



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MÉXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

CAMPUS ARAGÓN

“DETECTOR DE OBJETOS ULTRASÓNICO”

2970 93

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICO

P R E S E N T A:

JAIME IBERRI MONTES

ASESOR:
M. EN C. RICARDO RUIZ BOULLOSA



Universidad Nacional
Autónoma de México



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.

Agradecimientos.

A nuestra universidad, por la oportunidad brindada para culminar mis estudios profesionales, y al mismo tiempo agradecer el sustento que aporta todo el pueblo mexicano, ya que gracias a él muchos de nosotros podemos concluir una carrera universitaria.

A mi asesor de tesis **M. C. Ricardo Ruiz Boullosa**, ya que gracias a su experiencia y a su apoyo logre terminar este proyecto que de una u otra manera resulto práctico y que al mismo tiempo me ayuda en mi proceso de titulación.

Al Ing. Químico **Jaime Iberri Ramírez** quien siempre nos ayudó en nuestros problemas escolares, incluso preparándonos para el examen de admisión en la **U.N.A.M.**

A las primeras personas a quienes quiero dedicar este trabajo de tesis es a mi padre **Manuel Iberri Ramírez** y a mi madre **Arcelia Montes Hernández**, ya que gracias a su cariño y a su apoyo, me dieron la oportunidad de terminar mis estudios universitarios. Ahora también quiero dedicar este trabajo a todos y cada uno de los integrantes de la unión de mis dos familias (**Iberri-Montes**), en especial a sus pilares, por un lado **Mario Iberri Martínez** y **Consuelo Ramírez Torres**, y por el otro lado **Miguel Montes Barrera** y **Felisa Hernández Carrillo**, sin olvidar a una familia que apenas empieza (**Robles-Iberri**) especialmente a mi sobrina **Leilani Robles Iberri**.

Ahora dentro del tiempo transcurrido por la escuela conocí a muchas de las personas que ahora forman parte de mi presente y que también quisiera dedicárselas:

Sofía Martínez perfecto, Mayte Rojo Barreto, Mónica Araceli Vanegas, Fernando Zendejas Cedillo, Carlos González Ríos, Sergio Cortés Fragoso, Cosme Torres Castillo, Dagoberto Rojas Rojas, Martín Arriaga Soto, Cesar B. Martínez Flores, Carlos R. Aguilar León, Domingo Luna, David Castro Durán, Javier García Sánchez, Sergio N. Vera Resendiz, Hugo Ramírez Rubio, Héctor Aviña Vera, Abel García Lúa, Carlos Sánchez Olguín, Ana Lilia Cruz Gutiérrez, Genaro Torres Ayala, Israel Zarazúa Guerrero, Heriberto Martínez Nolasco, a todos ellos y esperando no olvidar a nadie.

Introducción	4
Capítulo 1 Características de los piezoeléctricos	
1.1 El efecto piezoeléctrico	6
1.2 La naturaleza del ultrasonido	6
1.3 Descripción general de los transductores piezoeléctricos	7
1.4 Similitudes y diferencias del ultrasonido con la luz	8
1.5 Tipos de transductores	9
1.6 Variedades del ultrasonido	10
1.6.1 Ultrasonido compresivo (longitudinal)	10
1.6.2 Ultrasonido cortante (transversal)	11
1.6.3 Ondas guiadas	11
1.7 Características de los transductores ultrasónicos	11
1.7.1 El perfil del haz	11
1.7.2 Respuesta en frecuencia	12
1.7.3 Q_m : Factor de calidad mecánico	13
1.7.4 Inserción de pérdidas	14
1.7.5 Circuito equivalente	14
1.7.6 Resonancia	15
1.8 Interferencia	16
1.9 Presión acústica	16
1.10 La longitud de onda y la velocidad del ultrasonido	17
1.10.1 Longitud de onda	17
1.10.2 Velocidad de fase y velocidad de grupo	18
1.10.3 La ecuación general para la velocidad del ultrasonido	19
1.11 Atenuación del ultrasonido	19
1.11.1 Coeficiente de atenuación	20
Capítulo 2 Estudio de las formas de onda para los sensores	
2.1 Movimiento armónico simple	22
2.2 Ondas continuas, pulsos y ondas progresivas	23
2.3 Ondas estacionarias	24
2.4 Conversión de modos	25
2.5 Frecuencias mezcladas y heterodinas	26
2.6 El principio de Fourier y el análisis de Fourier de las formas de onda	28
2.7 Características básicas del perfil del haz	30
2.7.1 La distribución de la intensidad en el campo cercano	32
2.7.2 La zona de transición	34
2.7.3 El campo lejano	34
2.7.4 Perfiles reales del haz	34
2.7.5 El efecto de pulsos cortos en vez de una onda continua (OC)	35
2.7.6 Principio de Huygen's	36
2.7.7 Perfil del haz para receptores	37
2.7.8 Traslapado de los perfiles de un haz para un transmisor y un receptor	38
2.8 Acoplamiento de impedancia y métodos para suprimir el ruido	38
2.8.1 Método de guarda	42
2.8.2 Amplificador de carga	43

Capítulo 3 Circuitos para el acondicionamiento de la señal para el transmisor y detector piezoeléctricos.

3.1 Transmisor (generación de la señal para transmitirla al espacio)	48
3.1.1 Oscilador senoidal a 40kHz	48
3.1.2 Acoplamiento de impedancia con FET	51
3.1.3 Amplificador de voltaje	52
3.1.4 Switch analógico	53
3.1.5 Temporizador astable	54
3.1.6 Temporizador monoestable	55
3.1.7 Amplificador clase C	56
3.2 Receptor (detección de la señal recibida)	58
3.2.1 Amplificador de carga	59
3.2.2 Amplificador sumador	60
3.2.3 Mezclador	61
3.2.4 Oscilador local	62
3.2.5 Filtro pasa-banda	62
3.2.6 Amplificador inversor	64
3.2.7 Filtro pasa-bajas	65
3.2.8 Amplificador antilogarítmico (exponencial)	65
3.2.9 Integrador	66
3.2.10 Comparador de voltaje	67
3.2.11 Oscilador controlado por voltaje (OCV)	67
3.2.12 Demoduladores	68

Capítulo 4 Desarrollo del detector ultrasónico

4.1 Desarrollo del Transmisor	70
4.1.1 Oscilador senoidal	70
4.1.2 Acoplamiento con FET	72
4.1.3 Amplificador de voltaje	73
4.1.4 Switch analógico	73
4.1.5 Temporizadores	74
4.1.6 Amplificador entonado	75
4.2 Desarrollo del Receptor	76
4.2.1 Amplificador de carga (todos los receptores)	76
4.2.2 Amplificador sumador (todos los receptores)	77
4.2.3 Mezclador (receptor 1 y 2)	77
4.2.4 Oscilador local (receptor 1 y 2)	78
4.2.5 Amplificador inversor (todos los receptores)	79
4.2.6 Filtro pasa-banda (receptor 1 y 2)	79
4.2.7 Filtro pasa-bajas (receptor 1)	80
4.2.8 Amplificador antilogarítmico exponencial (receptor 1)	80
4.2.9 Oscilador controlado por voltaje (OCV) (receptor 1)	80
4.2.10 Integrador con Buffers (receptor 2)	81
4.2.11 Comparador de voltaje (receptor 2)	81
4.2.12 OCV (receptor 2)	82
4.2.13 Demoduladores	82
4.3 Pruebas para caracterizar a los elementos piezoeléctricos	83

4.4 Descripción de las aplicaciones	88
4.5 Comentarios sobre los primeros circuitos experimentales	89
4.6 Equipo utilizado para la realización del circuito.	91
Capitulo 5 Conclusiones	94
Anexo A	
Diagrama del transmisor	97
Diagrama del receptor 1	98
Diagrama del receptor 2	99
Diagrama del receptor 3	100
Diagrama del receptor 4	101
Bibliografía	102

Introducción.

Recientemente en la sección de acústica del Centro de Instrumentos de la U.N.A.M. se ha participado en proyectos relacionados con el estudio de elementos piezoeléctricos. La utilización de los piezoeléctricos como sensores o emisores ultrasónicos es importante en muchísimas áreas de la tecnología. Los sensores ultrasónicos permiten mediciones a distancia sin contacto en diversos medios, en nuestro caso el medio de interés es el aire. Aplicaciones típicas, en este medio, son la detección e identificación de objetos, medición de distancias, evasión de obstáculos y vigilancia en recintos o al aire libre, etc.

El objetivo de este trabajo de tesis es, por un lado aprender a manejar elementos piezoeléctricos desde el punto de vista de la electrónica asociada al acoplamiento de los piezoeléctricos como emisores y como receptores. Por otro lado, como aplicación inicial, se trata de desarrollar un dispositivo que trabaje a base de piezoeléctricos ultrasónicos que sea capaz de detectar la presencia de objetos u obstáculos con lo cual se daría la posibilidad de intentar, en el futuro, una aplicación práctica en el laboratorio de acústica.

El dispositivo se pretende que realice diversas formas de detección. La primera sería detectando objetos y/o personas, mandando un cambio de frecuencia de una señal audible según la posición en la que se localice el objeto que se está censando. La segunda sería parecida a la anterior, pero con la diferencia de que la señal audible no variará su frecuencia con la posición del objeto, lo que hará es mandar una señal constante cada vez que se detecte un objeto dentro de un rango determinado de distancia. Finalmente una tercera aplicación sería implementar un detector que censará los movimientos que se realizan dentro de un cuarto cerrado.

El trabajo se desarrolla en 5 capítulos. El primero abarca las características generales de los elementos piezoeléctricos, el segundo nos habla acerca del estudio de las formas de onda para los sensores piezoeléctricos, el tercer capítulo trata acerca de los circuitos que requerimos para el acondicionamiento de la señal para el transmisor y detector piezoeléctricos. El cuarto capítulo se refiere al desarrollo de nuestro transmisor y de nuestros receptores, la explicación de las aplicaciones y una referencia de los circuitos pioneros; y en el quinto y último capítulo ponemos las conclusiones del circuito.

Capítulo 1

Características de los piezoeléctricos

En este capítulo vamos a tratar de describir las características generales de los elementos piezoeléctricos y las ideas más generales acerca del ultrasonido, haciendo una comparación entre este último con la luz. También describiremos los tipos de ultrasonido disponibles y mencionaremos las características de los transductores ultrasónicos.

