción
- F2: Código de instrucción
- D1: Decodifica instrucción
- D2: Resuelve operando instrucción
- R1: Operando dirección
- R2: Obtiene operando
- X: CPU ejecuta instrucción
- W: Almacena contenido en memoria

Figura A.2 Pipeline protegida del C28x.

Por si sola esta instrucción se realiza en 2 ciclos de reloj, pero si esta se declara junto con la instrucción RPT la cual repite una instrucción N veces el producto acumulación de 32 x 32 bits se realiza en N+2 ciclos de reloj.

A.2 BUSES

Como muchos dispositivos DSP, se hace uso de múltiples buses para mover datos entre la memoria, los periféricos y el CPU. La arquitectura del bus de memoria contiene:

- Un bus de lectura programa: líneas de dirección de 22 bits y líneas dato de 32 bits.
- Un bus de lectura de datos: líneas de dirección de 32 bits y líneas dato de 32 bits.
- Un bus de escritura de datos: líneas de dirección de 32 bits y líneas dato de 32 bits.

Los buses dato de 32 bits de ancho permiten operaciones de 32 bits en un ciclo, esta arquitectura de bus múltiple, conocida como arquitectura Harvard permite buscar, leer un valor de dato y escribir un valor de dato en un solo ciclo. Todos los periféricos y memorias están conectados al bus de memoria y dará prioridad al acceso a memoria. La Figura A.3 se muestra la estructura de bus del C28x.

Estructura Interna Bus C28x

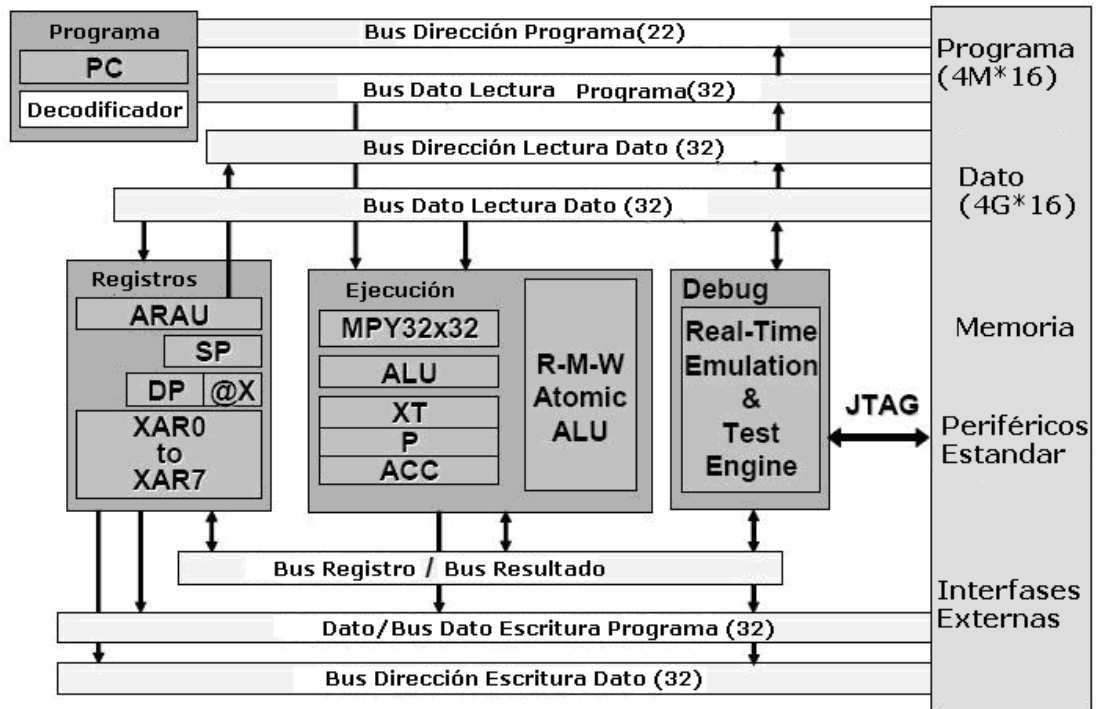


Figura A.3 Diagrama de buses del C28x.

A.3 MEMORIA

El C28x utiliza 32 bits de dirección datos y 22 bits para direcciones de programa. La Figura A.4 muestra el mapa de memoria del C28x. El mapa de memoria está dividido en los siguientes segmentos:

- Programa/Dato on chip. Todos los dispositivos C28x contienen dos bloques de memoria de acceso único on chip referidos como M0 y M1. Cada bloque es de 1K words (1 word = 16 bits). M0 está ubicado de las direcciones 0x000000 a la dirección 0x0003FF. Y M1 esta mapeado en las direcciones 0x000400 a 0x0007FF. M0 y M1 están mapeados tanto para espacio programa y espacio dato. Por lo que M0 y M1 pueden utilizarse para ejecutar código o para datos.
- Reservado. Las direcciones 0x00000800 a 0x000009FF en espacio dato están reservados para registros emulación de CPU.
- Vectores Interrupción CPU. Sesenta y cuatro direcciones en espacio programa son utilizados para una tabla de 32 vectores interrupción de CPU.