1.1 El efecto piezoeléctrico.

El término piezoeléctrico (muchas veces abreviado PE) ha llegado a ser muy común para designar a los materiales que presentan el fenómeno de electrostricción (deformación de un cuerpo cuando esta sometido a un campo eléctrico) y también cuando al aplicarle un esfuerzo mecánico trae como consecuencia la producción de una fuerza electromotriz (fem), también conocida como voltaje (efecto directo). Por ejemplo, una rebanada de algún material piezoeléctrico cuando es sometida entre sus caras opuestas a alguna fuerza mecánica, generará cargas iguales y opuestas sobre sus dos caras. Tales materiales también muestran el efecto piezoeléctrico inverso, es decir, cuando una fuerza electromotriz es aplicada entre las caras opuestas esto provoca un cambio en el grosor del material. El efecto piezoeléctrico inverso es empleado en la generación del ultrasonido y el efecto piezoeléctrico directo es la base de cualquier receptor ultrasónico.

1.2 La naturaleza del ultrasonido.

El ultrasonido, es la energía en forma de vibraciones mecánicas que viajan en un medio mecánico elástico con una frecuencia de vibración arriba de la máxima frecuencia audible (aproximadamente a 20 kHz). La frecuencia f se define como el número de oscilaciones (ciclos) por segundo y se ilustra por una onda continua en la figura 1.1 (En este ejemplo f es un número entero, pero por supuesto, esto no es necesario).

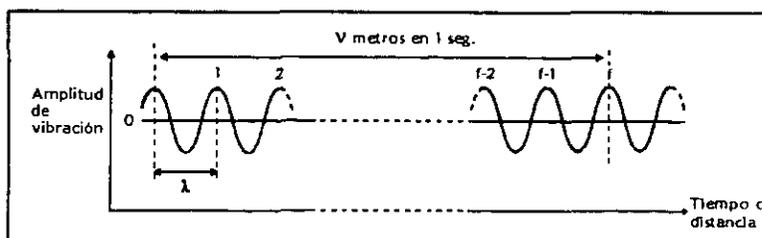


Figura 1.1 Una onda continua simple.

La figura 1.1 muestra que la longitud de onda λ esta dada por

$$\lambda = \frac{V}{f} \tag{1.1}$$

donde V es la velocidad del sonido y f es la frecuencia. En principio, el límite superior para las frecuencias ultrasónicas es extremadamente alto (10^{13} Hz es un límite superior típico). En la práctica, los sensores ultrasónicos en los procesos químicos y de planta comúnmente usan frecuencias debajo de los 20 MHz ($20 \times 10^6 \text{ Hz}$). Una razón básica de esto es que, la atenuación del ultrasonido generalmente se incrementa de una manera excesiva conforme la frecuencia se incrementa. En el aire la absorción es mucho más grande que en el agua y por eso las frecuencias en este medio normalmente no son mayores a 500 kHz , la distancia de sondeo disminuye con la frecuencia, como se verá más adelante. Consecuentemente a frecuencias debajo de unas pocas decenas de MHz , la penetración del ultrasonido a través de la materia es usualmente pobre y por eso se usan muy poco en los procesos químicos y de planta para propósitos de sondeo. Por otro lado se usan frecuencias muy altas (por ejemplo $2 \text{ GHz} = 2000 \text{ MHz}$) en los microscopios acústicos. En esta aplicación; la pequeña longitud de onda ($0.17 \mu\text{m}$) de la frecuencia ultrasónica es esencial para permitir una buena resolución microscópica; sin embargo, este ultrasonido penetra sólo en muy cortas distancias. Como nota; se usará el termino ultrasónico para indicar frecuencias entre 20 kHz y unas pocas decenas de MHz .

1.3 Descripción general de los transductores piezoeléctricos.

Un transductor piezoeléctrico simple que se usa para la generación de ultrasonido longitudinal, se muestra en la figura 1.2 (los transductores piezoeléctricos para las ondas superficiales son algo diferentes). Esta figura se puede utilizar como referencia para discutir las características básicas y explorar algunas variaciones de los diseños.

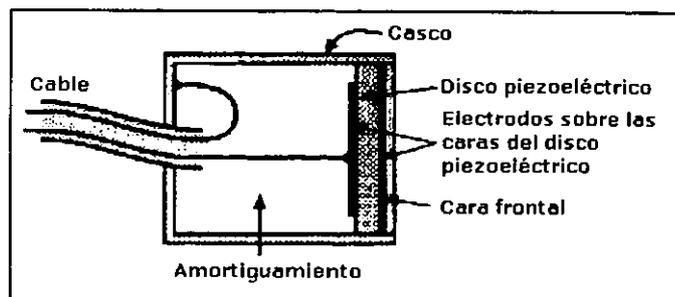


Figura 1.2 El "diseño de referencia" del transductor piezoeléctrico.

Cuando el transductor se usa como un transmisor, una variación apropiada de voltaje provoca que una parte del piezoeléctrico o "elemento" se comporte como si fuera un pistón radiador y genere una onda de sonido en la "carga" que, por ejemplo, aquí sería el

aire enfrente de la cara del transductor. La amplitud de la oscilación es generalmente muy pequeña, del orden de $10^{-9}m$ (nanómetros).

Cuando el transductor se utiliza como un receptor, las ondas del sonido que están chocando enfrente de la cara del transductor generan esfuerzos en la parte piezoeléctrica; y una consecuente fuerza electromotriz se produce por el sistema.

1.4 Similitudes y diferencias del ultrasonido con la luz.

Antes de empezar con la descripción de las propiedades del ultrasonido, estableceremos algunos puntos de comparación entre las características de la luz y el ultrasonido, las cuales están resumidas en la tabla 1.1, pero trataremos de explicar los puntos.

Tabla 1.1 comparación del ultrasonido con la luz.

Concepto	Ultrasonido	Luz
Transmisión a través del vacío	No	Sí
Velocidad	Por ejemplo 1500 ms^{-1} (en el agua)	$\approx 3 \times 10^8\text{ ms}^{-1}$ (en el vacío)
Longitud de onda	Por ejemplo 0.15 mm (en el agua a 10 MHz)	por ejemplo $5 \times 10^{-4}\text{ mm}$
Frecuencia	20 kHz a más de 20 MHz	Millones de GHz
Reflexión	Sí	Sí
Refracción	Sí	Sí
Interferencia	Sí	Sí
Difracción	Con enrejados grandes	Con enrejados finos
Dirección de movimiento	Longitudinal o transversal (también varias combinaciones de longitudinal y transversal, por ejemplo, ondas guiadas)	Sólo transversal
Polarización	Longitudinal: No Transversal: Sí	Sí

El ultrasonido no se puede transmitir a través del vacío, mientras que la luz sí lo puede hacer. La velocidad de la luz ($\approx 3 \times 10^8\text{ ms}^{-1}$) es mucho mayor que la velocidad del ultrasonido (generalmente en el rango de $300 - 6000\text{ ms}^{-1}$). La velocidad relativamente baja del ultrasonido es fácil de determinar y esta es una razón clave del porque el ultrasonido se usa en los sensores. Esto es perfectamente factible ya que podemos, por ejemplo, medir el tiempo exacto de la travesía de 10 MHz de ultrasonido sobre una trayectoria tan corta como 10 mm .

La velocidad de la luz en diversos medios muestra una velocidad dispersiva, es decir, que es dependiente de la frecuencia. Esto es porque la luz blanca se puede descomponer en un espectro por medio de un prisma. Con el ultrasonido, la situación es mucho más complicada, ya que dependiendo del medio, muchas veces la velocidad es casi independiente de la frecuencia, pero se pueden encontrar situaciones en que esto no ocurre.

La luz tiene una longitud de onda más corta (típicamente de $5 \times 10^{-4} \text{ mm}$) que la del ultrasonido (típicamente una fracción de 1 mm por 10 MHz de ultrasonido). Por esta razón la resolución espacial de muchos dispositivos ultrasónicos es pobre comparada con la de sus contrapartes ópticos; ya se mencionó que, para lograr una buena resolución con un microscopio acústico, uno tiene que usar frecuencias muy altas para que su longitud de onda sea corta, por ejemplo, $1 \times 10^{-3} \text{ mm}$ a 2 GHz .

La frecuencia de la luz es enorme comparada con la del ultrasonido, del orden de millones de GHz . De hecho las ondas de radio en las bandas de onda larga y onda media tienen el mismo tipo de frecuencias para el ultrasonido pero, por supuesto, mucho más grandes longitudes de onda.

Los dispositivos ópticos ultrasónicos son de muchas maneras similares a los ópticos, la diferencia sólo está en las longitudes de onda. La reflexión, refracción, difracción y la interferencia siempre ocurren. Sin embargo la gran longitud de onda del ultrasonido significa que la difracción se da con enrejados con espacios bastante grandes, ya que los enrejados ópticos tienen espacios muy pequeños.

En el ultrasonido, a diferencia de la luz, requiere de un medio para soportar su transmisión, ya que no se puede transmitir en el vacío. Sin embargo, a diferencia de la luz, el ultrasonido puede existir en dos formas principales, en forma transversal y longitudinal. Además estas pueden ser combinadas en otra variedad de formas, por ejemplo, en algunas ondas guiadas. Y sólo esas formas de ultrasonido involucran la componente para que el desplazamiento transversal se pueda polarizar.

1.5 Tipos de transductores.

Un transductor ultrasónico puede tanto convertir ultrasonido de alguna otra forma de energía, ó sea que es un transmisor; o puede convertir el ultrasonido en otra forma de energía, ó sea que es un receptor (o detector). Aunque muchas veces pueden ser ambos.

En casi todos los ejemplos que podemos citar, la otra forma de energía es la energía eléctrica. El transmisor y el receptor frecuentemente se abrevian como Tx y Rx respectivamente. Los transductores más importantes en el rango de frecuencias del orden de MHz, son los transductores piezoeléctricos. Muchos otros, tales como los magnetostrictivos y los electromagnéticos, tienen muchas limitaciones de aplicación y, en muchos casos, sólo se pueden usar arriba de sólo unos pocos cientos de kHz.