Mapa de Memoria TMS320F2812

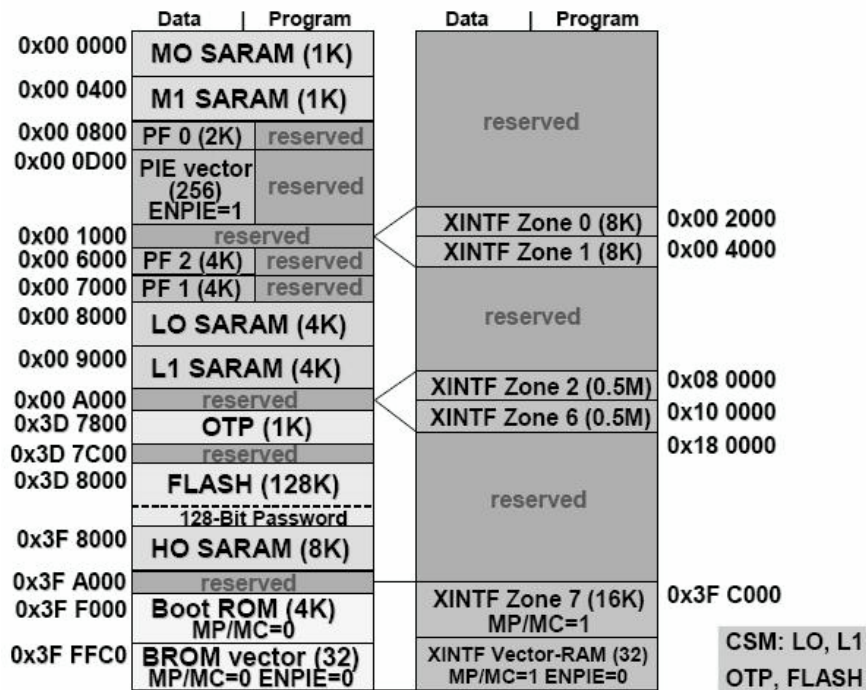


Figura A.4 Mapa de memoria del C28x.

A.4 RECURSOS DEL SISTEMA

A continuación se describe los recursos necesarios del DSP para el programa desarrollado en esta la tesis, cuanta memoria ocupa el programa así como que periféricos del DSP ocupa.

El programa se ubica de la localidad 0x3F8002 hasta la localidad 0x3F87C3 en memoria SARAM tanto el programa principal así como las subrutinas, interrupciones y otras funciones que se utilizan para configurar los periféricos, los datos se guardan en memoria SARAM a partir de la localidad 0x3F9000 hasta la localidad 0x3F958F. Adicionalmente se utilizaron las localidades 0x8094 a la localidad 0x9036 de la memoria SARAM para poder observar el comportamiento de las señales con ayuda de CCS.

En la Tabla A.1 se mencionan los recursos del DSP TMS320F2812 y se menciona cómo el sistema ocupa estos recursos.

Tabla A.1 Periféricos utilizados del DSP para desarrollado en esta la tesis	
Recurso	Utilizado por el trabajo de tesis
Memoria Flash y memoria programable una sola vez (<i>One Time Programmable OTP</i>)	No se utiliza
Modulo de Código de Seguridad	No se utiliza
Oscilador PLL controla la frecuencia de funcionamiento del DSP	150MHz
Temporizadores 0/1/2 CPU de 32 bits	Se utiliza el temporizador 0 para controlar la frecuencia de muestreo 44.1kHz
<i>Watchdog</i>	Deshabilitado
Registros GPIO MUX que se utilizan para multiplexar o conmutar la operación de pines compartidos	No se utiliza
Periférico de Expansión de Interrupciones PIE para multiplexar numerosas fuentes de interrupción en un conjunto reducido de entradas de interrupción	Se utilizan 2 interrupciones de las 96 disponibles
Interfase Externa (<i>External Interface, XINTF</i>)	No se utiliza
Controlador Mejorado de Área de Red (<i>Enhanced Controller Area Network, eCAN</i>)	No se utiliza
Administrador de Eventos (<i>Event Manager, EV</i>)	No se utiliza
Convertidor Analógico Digital (<i>Analogic to Digital Converter, ADC</i>)	Se ocupan los 16 canales disponibles del convertidor y se operan en modo cascada
Puerto Serial Buffereado Multicanal (<i>Multichannel Buffered Serial Port, McBSP</i>)	No se utiliza
Interfase Comunicación Serial (<i>Serial Communications Interface, SCI</i>)	No se utiliza
Interfase Periférico Serial (<i>Serial Peripheral Interface, SPI</i>)	No se utiliza

A.5 OTROS DIAGRAMAS

En la Figura A.5 se representa el funcionamiento del convertidor analógico digital ADC del TMS320F2812 operando de forma secuencial y en modo cascada. El convertidor ADC convierte cada canal uno a uno en el orden programado de acuerdo con los registros

Ch Sel(CONV00), de ahí el nombre de modo cascada, los registros Ch Sel(CONV00) seleccionan los canales con el selector del multiplexor analógico, y se guardan de forma secuencial en los registros ADCRESULT con el selector del multiplexor de resultados. El proceso da inicio con la señal de inicio de secuencia que puede provenir del administrador de eventos EVA o EVB, software, o el pin externo GPIOE1. El convertidor de 12 bits recibe la señal SOC y al terminar la conversión emite la señal EOC, todo esto controlado por la máquina de estado auto secuenciada.

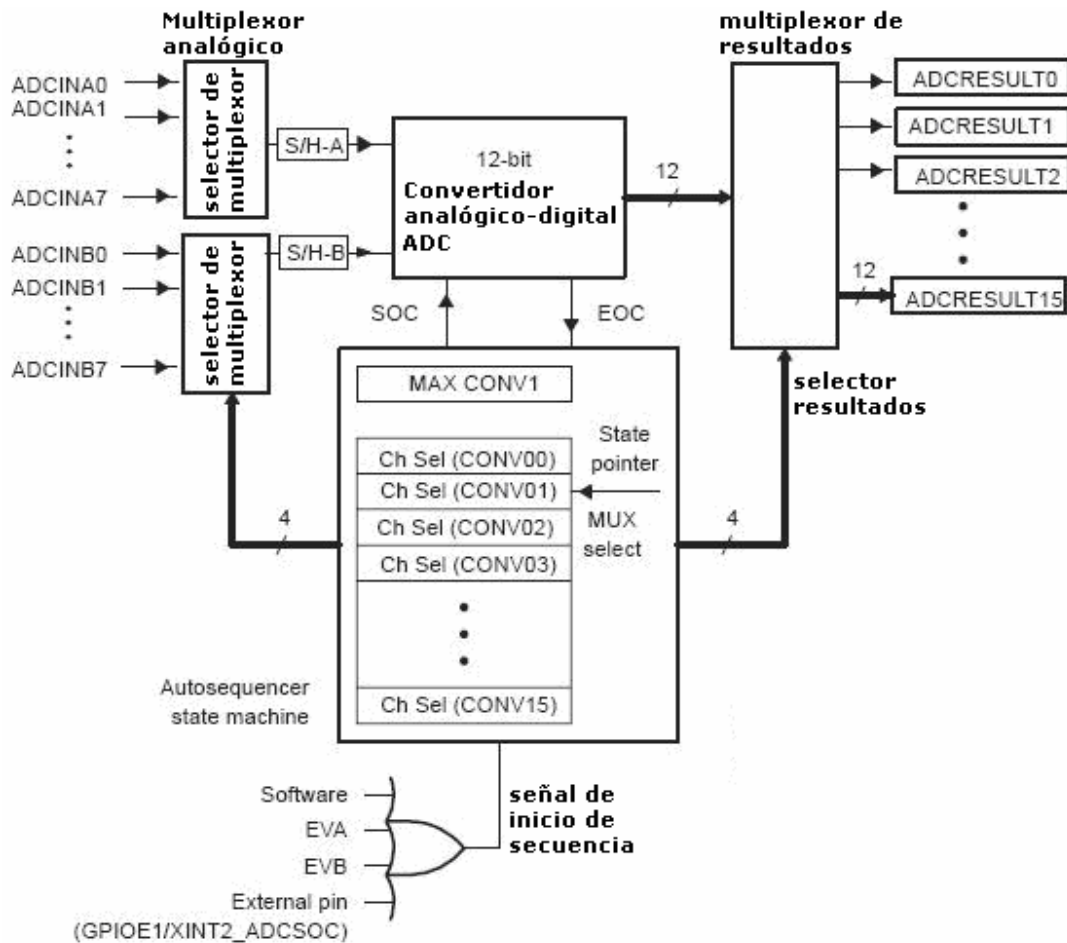


Figura A.5 Diagrama ADC auto secuenciado, en modo cascada.

El CPU del DSP TMS320F2812 dispone de 12 interrupciones, las cuales mediante el periférico PIE se pueden expandir hasta 96 lo cual se hace mediante el control de multiplexor los cuales expanden cada interrupción del CPU por 8. La Figura A.6 muestra esto. Las interrupciones propias del CPU se habilitan mediante el registro IER el cual contiene 12 bits mas otros 4 no disponibles, si se habilita un bit de este registro y en el registro IFR el bit llamado bandera correspondiente se activa, se efectúa la interrupción en el CPU con INTM. Las banderas en el registro IFR se activan mediante la expansión PIE, para ello la compuerta PIEACKx habilita la expansión donde x puede ser una de las doce interrupciones (1, 2, ..., 12) y los registros PIEIERx(8:1) y PIEIFR(8:1) a su vez controlan las interrupciones secundarias INTx.X, donde X es igual a 1, 2, ..., 8, las cuales se asignan

a una fuente de interrupción proveniente de algún periférico o interrupciones externas como señales provenientes de algún pin.

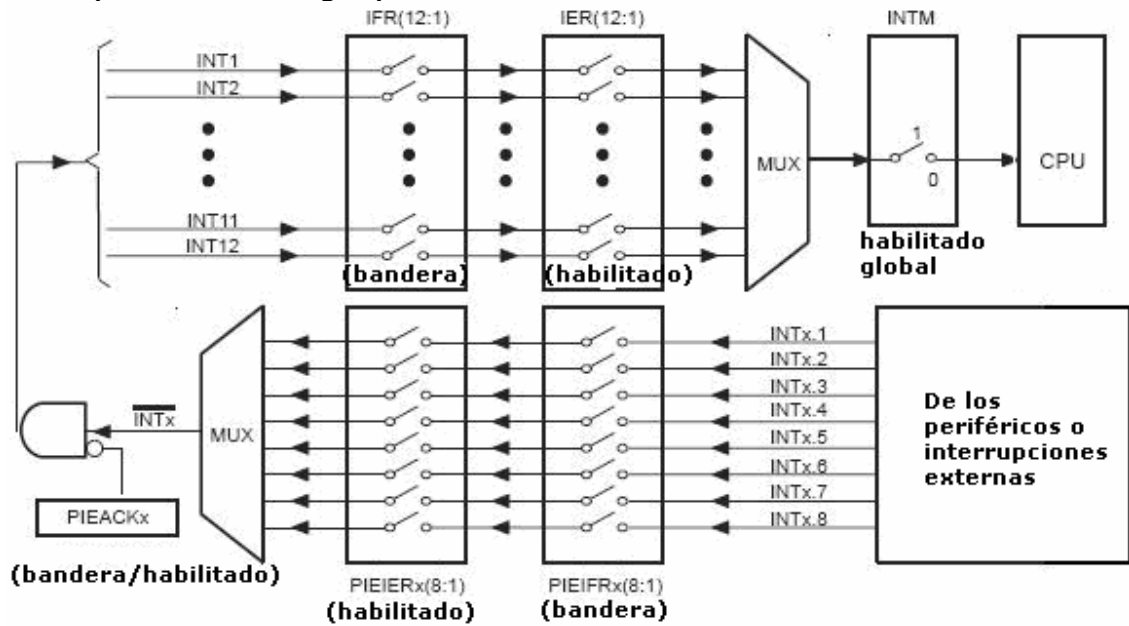


Figura A.6 Diagrama de multiplexaje de interrupciones utilizando el bloque PIE.