1.6 Variedades del ultrasonido.

Como ya se menciona existen dos tipos básicos de ultrasonido, longitudinal y transversal. Estrictamente hablando, sólo existen en un medio infinito en el cual no hay fronteras que puedan ser encontradas por las ondas. En la práctica un modelo infinito no es esencial dado que las propiedades de la onda no son alteradas significativamente a menos que haya una frontera dentro de unas pequeñas longitudes de onda.

El ultrasonido longitudinal es alternativamente conocido como ultrasonido compresivo. El ultrasonido transversal es también conocido como ultrasonido de corte. Cuando el medio es finito en extensión y si existe una frontera a menos de una longitud de onda o un poco más, entonces se puede generar el rango de ondas guiadas.

1.6.1 Ultrasonido Compresivo (longitudinal).

En el ultrasonido compresivo, el movimiento de las partículas del medio se efectúa en la misma dirección en la cual la onda viaja: longitudinalmente. El efecto es una serie de movimientos de compresión y rarefacción en la dirección mostrada en la figura 1.3a. La amplitud real (pico-pico, ó rms) del movimiento de las partículas en los niveles de energía utilizados por las ondas ultrasónicas de baja energía, es minúsculo (del orden de nanómetros como se dijo antes).

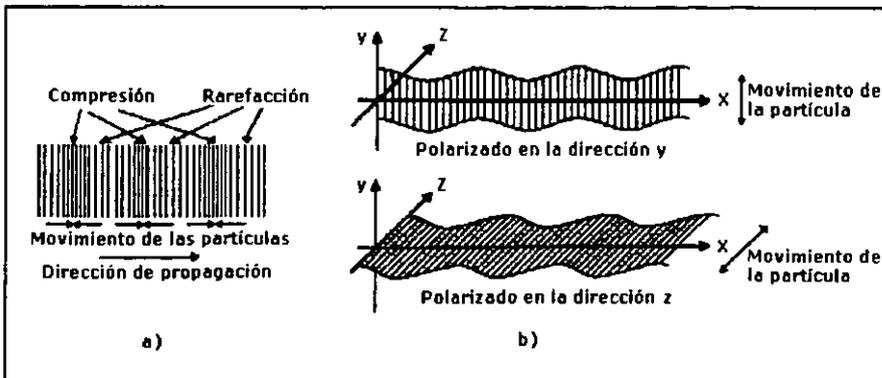


Figura 1.3 Ultrasonido. a) Compresivo (longitudinal). b) Superficial (transversal).

1.6.2 Ultrasonido cortante (transversal).

Por analogía con el ultrasonido longitudinal, el ultrasonido transversal involucra un movimiento de partículas del medio en una forma perpendicular a la dirección en la cual la onda viaja, ver figura 1.3b. Lo que se transmite en este tipo de onda es una deformación cortante. Las amplitudes de oscilación en aplicaciones a sensores son, otra vez, muy pequeñas. El ultrasonido transversal está polarizado; esto significa que, en la descripción de una onda transversal, es necesario especificar el plano en el cual tiene lugar el movimiento de la partícula. Por ejemplo, la figura 1.3b ilustra dos haces de onda transversal, una polarizada en un ángulo recto con respecto a la otra. Cuando la onda transversal esta cerca de una superficie, entonces la polarización se puede describir, por ejemplo, como horizontal o vertical y la onda superficial correspondiente esta designada con SH y SV.

Los líquidos en general, al igual que los gases, no soportan una deformación cortante. Por lo tanto, no puede haber propagación transversal del sonido en gases o líquidos; existen unas pocas excepciones en los casos de los líquidos de alta viscosidad a través de los cuales el ultrasonido superficial se puede ser transmitir a cortas distancias. En los sólidos, el ultrasonido transversal se puede transmitir fácilmente.

1.6.3 Ondas guiadas.

Como ya se mencionó, el ultrasonido compresivo y transversal son los únicos tipos de ultrasonido encontrados en un medio infinito. Cuando el medio está limitado por fronteras, tales como la interfaz entre los estados de la materia es decir: pasar de vacío/líquido, vacío/sólido, gas/líquido, etc., se generan otros tipos de ondas: las ondas de Raleigh, de Lamb, simétricas, antisimétricas etc., que están fuera de esta discusión

1.7 Características de los transductores ultrasónicos.

Hay muchas maneras de caracterizar a los transductores ultrasónicos, pero mencionaremos sólo las más importantes: el perfil del haz transmitido, la respuesta en frecuencia, el factor de calidad (Q_m), la inserción de perdidas y el circuito equivalente.

1.7.1 El perfil de haz.

El perfil del haz se estudia para analizar que tan relevante es la interferencia en un transmisor o en un receptor, y se verá con más detalle en el capítulo 2 (sección 2.7).

1.7.2 Respuesta en frecuencia.

Generalmente un transductor no responde de igual forma a todas las frecuencias, si este actúa como un transmisor o un receptor. Tomando, por ejemplo, un transmisor energizado por una señal eléctrica senoidal, tal que el voltaje de la señal se mantiene constante; si se cambia la frecuencia progresivamente, la amplitud del ultrasonido generado variará. La variación típica, ocurre como se muestra en la figura 1.4a. La máxima señal ultrasónica se produce a la frecuencia de resonancia.

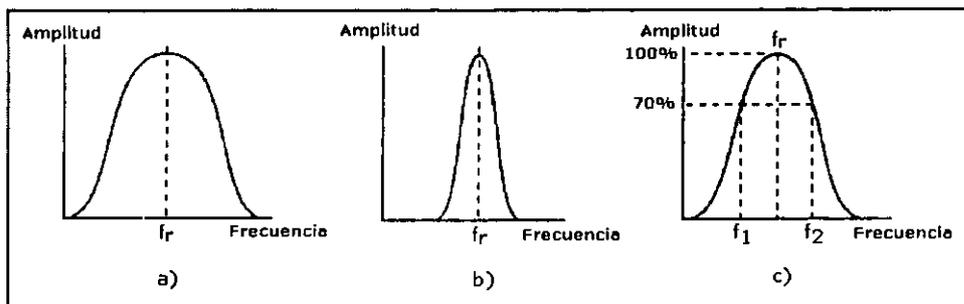


Figura 1.4 Respuesta en frecuencia de transductores. (a y b) Dos transductores típicos. (c) La definición del ancho de banda.

Otro transmisor podría tener la misma frecuencia resonante pero con un pico más estrecho (figura 1.4b). Las curvas de respuesta en frecuencia, también son relevantes para los receptores; ya que muestran como la sensibilidad del receptor (en términos de la salida) del ultrasonido o alguna intensidad fija varía con la frecuencia. El principio de reciprocidad acústica dice que la curva de respuesta en frecuencia es la misma si el transductor se usa como un Tx o un Rx.

Los diferentes anchos de los picos de respuesta en frecuencia como los de la figura 1.4, a y b se expresan en términos del ancho de banda; un pico agudo tiene un pequeño ancho de banda; un pico ancho tiene un gran ancho de banda. El ancho de banda Δf se define como la diferencia de las frecuencias $f_2 - f_1$, las cuales marcan el nivel de intensidad de la resonancia, este nivel esta a 3 dB debajo de la intensidad máxima de la resonancia, donde f_2 es la frecuencia más alta y f_1 es la frecuencia más baja de la gráfica 1.4 c, y como la intensidad es proporcional al cuadrado de la amplitud entonces es más fácil hablar de f_1 y f_2 como las frecuencias en las cuales la amplitud decae a un 70 % (o más exacto, $1/\sqrt{2} = 70.7$ %) de la amplitud máxima (ver figura 1.4 c).

1.7.3 Q_m : Factor de calidad mecánico.

El factor de calidad mecánico Q_m esta relacionado con el ancho de banda. Este nos habla acerca del amortiguamiento de un transductor y su habilidad para generar pulsos cortos. El factor Q_m es muy importante al hablar de las propiedades de los materiales piezoeléctricos. Q_m es una medida de la facilidad con la cual la energía es perdida por un sistema de oscilación. El factor se define como una función del cociente entre la energía suministrada por ciclo y la energía disipada también por ciclo. Aunque nos es más práctico el hecho de que Q_m tiene dos manifestaciones importantes. La primera se relaciona con el ancho de banda Δf por la relación siguiente:

$$Q_m = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (1.2)$$

donde f_r es la frecuencia de resonancia y Δf es el ancho de banda. Esta relación sólo se aplica con cierta precisión cuando Q_m es un poco mayor a 3 (lo cual normalmente es factible). Un gran factor Q_m implica un pico resonante muy agudo, mientras que un bajo factor Q_m implica un pico resonante ancho o abrupto. Figura 1.5.

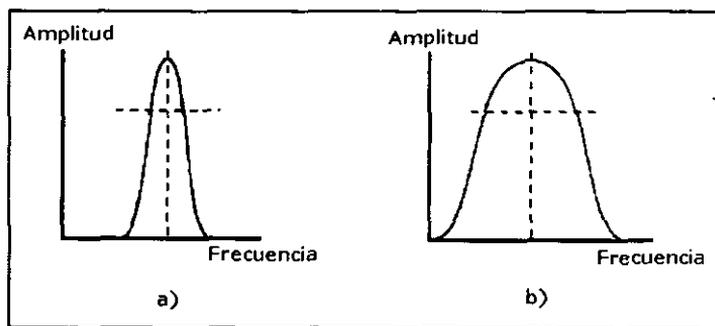


Figura 1.5 Q_m : Factor de calidad mecánico. (a) Q_m alto. (b) Q_m bajo.

Un transductor que tiene un Q_m alto no será capaz de generar pulsos cortos. La razón es que, por el análisis de Fourier veremos que un pulso corto siempre esta acompañado por un amplio rango de frecuencias, y por esta razón, no se pueden transmitir pulsos cortos cuando existe un Q_m alto. Entonces, lo que se desea para los pulsos cortos es un transductor con un Q_m pequeño.