Anexos

B

Código del programa

En este anexo se muestra el código fuente del programa principal, así como de otras funciones que utiliza el programa. Cabe mencionar que en el CCS se incluyen los archivos del proyecto que se muestran en la Figura B.1, y al final de este anexo los archivos descritos como archivos encabezado de periféricos que incluyen funciones que facilitan la programación de los periféricos de los dispositivos DSPC281x [24].

```
#include <DSP281x_Device.h>
#include <DSP281x_GlobalPrototypes.h>
#include <DSP281x_DefaultIsr.h>
#include <DSP281x_Examples.h>

interrupt void Timer0_interrup(void);
interrupt void adc_interrup(void);

void RETRA(void);
/*****DECLARACION DE VARIABLES*****/
int k=0, m=0, kl1=0, kl2=0;
long long int sumas=0;
float POT[37],*APOT;
unsigned int *leeA1;
float AC;
int Y=0;
long int APOYO=0,SUMA1=0,SALIDA1=0,*SALE1,DTs, X1=0;
long int contenido=0;
long int X16=0,ETs=0;
long int muE=0;
float ACUMULA=0, POTENCIA=0, Z,POTANG=0;
long int BL[15], *blok;
long int
Wa[16]={4096,1562,1800,2017,2203,2351,2454,2506,2506,2454,2351,2203,2017,1800,1562,4096},*Wa
cof,cont;//Qi=14
long int Wc[15]={0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0},*Wccof;
long int mu=410;// mu=0.1 Qi=12

long int FIRFILT[16]={76, -171, 212, -42, -344, 713, -741, 317, 317, -741, 713, -344, -42,
212, -171, 76}, *Cofiltro;//Qi=12 filtro pasabanda15kHz A 18kHz
```

```

int MATRET[278];/*si d=0.01*/
long int *filtrol;
long int DSUMA=0,ESUMA=0;

int *SEN[16];
int **apl;
short int dirr;
/*
long long *prueba,das;
int t[4]={1,2,4,8};*/
/*si d=0.01m*/
short int MATOFFSET[37][16]={{19,18,16,15,14,12,11,10, 9, 7, 6, 5, 3, 2, 1, 0},//90-1
{19,18,16,15,14,12,11,10, 9, 7, 6, 5, 3, 2, 1, 0},//85-2
{19,17,16,15,14,12,11,10, 8, 7, 6, 5, 3, 2, 1, 0},//80-3
{18,17,16,15,13,12,11,10, 8, 7, 6, 5, 3, 2, 1, 0},//75-4
{18,17,15,14,13,12,10, 9, 8, 7, 6, 4, 3, 2, 1, 0},//70-5
{17,16,15,14,12,11,10, 9, 8, 7, 5, 4, 3, 2, 1, 0},//65-6
{16,15,14,13,12,11,10, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0},//60-7
{15,14,13,12,11,10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0},//55-8
{14,13,12,11,10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0, 0},//50-9
{13,12,11,11,10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0, 0},//45-10
{12,11,10,10, 9, 8, 7, 6, 5, 5, 4, 3, 2, 1, 0, 0},//40-11
{11,10, 9, 8, 8, 7, 6, 5, 5, 4, 3, 2, 2, 1, 0, 0},//35-12
{ 9, 9, 8, 7, 7, 6, 5, 5, 4, 3, 3, 2, 1, 1, 0, 0},//30-13
{ 8, 7, 7, 6, 6, 5, 4, 4, 3, 3, 2, 2, 1, 1, 0, 0},//25-14
{ 6, 6, 5, 5, 4, 4, 3, 3, 3, 2, 2, 1, 1, 0, 0, 0},//20-15
{ 5, 4, 4, 4, 3, 3, 3, 2, 2, 2, 1, 1, 1, 0, 0, 0},//15-16
{ 3, 3, 2, 2, 2, 2, 2, 2, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0},//10-17
{ 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0},//5-18
{ 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0},//0-19
{ 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1},//5-20
{ 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 2, 2, 2, 2, 2, 3, 3},//10-21
{ 0, 0, 0, 1, 1, 1, 2, 2, 2, 3, 3, 3, 4, 4, 4, 5},//15-22
{ 0, 0, 0, 1, 1, 2, 2, 3, 3, 3, 4, 4, 5, 5, 6, 6},//20-23
{ 0, 0, 1, 1, 2, 2, 3, 3, 4, 4, 5, 6, 6, 7, 7, 8},//25-24
{ 0, 0, 1, 1, 2, 3, 3, 4, 5, 5, 6, 7, 7, 8, 9, 9},//30-25
{ 0, 0, 1, 2, 2, 3, 4, 5, 5, 6, 7, 8, 8, 9,10,11},//35-26
{ 0, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 5, 6, 7, 8, 9,10,10,11,12},//40-27
{ 0, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,10,11,11,12,13},//45-28
{ 0, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,10,11,12,13,14},//50-29
{ 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,10,11,12,13,14,15},//55-30
{ 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8,10,11,12,13,14,15,16},//60-31
{ 0, 1, 2, 3, 4, 5, 7, 8, 9,10,11,12,14,15,16,17},//65-32
{ 0, 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 9,10,12,13,14,15,17,18},//70-33
{ 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8,10,11,12,13,15,16,17,18},//75-34
{ 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8,10,11,12,14,15,16,17,19},//80-35
{ 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 9,10,11,12,14,15,16,18,19},//85-36
{ 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 9,10,11,12,14,15,16,18,19}};//90-37
short int *offset1, *offset2;

int tetal=0,conte=0,jkl,angulo=5,dir=0;

float POT2[37],*APOT2,ACUMULA2;
/*****PROGRAMA PRINCIPAL*****/
void main(void){
asm(" SETC          INTM");          //Deshabilita interrupciones
/*****se les asigna valor a apuntadores*****/
APOT=&POT[0];
APOT2=&POT2[0];
Cofiltro=(long int*)&FIRFILT[0];
blok      =(long int*)&BL[0];// LMS
Wccof     =(long int*)&Wc[0];

SEN[0 ]= (int*)&MATRET[ 0];
SEN[1 ]= (int*)&MATRET[ 20];
SEN[2 ]= (int*)&MATRET[ 39];
SEN[3 ]= (int*)&MATRET[ 55];
SEN[4 ]= (int*)&MATRET[ 70];
SEN[5 ]= (int*)&MATRET[ 85];
SEN[6 ]= (int*)&MATRET[ 98];
SEN[7 ]= (int*)&MATRET[110];