Por otro lado un transductor con un Q_m alto debe ser muy eficiente para proveer la operación de una sola frecuencia, o sea con una onda continua (OC). La segunda

manifestación importante de Q_m es la de ayudar a predecir que tan rápidamente se disiparán las vibraciones mecánicas en un transductor como resultado de un amortiguamiento natural (mecánico). Un alto valor de Q_m implica un amortiguamiento lento, mientras que un Q_m bajo, se traduce en un rápido amortiguamiento. Cuantitativamente el coeficiente de amortiguamiento δ esta dado por:

$$\delta = \frac{\pi}{Q_m} \quad (1.3)$$

El coeficiente de amortiguamiento es el decrecimiento logarítmico, $\ln \frac{A_n}{A_{n+1}}$, donde A_n y A_{n+1} son las amplitudes de los ciclos sucesivos de vibración. De este modo el factor de calidad mecánico nos indica la habilidad para mantener la resonancia. Si se utiliza un sistema con pulsos cortos (por ejemplo, un pulso de media onda con tiempo un poco menor a $0.25 f_r$) entonces, después de los ciclos resonantes en Q_m habrá una caída de $1 e^{-\pi}$, alrededor de 4 % del valor original.

1.7.4 Inserción de pérdidas.

La inserción de pérdidas es una medida relativa del coeficiente de conversión de energía del transductor. Cuando este término se relaciona al transductor ultrasónico, este se referirá a una situación ideal experimental, en esta, el transductor se energiza bajo condiciones donde todas las señales ultrasónicas resultantes son reflejadas y detectadas por el transductor, ahora actuando como un receptor. La inserción de pérdidas es el decrecimiento, en *dB*, de la amplitud de la señal de entrada y esta dada por:

$$\text{Inserción de pérdidas} = 20 \log \frac{E_e}{E_r} \quad (1.4)$$

donde E_e es el voltaje de entrada del transductor y E_r es el voltaje del pulso recibido.

1.7.5 Circuito equivalente.

El comportamiento eléctrico de un transductor piezoeléctrico puede ser muy complejo. Hay una componente capacitiva; Sin embargo el transductor también se comportará como un resistor y como un inductor. La capacitancia, resistencia e inductancia interactúan de una manera compleja y dependerán de la frecuencia de operación. La forma en la cual lo anterior puede ser representado se conoce como el circuito equivalente. El

comportamiento del transductor como parte de un circuito electrónico y el comportamiento del circuito por sí mismo puede predecirse correctamente sólo si conocemos el circuito equivalente del transductor. Un ejemplo del circuito equivalente para un transductor piezoeléctrico se muestra en la figura 1.6.

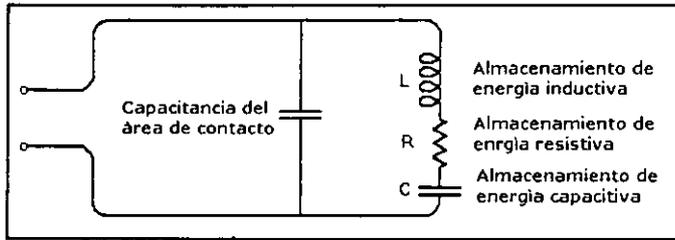


Figura 1.6 Un circuito equivalente simple.

Este identifica los componentes, por ejemplo, la capacitancia de las áreas de contacto, la energía inductiva almacenada, las pérdidas resistivas y la energía capacitiva almacenada. El circuito equivalente simple, como el de la figura 1.6, es el adecuado, sólo si el transductor está operando cerca de la frecuencia de resonancia, que es lo más común. Una representación más adecuada del comportamiento de un transductor bajo un amplio rango de condiciones esta dado por un circuito equivalente más complicado basado sobre los principios de las líneas de transmisión eléctricas.

1.7.6 Resonancia.

Las deformaciones creadas cuando un elemento cerámico piezoeléctrico se somete a un voltaje aplicado son bastante pequeñas. Un método efectivo para crear deformaciones relativamente grandes con bajos voltajes es sacar ventaja del fenómeno de resonancia.

A la frecuencia de *resonancia*, la impedancia del circuito equivalente en la figura 1.6 tiene un valor mínimo y se indica por f_r . A la inversa, hay una frecuencia en la cual la impedancia tiene un valor máximo que se conoce como frecuencia antirresonante y se indica por f_0 . (Ver Figura 1.7).

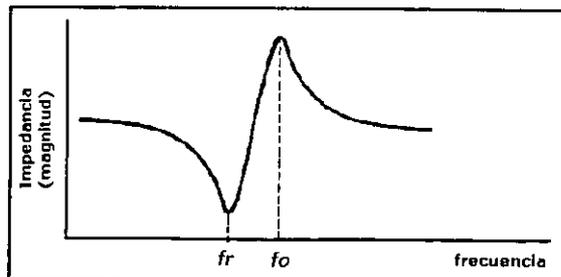


Fig. 1.7 frecuencia de resonancia f_r y frecuencia de antirresonancia f_0 .

1.8 Interferencia.

Por analogía con la luz, la interferencia se produce cuando dos (o más) campos ultrasónicos están sobrepuestos. Un ejemplo involucrando dos haces ultrasónicos de onda continua que tienen la misma longitud de onda y amplitud se ilustra en la figura 1.8.

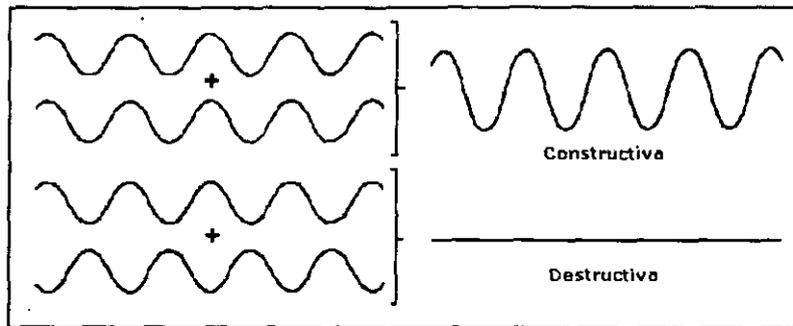


Figura 1.8 Interferencia.

La interferencia puede resultar en dos formas, reforzando o disminuyendo la amplitud en cualquier punto en particular. Una interferencia completamente constructiva ocurre si los haces están exactamente en fase; y si están fuera de fase 180°, entonces, la interferencia es completamente destructiva. Otras relaciones de fase resultan en desfases intermedios de interferencia.

Si las amplitudes son diferentes, entonces la interferencia completamente destructiva nunca ocurrirá. En el caso de ondas transversales, los ángulos relativos de la polarización se deben tomar en cuenta.

1.9 Presión acústica.

Algunas pero no todas, las técnicas para la detección del ultrasonido pueden determinar el desplazamiento de una partícula, ϵ provocada por el paso de una onda acústica. Sin embargo, generalmente lo que se mide es la presión acústica.

La presión acústica es la presión excedente (a la presión media del medio), en un punto dado como resultado de la travesía del ultrasonido. Las unidades son Pascales (Newton por metro cuadrado, Nm^{-2}). Obviamente la presión acústica varía senoidalmente con el tiempo, justo como el desplazamiento de una partícula con un movimiento armónico simple (MAS, ver sección 2.1, capítulo 2), por eso usaremos el término para indicar la máxima presión acústica; la cuál esta dado por:

$$p = \omega A \rho V \quad (1.5)$$

donde ρ es la densidad del medio, ω es la frecuencia angular, A es el área de presión y V es el voltaje.

La presión acústica es relativamente fácil de medir y por tanto provee una vía conveniente para poder determinar la amplitud y cuantificar el ultrasonido detectado.

Al producto ρV en la ecuación (1.5) se le conoce como impedancia acústica Z (estrictamente hablando, ρV es la impedancia acústica característica pero usualmente se conoce simplemente como impedancia acústica). Ahora siempre encontraremos una impedancia Z y en una forma en particular vemos que la impedancia controla la eficiencia con la cuál el ultrasonido pasa a través de una frontera o límite entre dos materiales.

1.9.1 Intensidad acústica.

La intensidad acústica I es la tasa de energía acústica que pasa por unidad de área y es proporcional al cuadrado de la amplitud, es decir:

$$I = \frac{1}{2} \omega^2 A^2 \rho V \quad (1.6)$$

donde ω es la frecuencia, A es el área y ρV es la impedancia acústica, las unidades son Watts por metro cuadrado, Wm^{-2} .

La ecuación (1.6) también muestra que I es proporcional a ρV (impedancia acústica). Por tanto una amplitud y una frecuencia dadas podrían dar diferentes intensidades en materiales que tienen diferentes valores de Z , la ecuación (1.5) muestra una implicación similar para la presión acústica.

Combinando las ecuaciones (1.5) y (1.6) tenemos otra forma que se usa mucho:

$$I = \frac{1}{2} \frac{p^2}{\rho V} \quad (1.7)$$

donde p es la presión acústica y ρV es la impedancia acústica.

1.10 La longitud de onda y la velocidad del ultrasonido.

1.10.1 Longitud de onda.

La tabla 1.2 muestra algunos ejemplos de la longitud de onda correspondiente para un rango de velocidades y frecuencias en diferentes materiales.

Tabla 1.2 La longitud de onda λ del ultrasonido.

Velocidad V (ms^{-2})	100 kHz	1 MHz	10 MHz
330 (oxígeno)	3 mm	0.30 mm	0.030 mm
450 (metano)	4.5 mm	0.45 mm	0.045 mm
970 (helio)	9.7 mm	0.97 mm	0.097 mm
1,500 (agua)	15 mm	1.50 mm	0.150 mm
2,400 (resina epóxica)	20 mm	2.40 mm	0.200 mm
5.500 (níquel)	50 mm	5.50 mm	0.550 mm
10,000 (alúmina)	100 mm	10.0 mm	1.000 mm

1.10.2 Velocidad de fase y velocidad de grupo.

Existen dos importantes y a la vez diferentes vías para definir la velocidad del ultrasonido, estas son la velocidad de fase, V_p , y la velocidad de grupo, V_g .

La velocidad de fase es el concepto más simple y es muy relevante para una onda continua, la cual es a su vez la velocidad de propagación de la onda tomando como referencia cualquier cresta o punto de la onda en particular (figura 1.9a).

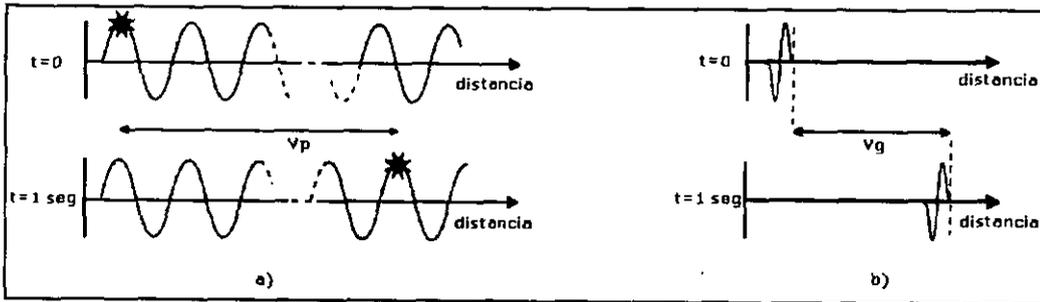


Figura 1.9 Velocidad de fase y de grupo: (a) Velocidad de fase. (b) Velocidad de grupo.

La velocidad de grupo, en contraste, es la que normalmente se mide para un pulso de ultrasonido y es quizá la más fácil de visualizar así como la velocidad a la cual la onda transfiere energía. En la práctica es aproximadamente la velocidad correspondiente a la envolvente del pulso, la cual se determina muchas veces al medir la velocidad del frente del pulso, o del valor máximo del pulso, la definición del significado del frente de onda del pulso no siempre es fácil en la práctica y muchas veces otras marcas pueden ser más convenientes. Estos puntos se ilustran en la figura 1.9b.

Muchas veces, la velocidad de fase y la velocidad de grupo en un material dado son numéricamente idénticas. Pero pueden ser diferentes. Son diferentes cuando la velocidad es de dispersión, es decir, que depende de la frecuencia. En este caso, la velocidad de fase sigue definida claramente; esta es la velocidad relevante para la frecuencia única de una

onda continua. Sin embargo los pulsos (como ya se verá en la sección 2.6), están compuestos por varias componentes y tienen un amplio rango de frecuencias y si la velocidad es de dispersión, entonces las componentes viajarán a diferentes velocidades dado que la forma del pulso cambiará progresivamente.

Se puede apreciar el efecto de dispersión de la velocidad de grupo al observar lo que sucede con las ondas que se expanden hacia afuera como el resultado de lanzar una piedra a un estanque con agua tranquila. Si se mira con más detalle una onda en particular del grupo, esta se verá que viaja más rápido que el grupo en sí mismo y que el viaje a través del grupo es desde atrás hasta adelante y cuando la onda alcanza el frente del grupo esta muere y es reemplazada por una onda nueva que nace nuevamente desde atrás del grupo.

Visto de otra forma un pulso consiste de un pequeño número de ciclos, que pueden ser visualizados al imaginar un gusano que se arrastra a través de una superficie a la velocidad del grupo. Los rizos o ciclos que viajan a todo lo largo del correspondiente pulso; se mueven a la velocidad de fase, la cuál es mayor que la velocidad de grupo.

1.10.3 La ecuación general para la velocidad del ultrasonido.

La ecuación general para la velocidad de una onda plana en un medio uniformemente homogéneo es:

$$V = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (1.8)$$

donde E es el modulo relevante de elasticidad y ρ es la densidad del medio. En el uso de esta ecuación para una situación dada, siempre se debe insertar la densidad y el valor de E apropiado para el medio y para el tipo de ultrasonido.

1.11 Atenuación del ultrasonido.

Cuando un haz ultrasónico se transmite a través de algún material su amplitud usualmente cambia conforme el haz esta viajando. Una razón puede ser que el material atenúa el ultrasonido pero hay, por supuesto, otras razones para el cambio de amplitud.

Por ejemplo, el haz por sí sólo puede divergir o converger. De este modo, si ignoramos otros factores, la amplitud de un haz divergido desde la fuente decrecerá de acuerdo a la ley cuadrada inversa que es muy familiar en la óptica.

Las pérdidas en la amplitud pueden resultar también por la conversión en otros tipos de ultrasonido (sección 2.4) o por la desviación del haz ultrasónico causado por la reflexión, la refracción o la difracción.

La velocidad de dispersión es otra causa de atenuación, pero sólo en el caso de los pulsos. Esto es porque la dispersión tiende a cambiar el pulso debido a su amplio rango de frecuencias y por tanto se reduce su amplitud.

1.11.1 Coeficiente de atenuación.

La atenuación decrece la amplitud de un haz paralelo (por ejemplo, un frente de onda plano) en una forma exponencial. Esto se ilustra en la figura 1.10 y se expresa en la ecuación:

$$A_x = A_0 e^{-\alpha x} \quad (1.9)$$

donde A_0 y A_x son las amplitudes al inicio y al final de una trayectoria de longitud x en la dirección del movimiento del haz y α es el coeficiente de atenuación.

Muchas veces es conveniente considerar $\alpha \lambda$ ó αf^2 . La primera relación es relevante porque nos permite apreciar la atenuación experimentada durante cada ciclo de la onda. La segunda es importante porque la atenuación es muchas veces proporcional a f^2 .

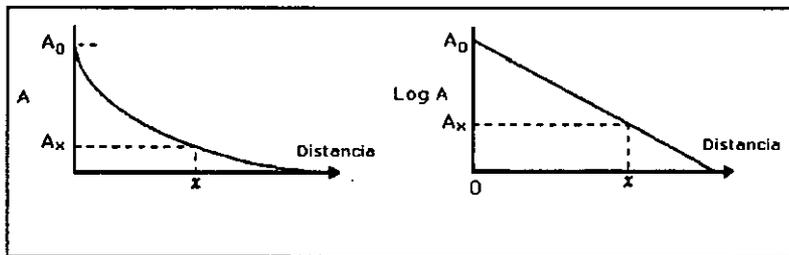


Figura 1.10 Atenuación ultrasónica.

Capítulo 2

Estudio de las formas de onda para los
sensores piezoeléctricos

Aquí trataremos de familiarizarnos con las formas de onda de los tipos de señales que se utilizan en los sensores piezoeléctricos ultrasónicos, además mencionaremos algunas herramientas matemáticas para estudiarlas, y finalmente mencionaremos algunas formas para acoplar impedancias y tratar de suprimir el ruido.

2.1 Movimiento armónico simple.

Una señal ultrasónica con una frecuencia fija f y una longitud de onda constante es un ejemplo del movimiento armónico simple (MAS). La gráfica del desplazamiento de una partícula ϵ contra el tiempo es senoidal. Esta curva se puede imaginar que se genera, como lo muestra la figura 2.1, con una línea radial que rota alrededor del centro; la longitud de la proyección vertical del radio representa a ϵ y esta dada por:

$$\epsilon = \sin\Phi = A \sin\omega t \quad (2.1)$$

donde A es el máximo desplazamiento de la partícula y es la medida de la amplitud del ultrasonido, Φ es el ángulo de fase, por ejemplo, el ángulo entre el radio y el eje x , t es el tiempo transcurrido y ω es la frecuencia angular (o velocidad angular) = $\frac{\Phi}{t}$ en rad s^{-1} .

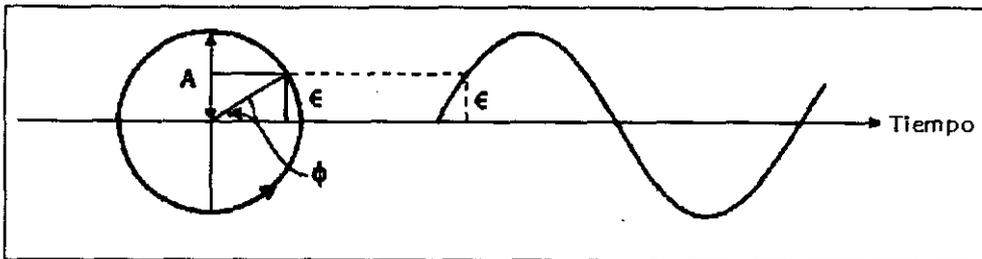


Figura 2.1 Movimiento armónico simple (MAS).

Dos movimientos armónicos simples (MAS) que tienen la misma frecuencia, en cualquier tiempo en particular, tienen ángulos de fase iguales. También decimos que están en fase, si ellos tienen entre sí una diferencia de fase de 360° , 720° , etc. Ahora sí la diferencia de fase es de 180° (o $180^\circ + 360^\circ$, etc.) entonces estarán completamente fuera de fase. Y dado que ω esta dada por $\omega = 2\pi f$, entonces la ecuación (2.1) se expresa como:

$$\epsilon = A \sin 2\pi f t \quad (2.2)$$

En algunas ocasiones encontraremos un número de onda k ; este es un número en radianes por metro o rad m^{-1} , y esta dado por:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{V} \quad (2.3)$$

(Sin embargo, algunas veces el número de onda se define como $1/\lambda$). La “amplitud de la raíz media cuadrática” (amplitud *rms*) es la raíz cuadrada del valor promedio de los cuadrados de los valores instantáneos tomados en un ciclo completo. Para el desplazamiento armónico simple (MAS) se tiene un valor de $1/\sqrt{2}$ o algo así como 70.7 % del valor pico.

2.2 Ondas continuas, pulsos y ondas progresivas.

Una onda continua (OC) se mostró en la figura 1.1 (capítulo 1) y es el ejemplo más simple de una onda progresiva. Algunos sensores ultrasónicos usan pulsos cortos, quizá continuos sólo por un ciclo o algunos más. Otros emplean un tren de ciclos de una onda continua, los cuales pueden también ser bastante cortos pero tienen una amplitud y una frecuencia constantes. Estas variaciones se muestran en la figura 2.2.

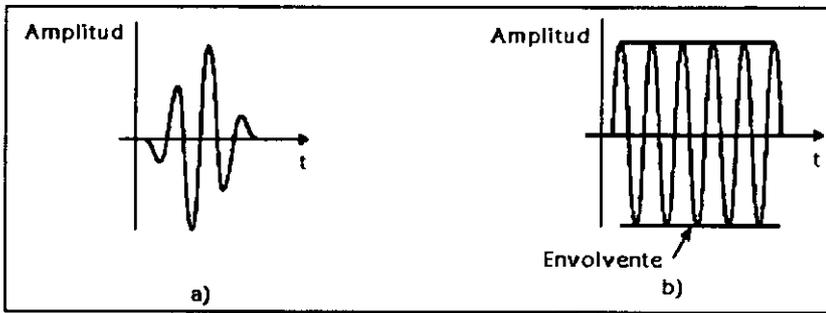


Figura 2.2 Pulsos y tren de ciclos: (a) Un pulso. (b) tren de tonos.