```

```

SEN[8 ]= (int*)&MATRET[121];
SEN[9 ]= (int*)&MATRET[132];
SEN[10]= (int*)&MATRET[144];
SEN[11]= (int*)&MATRET[157];
SEN[12]= (int*)&MATRET[172];
SEN[13]= (int*)&MATRET[188];
SEN[14]= (int*)&MATRET[205];
SEN[15]= (int*)&MATRET[224];
filtrol= (long int*)&MATRET[244];
apl=&SEN[0];
SALE1 = (long int*)0x08094;
leeA1 = (unsigned int*)0x07108;

DisableDog();//Se deshabilita WatchDog
asm(" SETC          OBJMODE");
/*****Se configura PLL del DSP*****/
InitPll(0xA);

EALLOW;
SysCtrlRegs.PLLCR.bit.DIV=0xA;          // SYSCLK =150MHz
SysCtrlRegs.HISPCP.bit.HSPCLK=0x0;     // HSPCLK=SYSCLK
SysCtrlRegs.PCLKCR.bit.ADCENCLK=1;     //Se Habilita el reloj del ADC
/*****Se configura timer 0*****/
InitCpuTimers();                       //INICIA CPU TIMERS
CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS=0x1;         //CONTADOR DETENIDO
CpuTimer0Regs.PRD.all=0x0D49;//PRD = 300X10^6
CpuTimer0Regs.TIM.all=0x0D49;
CpuTimer0Regs.TCR.bit.FREE=0x0;
//Configura que el contador se detenga en la posición en que se encuentre
CpuTimer0Regs.TCR.bit.SOFT=0x0;
CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIE=0x1;//habilita interrupción por contador
/*****Se configura periférico ADC del DSP*****/
InitAdc();
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCEXTREF=0x0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=0x1;
//Preescalador de reloj. Si es igual a 0 Fclk=clk/1. Si es igual a 1 Fclk = clk/2
//75MHz conversion
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD=0x0;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS=0x01;    //0X06 Divisor de reloj ADCLK = HSPCLK/(ADCLKPS+1)
75MHz/2=37.5MHz
AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL=0x0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SUSMOD=0x2;
//Modo emulación-suspensión. Bits que determinan que sucede cuando sucede una //suspensión
ocurre como por un breakpoint
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS=0x1;        //Ancho del pulso SOC periodo = ADCTRL1[11:8]+1
veces el ADCLK
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN=0x0;
//Modo de conversión. Si es 1 la conversión continua después de alcanzar EOS, si es 0 //la
conversión se detiene antes de alcanzar EOS
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC=0x1;
//Si es 0 SEQ1 y SEQ2 operan como dos secuenciadores distintos, si es 1 SEQ1 y SEQ2 //operan
como un único SEQ de 16 bits y opera en modo cascada
AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xF;//Numero máximo de conversiones por sesión
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV0=0;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01=1;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02=2;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03=3;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04=4;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05=5;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06=6;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07=7;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08=8;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09=9;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10=0xA;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11=0xB;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12=0xC;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13=0xD;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14=0xE;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15=0xF;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1=0x1;
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;

```

```

AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1=0x1;//Habilita interrupción INT SEQ1
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1=0x0;

EALLOW;
/*****Configuración de interrupciones con periférico PIE*****/
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7=0x1; //habilita interrupción INT1.7 en PIE
PieVectTable.TINT0=&Timer0_interrup;//Liga rutina interrupción con la tabla vector
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6=0x1; //Habilita interrupción PIE INT1.6
PieVectTable.ADCINT=&adc_interrup; //Asocia el PIE tabla vector de interrupciones con la
función interrupción adc_interrup
PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE=0x1; //Habilita interrupciones PIE
IER                               |=M_INT1; //Habilita INT1 en registro IER
EINT;                               //Habilita interrupciones INTM = 0
ERTM;                               //Habilita interrupciones en modo debugger

CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS=0x0;      //Inicia conteo

while(1){}                          //CICLO INFINITO

/*****INTERRUPCIÓN TIMER 0 *****/
interrupt void Timer0_interrup(void){
AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=0x1;
PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1=0x1;//Cambia
estado de PIEIFR asociado a INT1
return;
}
/*****INTERRUPCIÓN ADC *****/
interrupt void adc_interrup(void){
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;

ap1=&SEN[8];
leeA1 = (unsigned int*)0x07108;
blok =(long int*)&BL[0];
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-2008;
//mic1-mic8-----Qi=12
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1979;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1975;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1928;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1958;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1938;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1951;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1920;
ap1=&SEN[0];
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-2020;
//mic9-mic16-----Qi=12
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1960;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1988;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-2016;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1956;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1981;
**(ap1++)=((*(leeA1++))>>4)-1954;
**ap1=(*(leeA1>>4)-2020;
Wacof=(long int*)&Wa[0];

/****ELECCIÓN DE VECTOR DIRECCIONAMIENTO**/

switch (tetat1){
case 0:
offset1=MATOFFSET[18];
dirr=0;
break;
case 1:
offset1=MATOFFSET[0];
dirr=-90;
break;
case 2:
offset1=MATOFFSET[1];
dirr=-85;
break;
case 3:
offset1=MATOFFSET[2];
dirr=-80;
break;
case 4:
offset1=MATOFFSET[3];
dirr=-75;
break;
case 5:
offset1=MATOFFSET[4];
dirr=-70;
break;
case 6:
offset1=MATOFFSET[5];
dirr=-65;
break;
case 7:
offset1=MATOFFSET[6];
dirr=-60;
break;
case 8:
offset1=MATOFFSET[7];
dirr=-55;
break;
case 9:
offset1=MATOFFSET[8];
dirr=-50;
break;
case 10:
break;
}
}

```

```

offset1=MATOFFSET[9];
dirr=-45;

break;
case 11:

offset1=MATOFFSET[10];
dirr=-40;

break;
case 12:

offset1=MATOFFSET[11];
dirr=-35;

break;
case 13:

offset1=MATOFFSET[12];

dirr=-30;

break;
case 14:

offset1=MATOFFSET[13];
dirr=-25;

break;
case 15:

offset1=MATOFFSET[14];
dirr=-20;

break;
case 16:

offset1=MATOFFSET[15];
dirr=-15;

break;
case 17:

offset1=MATOFFSET[16];
dirr=-10;

break;
case 18:

offset1=MATOFFSET[17];
dirr=-05;

break;
case 19:

offset1=MATOFFSET[18];
dirr=0;

break;
case 20:

offset1=MATOFFSET[19];
dirr=05;

break;
case 21:

offset1=MATOFFSET[20];

dirr=10;

break;
case 22:

offset1=MATOFFSET[21];
dirr=15;

break;
case 23:

offset1=MATOFFSET[22];
dirr=20;

break;
case 24:

offset1=MATOFFSET[23];
dirr=25;

break;
case 25:

offset1=MATOFFSET[24];
dirr=30;

break;
case 26:

offset1=MATOFFSET[25];
dirr=35;

break;
case 27:

offset1=MATOFFSET[26];
dirr=40;

break;
case 28:

offset1=MATOFFSET[27];
dirr=45;

break;
case 29:

offset1=MATOFFSET[28];
dirr=50;

break;
case 30:

offset1=MATOFFSET[29];
dirr=55;
break;
case 31:

offset1=MATOFFSET[30];
dirr=60;
break;
case 32:

offset1=MATOFFSET[31];
dirr=65;
break;
case 33:

offset1=MATOFFSET[32];
dirr=70;

```

Como se puede ver en la Figura B.1 El proyecto incluye los archivos que se incluyen en SPRC097 C281x C/C++ Header Files and Peripheral Examples. Al agregar los archivos DSP281x_Device.h, DSP281x_DevEmu.h, DSP281x_GlobalPrototypes.h, DSP281x_SysCtrl.h, rts2800_ml.lib, DSP281x_DefaultIsr.c, DSP281x_GlobalVariableDefs.c, con lo que el sistema automáticamente agrega el resto de los archivos. Los archivos BFSTEER.c donde se incluye el programa principal, y el archivo RETRA.asm el cuales un programa escrito en ensamblador para realizar una serie de corrimientos de datos, son los archivos programados que se realizaron para la tesis.

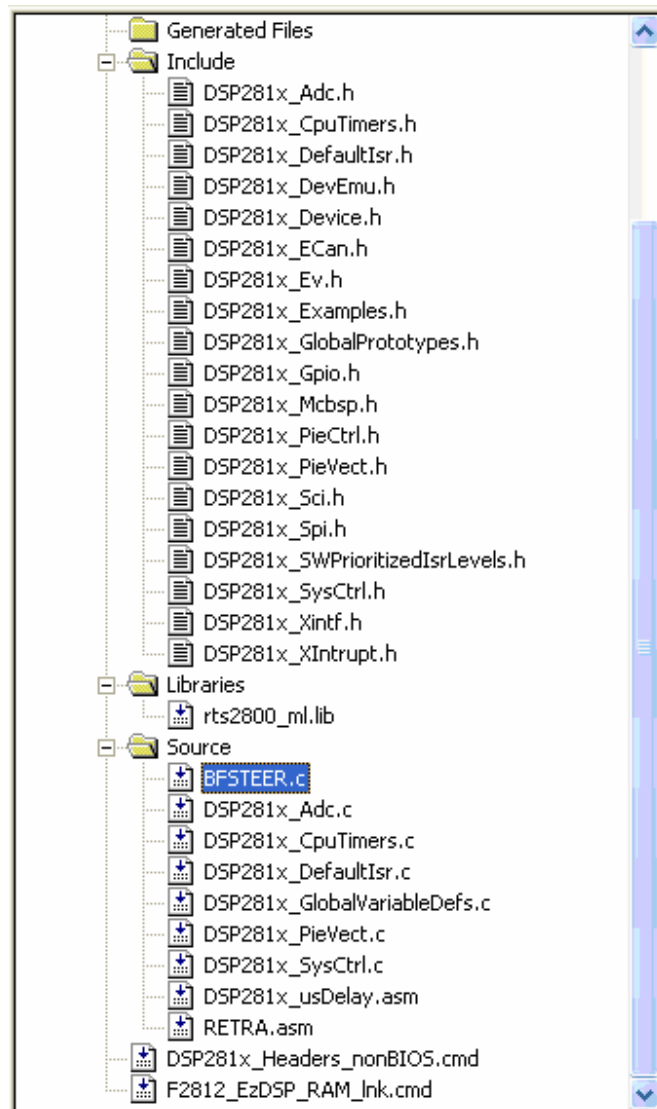


Figura B.1 Ventana parte de CCS

Anexos

C

Circuitos impresos

En este anexo se muestran los circuitos impresos necesarios para el arreglo de sensores y el circuito de acondicionamiento que sirve de interfase entre la tarjeta de desarrollo DSK DSP TMS320F2812 y el arreglo de sensores. Los circuitos impresos fueron realizados en el programa Eagle (*Easily Applicable Graphical Layout Editor*) V 4.1 para *Windows*.

En la Figura C.1 se muestra el circuito del arreglo de micrófonos, como se puede observar los micrófonos electret están soldados a este circuito, a su vez el circuito se conecta con el circuito B que se muestra en la Figura C.3 mediante un cable plano.

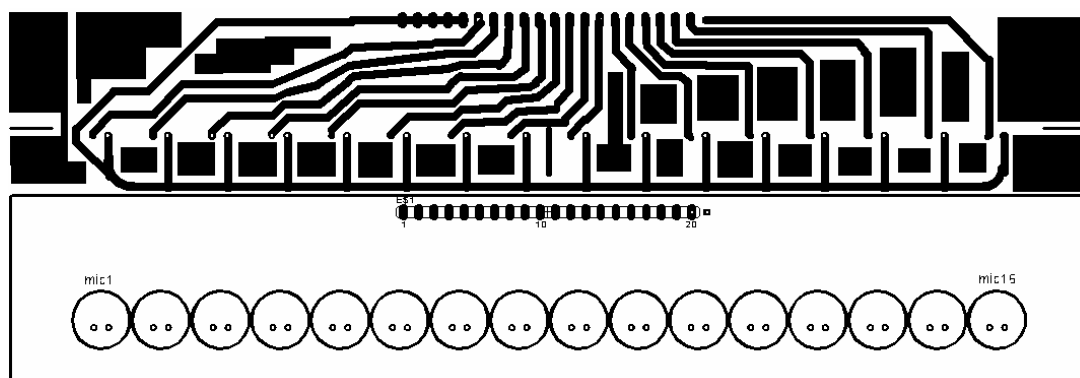


Figura C.1 Arreglo de micrófonos electret em-926.