Una onda continua en la cual se varía la amplitud de la onda portadora se conoce como de amplitud modulada (AM). La amplitud es proporcional a la amplitud de una señal de control (moduladora); un ejemplo en el cual la frecuencia de la señal modulada es constante, dando una modulación regular, se muestra en la figura 2.3.

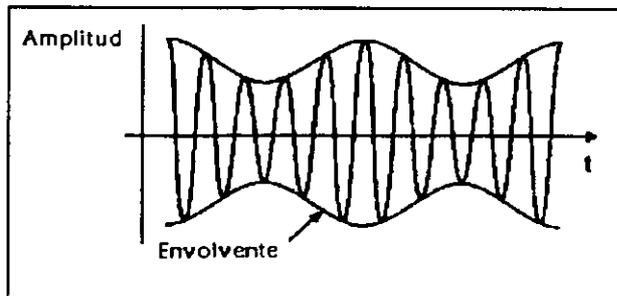


Figura 2.3 Amplitud modulada.

La curva conecta los picos de los ciclos sucesivos de la onda portadora como se muestra, en la figura 2.2b y 2.3, la cual conocemos como envolvente.

La frecuencia modulada (FM) es otra posibilidad común. La frecuencia es manipulada para que sea proporcional a la amplitud de la señal moduladora. La figura 2.4a muestra un ejemplo de una frecuencia modulada regular.

Algunos sensores y también algunos murciélagos, delfines e incluso ballenas usan “chirps” o chirridos (que son pulsos durante los cuales la frecuencia se incrementa o decrece), figura 2.4b, para tener localización a través del eco.

La modulación en fase (PM) algunas veces la usamos y es muy similar a la frecuencia modulada (ver figura 2.4a). La diferencia radica en que la fase (comparada con una señal sin modular), en vez de la frecuencia, varía en proporción a la amplitud de la señal modulada. Una consecuencia de esto es que la frecuencia de la onda modulada por fase es proporcional a la frecuencia de la señal de modulación.

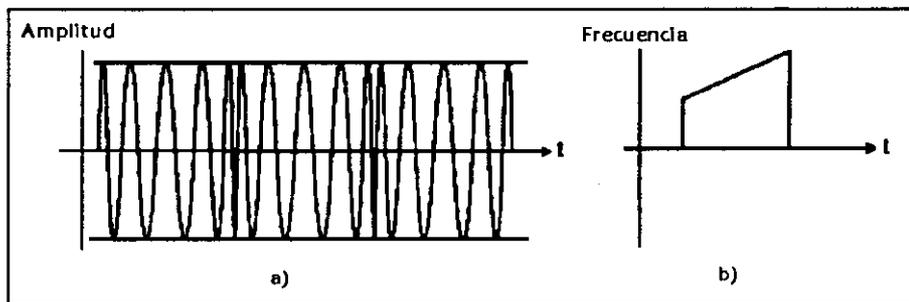


Figura 2.4 Frecuencia modulada: (a) Modulación regular. (b) Chirp modulado con incremento de frecuencia

2.3 Ondas estacionarias.

Una onda estacionaria es totalmente distinta de una onda progresiva. Un ejemplo simple se aprecia cuando la trayectoria del viaje esta restringida por dos fronteras rígidas reflectoras en una forma transversal a la dirección de un haz. Una onda fija se establece cuando la distancia entre las dos fronteras es exactamente un múltiplo entero de la mitad del largo de la longitud de onda ($n\lambda/2$). Con esto se asume que la “inversión de fase”, puede ocurrir en cualquiera de los extremos de la trayectoria aunque no siempre. O de otra manera la longitud de la trayectoria para una onda fija deberá ser un número un poco mayor de $\lambda/4$. El modelo de la onda (ver figura 2.5) no se mueve de derecha a izquierda ni en sentido contrario. La amplitud de la oscilación es siempre cero en los nodos marcados con la letra *a*, pero los antinodos, marcados con la letra *b* se están moviendo, durante cada ciclo, de un máximo en una dirección positiva a un mínimo en una dirección negativa.

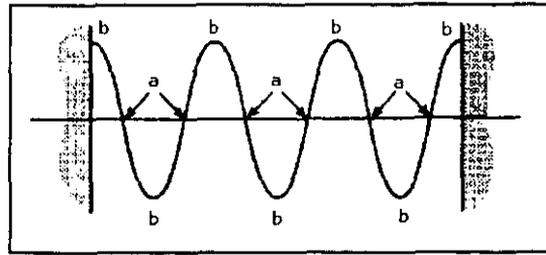


Figura 2.5 Una onda estacionaria.

Cuando una señal en forma de tren de ciclos viaja entre dos fronteras, tiene la ventaja, si es bastante corta, de que no se establecen ondas estacionarias. Esto ocurre porque para que se establezca una onda estacionaria se necesita un pulso por lo menos dos veces más grande que la distancia entre las dos fronteras.

Las ondas fijas es un ejemplo de resonancia, por ejemplo, la frecuencia del sonido aplicado iguala exactamente a una de las frecuencias naturales de vibración del sistema. La resonancia que ocurre en cavidades resonantes es crucial en muchos instrumentos musicales. La frecuencia resonante más baja es aquella donde la mitad de la longitud de onda cubre la distancia entre las fronteras. Para los músicos esta es la frecuencia fundamental, o primer armónico, pero seguido encontraremos que esta es de orden "cero". El primer orden (segundo armónico o sobretono) es encontrado cuando una longitud de onda completa cubre la distancia entre las fronteras.

2.4 Conversión de modos.

Es la conversión de un tipo de ultrasonido en otro. Y la más importante conversión es la conversión de ultrasonido compresivo en ultrasonido transversal y viceversa.

La conversión de modos sólo puede ocurrir en la interfase de dos medios, por ejemplo, en la interfase de líquido/sólido, de líquido/gas, de gas/sólido, de sólido/líquido, sólido/gas, etc. Para ejemplificar lo anterior veremos la reflexión de una onda compresiva en una interfase de sólido/gas, figura 2.6.

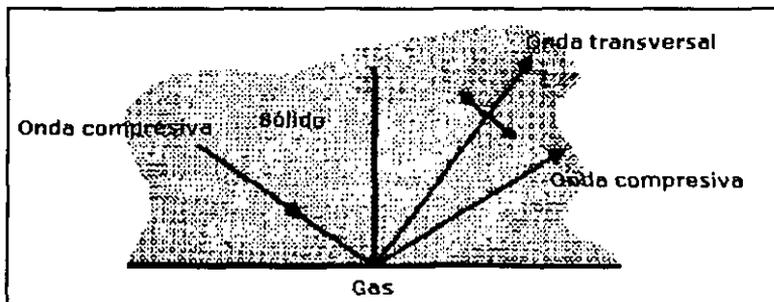


Figura 2.6 La conversión de modos.

Esto es relativamente sencillo, ya que hay generalmente poca transmisión de ultrasonido a través de la interfase de sólido/gas; por lo que casi todo el ultrasonido es reflejado. Sin embargo hay dos ondas reflejadas, una compresiva y otra transversal. La onda transversal es el producto de la conversión de modos, y es generada debido al movimiento longitudinal de las partículas en la onda compresiva que permite una componente en la dirección transversal necesitada para la generación de la onda cortante o transversal. La onda transversal está polarizada, en el plano de la hoja en la figura 2.6. La conversión de modos en este ejemplo no es al 100% porque también se genera una onda compresiva.

2.5 Frecuencias mezcladas y heterodinas.

La interferencia de dos MAS (movimientos armónicos simples) de frecuencias diferentes se usa particularmente en medidores de flujo de efecto Doppler.

Este efecto se aprecia más fácilmente con las frecuencias audibles, al escuchar simultáneamente dos sonidos casi de la misma frecuencia. Una frecuencia baja “mezclada” es plenamente discernible. La forma en que esto ocurre se muestra en la figura 2.7a para dos frecuencias similares de la misma amplitud; si las amplitudes son diferentes entonces la modulación es similar pero un poco menor.

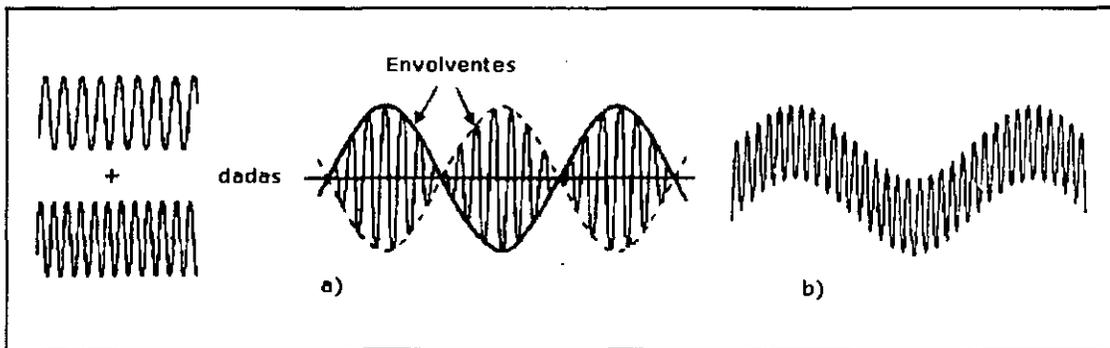


Figura 2.7 Mezclado de frecuencias y heterodinaje. (a) Generación de una frecuencia mezclada. (b) Una frecuencia heterodina.

La matemática de la adición de las dos ecuaciones dadas en la forma $\epsilon = A \sin 2\pi f$ (ecuación 2.2), muestra que la frecuencia de las dos envolventes en la figura 2.7a es igual a la mitad de la diferencia de las dos frecuencias originales $[(f_1 - f_2)/2]$.

Las dos envolventes están fuera de fase y esto significa que la frecuencia mezclada percibida, f_b , es dos veces más grande, o sea, $f_b = f_1 - f_2$; como si esta fuera la frecuencia

“diferencia”. Note que la componente de alta frecuencia de las dos formas de onda combinadas muestra claramente, en la figura 2.7a, que tiene una frecuencia promedio, $\frac{1}{2}(f_1 + f_2)$; sin embargo esta es de poca importancia para nosotros

Dos ondas de frecuencias diferentes se pueden combinar electrónicamente usando un mezclador, para multiplicar en vez de sumar, o sea, $\sin A \times \sin B$. A esto se le llama heterodinaje (un término que se usa erróneamente para la “suma” de procesos). La forma de onda resultante se muestra en la figura 2.7b y es muy diferente a la de la figura 2.7a. No obstante, las matemáticas muestran que la componente de baja frecuencia es aún la frecuencia “diferencia”. La alta frecuencia de la frecuencia heterodina es, sin embargo, la suma en vez del promedio. En otras palabras sí se multiplican dos ondas senoidales (diferentes) matemáticamente, el término de salida contiene la suma y la diferencia de las dos frecuencias senoidales y recordando por la teoría de un circuito *ca* que una onda de voltaje senoidal se puede expresar como:

$$v = V_p \text{sen } 2\pi f t \quad (2.4)$$

donde V_p es el voltaje pico y f es la frecuencia. Por lo tanto dos ecuaciones senoidales se pueden expresar así:

$$v_1 = V_{1(p)} \text{sen } 2\pi f_1 t$$

$$v_2 = V_{2(p)} \text{sen } 2\pi f_2 t$$

multiplicando las dos ecuaciones tenemos:

$$v_1 v_2 = (V_{1(p)} \text{sen } 2\pi f_1 t)(V_{2(p)} \text{sen } 2\pi f_2 t)$$

$$V_1 V_2 = V_{1(p)} V_{2(p)} (\text{sen } 2\pi f_1 t)(\text{sen } 2\pi f_2 t) \quad (2.5)$$

ahora utilizando la identidad trigonométrica para el producto de dos funciones senoidales la cual nos dice que:

$$(\text{sen } A)(\text{sen } B) = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] \quad (2.6)$$

sustituyendo la ecuación (2.5) en (2.6) tenemos:

$$v_1 v_2 = \frac{V_{1(p)} V_{2(p)}}{2} [(\cos 2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t) - (\cos 2\pi f_1 t + 2\pi f_2 t)]$$

$$v_1 v_2 = \frac{V_{1(p)} V_{2(p)}}{2} [\cos 2\pi(f_1 - f_2)t - \cos 2\pi(f_1 + f_2)t]$$

$$v_1 v_2 = \frac{V_{1(p)} V_{2(p)}}{2} \cos 2\pi(f_1 - f_2)t - \frac{V_{1(p)} V_{2(p)}}{2} \cos 2\pi(f_1 + f_2)t \quad (2.7)$$

de esta manera podemos ver que el producto de dos senoidales contiene tanto la frecuencia suma $f_1 + f_2$, como la frecuencia diferencia $f_1 - f_2$. Con una señal de AM se podría tener lo siguiente: la frecuencia suma sería $f_p + f_m$ y la frecuencia diferencia sería $f_p - f_m$, donde, f_p es la frecuencia portadora o de alta frecuencia y f_m es la frecuencia de baja frecuencia o frecuencia moduladora.

Una aplicación típica de una u otra de estas formas de generar la frecuencia diferencia es convertir una señal de alta frecuencia en una baja al combinarla con otra señal de frecuencia similar, la señal de frecuencia más baja es entonces más fácil de procesar y el hecho de que los términos del producto son cosenos implica que hay un cambio de fase de 90° en el proceso de la multiplicación.

2.6 El principio de Fourier y el análisis de Fourier de las formas de onda.

El principio de Fourier establece que cualquier forma de onda, tal que sea continua y periódica, se puede expresar como una suma de movimientos armónicos simples de frecuencia, fase y amplitud apropiadas. Teóricamente ese número es infinito, en la práctica es un número limitado de movimientos armónicos simples. La descomposición de la forma de onda en movimientos armónicos simples (MAS) se conoce como análisis de Fourier. La forma matemática en cual una función periódica del tiempo, $f(t)$ con un periodo T , se puede representar de la siguiente manera:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos 2\pi ft + a_2 \cos 4\pi ft + \dots + b_1 \sin 2\pi ft + b_2 \sin 4\pi ft + \dots \quad (2.8)$$

En forma general:

$$f(t) = a_0 \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right) \quad (2.9)$$

la ecuación 2.9 se conoce como la serie trigonométrica de Fourier.

donde:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} f(t) \cos \frac{2\pi n t}{T} dt \quad (2.10)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} f(t) \sin \frac{2\pi n t}{T} dt \quad (2.11)$$

para $n = 0$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad (2.13)$$

donde a_n y b_n son los coeficientes de la serie de Fourier.

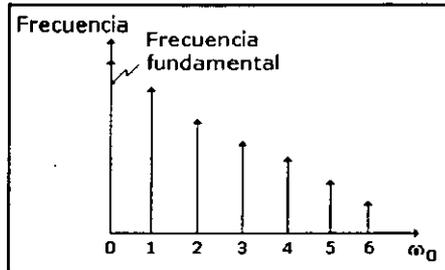


Figura 2.8 Espectro de Fourier.

El eje horizontal representa la localización de los coeficientes de n como:

$$\omega_n = \frac{2\pi n}{T} \quad (2.14)$$

que es la frecuencia del n -ésimo armónico. El espacio entre los armónicos adyacentes es:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.15)$$

y vemos que cuando el periodo T es muy largo, el espacio entre la frecuencia $\Delta\omega$ se vuelve pequeño y los coeficientes de Fourier se van compactando. En el límite cuando $T \rightarrow \infty$, los coeficientes estarán unidos. En este caso $f(t)$ no representa un fenómeno periódico y no podemos analizar la función como una componente discreta. Entonces tendremos que recurrir a la integral y los coeficientes de Fourier, cambiando la función continua por la transformada de Fourier:

$$A(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos \omega t dt \quad (2.16)$$

$$B(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin \omega t dt \quad (2.17)$$

dadas:

$$f(t) = 2 \int_0^{\infty} A(\omega) \cos \omega t d\omega + 2 \int_0^{\infty} B(\omega) \sin \omega t d\omega \quad (2.18)$$

donde los términos $A(\omega)$ y $B(\omega)$ definidos por las ecuaciones (2.16) y (2.17) son los componentes de la transformada de Fourier de $f(t)$ y la ecuación (2.18) es una representación de $f(t)$ por la integral de Fourier o transformada inversa de Fourier. El

principio es muy importante para nosotros porque nos muestra que un pulso corto puede ser procurado por la superposición de un número de ondas continuas de diferentes frecuencias. Un ejemplo se muestra en la figura 2.9.

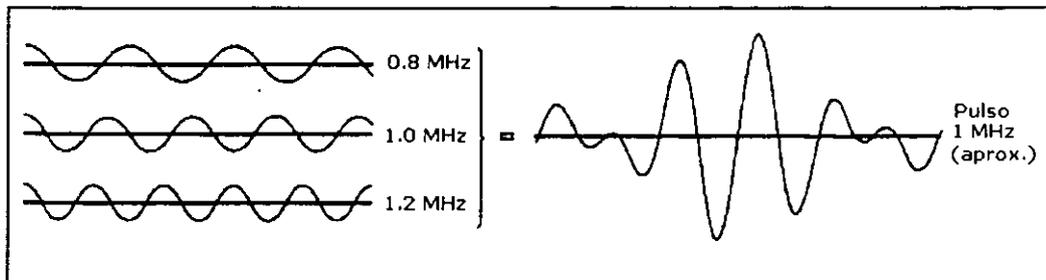


Figura 2.9 Análisis de Fourier de un pulso.

Aunque en este caso el pulso aparenta que tiene una frecuencia de 1 MHz, se puede ver que este en realidad contiene componentes de altas y de bajas frecuencias. Como se podría esperar, el pulso más corto es el pulso de más importancia porque contribuye para las otras frecuencias. Esto se muestra cuando el análisis de Fourier se expresa como un espectro de frecuencias, por ejemplo, la gráfica de intensidad trazada en una escala logarítmica, contra frecuencia. La frecuencia espectral para un pulso largo y corto se muestran en la figura 2.10.

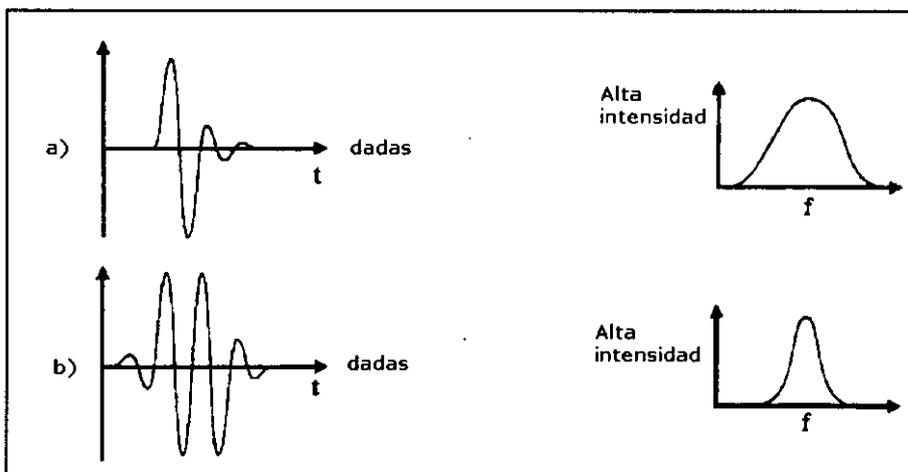


Figura 2.10 Frecuencia espectral (esquemática). (a) Un pulso corto. (b) Un pulso largo.

2.7 Características básicas del Perfil del haz.

El perfil de un haz generado por un transductor ultrasónico está determinado por el fenómeno de la interferencia (difracción) entre las pequeñas ondas de Huygen's. Esto es generalmente muy complejo, y mejor consideraremos una situación más simple. La situación será la generación de un haz de ultrasonido compresivo por un pistón radiador

plano circular excitando una señal de onda continua (OC) de amplitud constante. Esta situación es particularmente relevante para muchos transductores piezoeléctricos y se asume cuando el ultrasonido se transmite a través de un medio isotrópico sin atenuación.