En la Figura C.2 se muestra el circuito B, que es el circuito donde se encuentra el circuito acondicionador de señal con 16 filtros pasa banda con un ancho de banda de 20 Hz hasta 18 kHz, el circuito recibe como entradas ya sea las señales del arreglo o las señales recibidas en las entradas auxiliares recibidas en el circuito B. En la parte inferior del

circuito A se encuentran 30 pines, que corresponden al puerto ADC de la tarjeta DSK DSP TMS320F2812, a la derecha se encuentran otros 30 pines los cuales están conectados a los voltajes de alimentación y a tierra de los cuales se pueden utilizar para polarizar otros circuitos.

Se hizo la omisión de los valores de los elementos del circuito ya que afectaría la visibilidad del circuito.

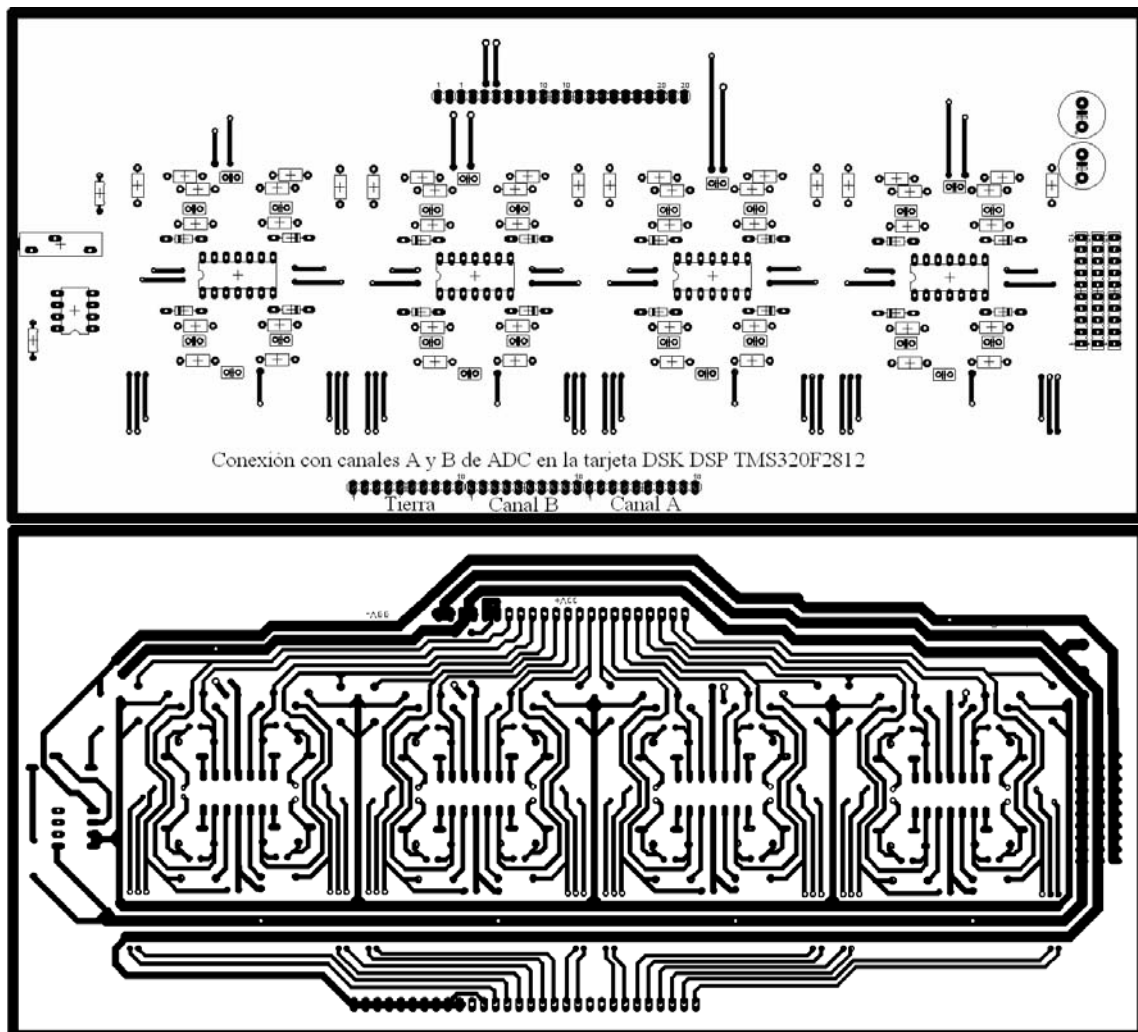


Figura C.2 Circuito B que incluye los amplificadores operacionales TL074.

En la Figura C.3 se muestra el circuito A que es donde se reciben las entradas tanto los voltajes de polarización del circuito, que son -5 V, +5 V y tierra. En éste se incluye la conexión con el arreglo de micrófonos, que se pueden conmutar mediante los 16 switches con las entradas auxiliares, cabe mencionar que las entradas auxiliares están diseñadas para tener una ganancia de 1 y un ancho de banda de 20 Hz hasta 30 kHz.

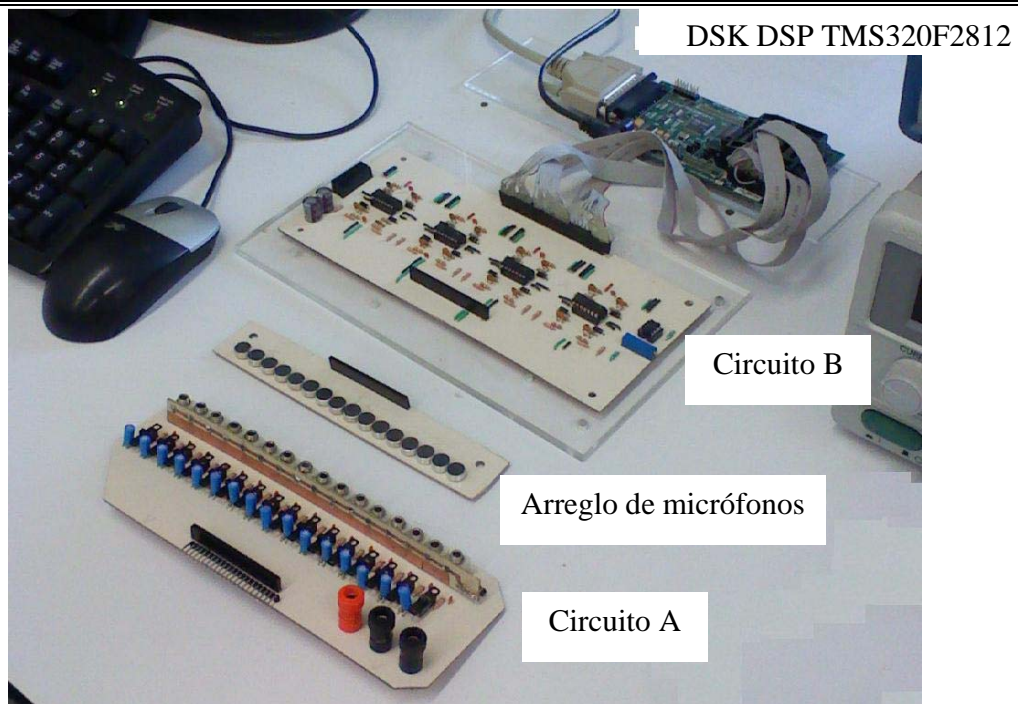


Figura C.4 Circuitos diseñados junto con la tarjeta DSK DSP TMS320F2812.

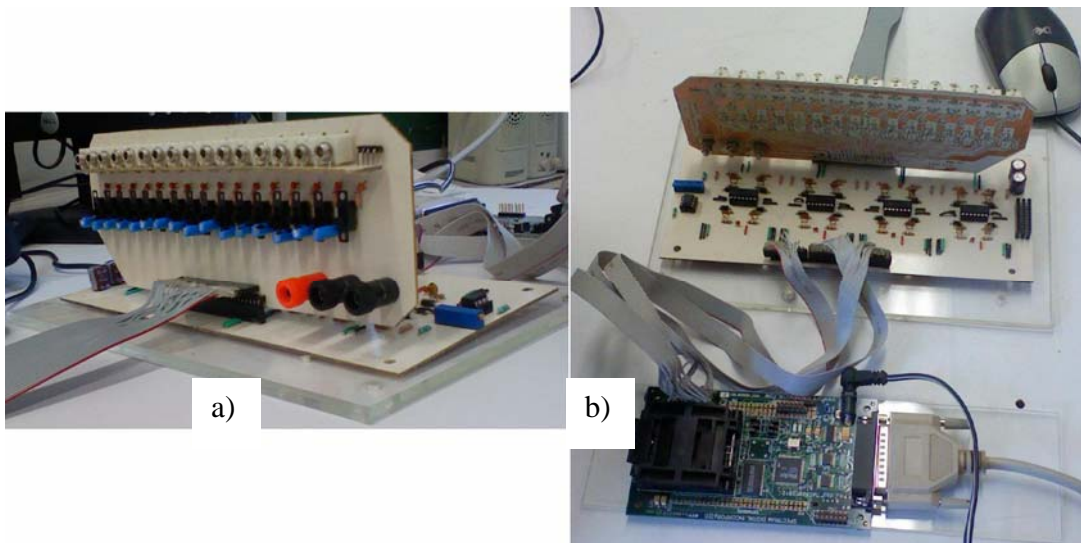


Figura C.5 Circuitos interconectados.

A continuación en la Figura C.6 se observa el arreglo de micrófonos colocado sobre el disco transportador junto con el cable plano que lo une con el circuito A. Y por último en la Figura C.7 se observa todo el sistema.



Figura C.6 Arreglo de micrófonos sobre el disco transportador.

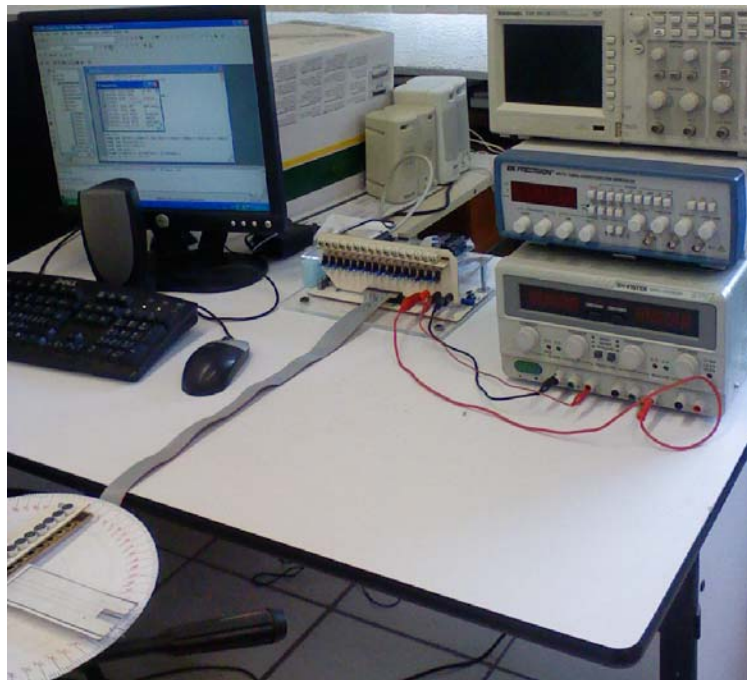


Figura C.7 Sistema completo.