Las características básicas del perfil de un haz se ilustran en la figura 2.11.

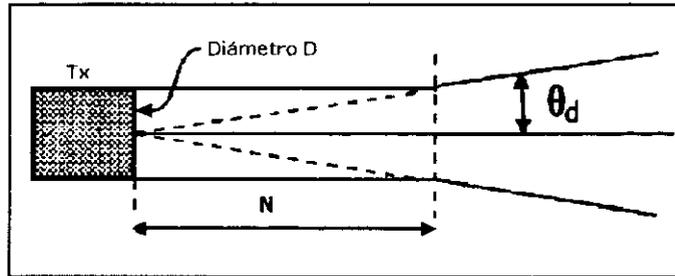


Figura 2.11 Características básicas del perfil de un haz.

Esta gráfica muestra que, inicialmente, el haz es paralelo (cilíndrico o colimado) pero, después de una distancia, empieza a diverger. Estas dos partes del haz se llaman campo cercano y campo lejano respectivamente. Algunas veces se usan los términos zona de Fresnel y zona de Fraunhofer. La parte del haz divergente, si regresara extrapolado podría, como se muestra en la figura, parecer que tiene su origen en el centro del disco del transductor.

El modelo simple también nos dice que el campo cercano cambia dentro del campo lejano a una distancia N de la cara del transductor y esta dada por:

$$N = \frac{D^2 - \lambda^2}{4\lambda} \quad (2.19)$$

donde λ es la longitud de onda y D es el diámetro de la cara del transductor, obviamente sólo el diámetro activo debería ser incluido. N se llama algunas veces perímetro Seni. Si λ es pequeño comparado con D la ecuación (2.19) llega a ser:

$$N = \frac{D^2}{4\lambda} = \frac{D^2 f}{4V} \quad (2.20)$$

donde f es la frecuencia y V es la velocidad del ultrasonido.

Varias generalizaciones acerca de lo lejano o cercano del campo surgen de estas ecuaciones, N se incrementa por:

- El incremento de la frecuencia (o decrecimiento de la longitud de onda).
- Moverse en un medio en el cual la V del ultrasonido es menor.

- Incrementando el diámetro del transductor; este efecto es casi proporcional al área del transductor.

El ángulo de divergencia (θ_d) del haz del campo lejano se define en la figura 2.11 y es la mitad del “cono del ángulo”. Para pequeños valores de θ_d se tiene:

$$\sin\theta_d = 1.22 \frac{\lambda}{D} = 1.22 \frac{V}{fD} \quad (2.21)$$

Algunos ejemplos de N y θ_d se calculan con las ecuaciones 2.19 y 2.21 y se resumen en la tabla 2.1.

Tabla 2.1 La longitud del campo cercano (N) y el ángulo de divergencia (θ_d).

Longitud de onda (λ)	0.1 mm		1 mm		10 mm	
	N mm	θ_d	N mm	θ_d	N mm	θ_d
10mm	250	0.7	25	7	0	$\sin^{-1} 1.22$
25mm	1562	0.28	156	2.8	13	29
50mm	6250	0.14	625	1.4	60	14.1

Los valores dados por un transmisor de 10 mm de diámetro que genera ultrasonido y que tiene una longitud de onda de 10 mm merecen comentarse, es decir, un campo cercano inexistente y un ángulo imposible de divergencia ($\sin^{-1} 1.22^\circ$). Primero las matemáticas no son correctas cuando la longitud de onda es tan grande como el diámetro. Segundo los valores indican, la cantidad mínima, por lo menos cualitativamente, que tiene un transductor cuando es en efecto un punto fuente, radiando en todas las direcciones sobre un hemisferio.

2.7.1 La distribución de la intensidad en el campo cercano.

En el campo cercano, la distribución de la intensidad es mucho más complicada y por medios no uniformes; las observaciones teóricas y prácticas están de acuerdo con esto. La teoría hace uso del desarrollo que hizo Fresnel del principio de Huygen's y sin entrar en más detalles, hay regiones donde las pequeñas ondas de las diferentes áreas en la cara del transductor serán una interfase constructiva o destructiva. Una idea de cómo sucede esto se representa en la figura 2.12, la cual nos muestra la interacción de las pequeñas ondas de Huygen's generadas en oposición a los extremos de la cara del transductor.

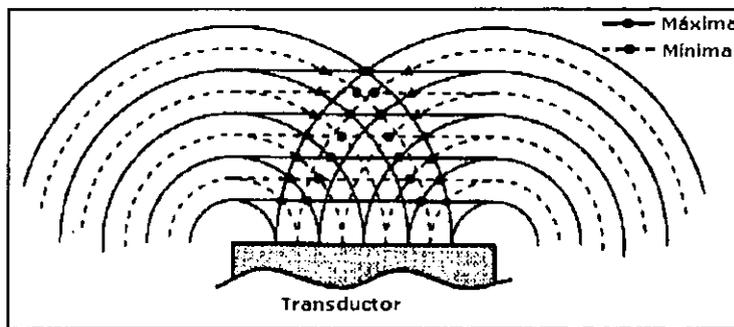


Figura 2.12 Efectos de la interfase en el campo cercano.

Como resultado, la intensidad varía en una forma compleja no sólo a lo largo del eje del haz sino también a través del haz. La variación axial en la intensidad se muestra en la figura 2.13. Hay una serie de líneas curvas marcadas como máximas y mínimas que llegan a ser mucho más espaciadas conforme se alejan de la cara del transductor. La última onda máxima corresponde aproximadamente al final del campo cercano.

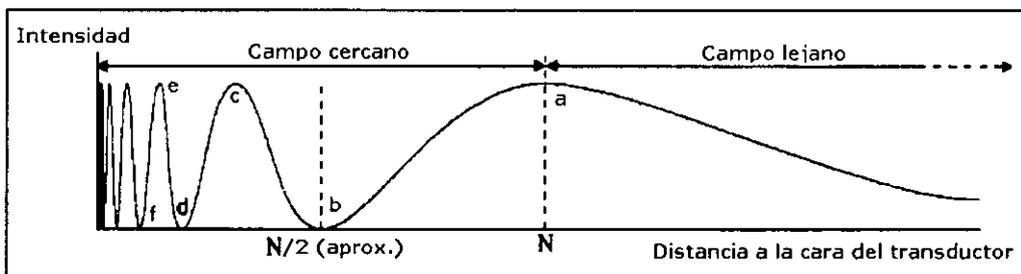


Figura 2.13 Variación axial de la intensidad en el campo cercano.

A través del haz, la distribución de la intensidad en el campo cercano muestra un número de anillos concéntricos con regiones de intensidad altas y bajas. Una variación típica se muestra esquemáticamente en la figura 2.14, la cual relaciona un mínimo en el punto *b* de la figura 2.13. En este caso la marca central tiene una baja intensidad. Sin embargo, conforme uno se mueve hacia la cara del transductor, esta alterna entre una intensidad baja y una alta, justo lo que se espera en la figura 2.13. La marca central de gran intensidad se desarrolla particularmente en los puntos que corresponden a los picos sobre la figura 2.13 (*c*, *e*, etc.). El número de anillos se incrementa progresivamente conforme se aproximan a la cara del transductor, hay un número grande de anillos uniéndose unos con otros. La teoría también predice que el diámetro del rango en el campo cercano no es constante, como se ha implicado en la figura 2.11. Aquí hay un pequeño efecto de enfoque, como si se apartara del transductor.

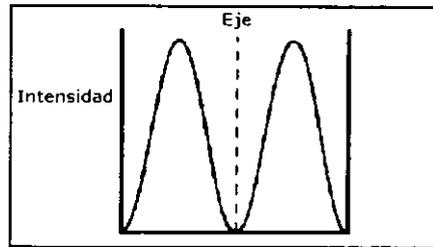


Figura 2.14 Las variaciones de intensidad a través del haz (campo cercano).

En un pistón transductor práctico las variaciones en intensidad no es tan grande como lo demuestra la figura 2.13 y 2.14. Esto es porque la estructura del montaje de la cara del transductor restringe el movimiento en sus bordes y el movimiento resultante no plano tiende a suavizarse donde el plano cercano ya no es uniforme.

2.7.2 La zona de transición.

La representación simple mostrada en la figura 2.11 implica que, después del campo cercano, hay una ley inversa cuadrada que hace decrecer la intensidad del haz. De hecho hay una zona de transición, entre estos dos comportamientos. La zona de transición puede extenderse sobre una región correspondiente de 0.75 a $10 N$ (recordemos que N es la distancia a la cual se pasa del campo cercano al campo lejano).

2.7.3 El campo lejano.

Una vez que se deja la zona de transición, la situación en el campo lejano es mucho más simple porque dicha zona esta más libre de influencias, aunque aquí también se presenta una decaída, debido a la ley cuadrada inversa de la intensidad, excepto cuando otros factores intervienen, como por ejemplo, la atenuación del medio en el cual el ultrasonido se transmite.

2.7.4 Perfiles reales del haz.

Los perfiles de un haz se pueden determinar experimentalmente, por ejemplo, al sumergir un transductor en un baño de agua (checando que el transductor tolerará dicho tratamiento) y revisando las direcciones x , y y z con un pequeño receptor o hidrófono. Alternativamente, en vez de un pequeño receptor, un pequeño objeto, tal que se comporta como una bola pequeña, puede usarse, en este caso la prueba bajo estudio se usa por ambos, Tx y Rx y por tanto sólo puede ser estudiado en un modo pulsado. Muchas consideraciones

se toman en cuenta para hacer de estas técnicas las apropiadas y absolutas. Las técnicas pueden, por supuesto, ser adaptadas para usarse sobre transductores operando en otros medios como el aire.

Un ejemplo del perfil del haz se ve en la figura 2.15. Las líneas del contorno indican 3 dB pausados en intensidad, por ejemplo, aproximadamente dos veces decreciendo en intensidad. La zona externa corresponde a la intensidad más baja la cual es la de uso más práctico. Este perfil del haz muestra muy bien dos de las características esperadas; primero la transición entre el campo cercano y el campo lejano; segundo la estructura compleja del campo lejano y la divergencia del campo lejano.

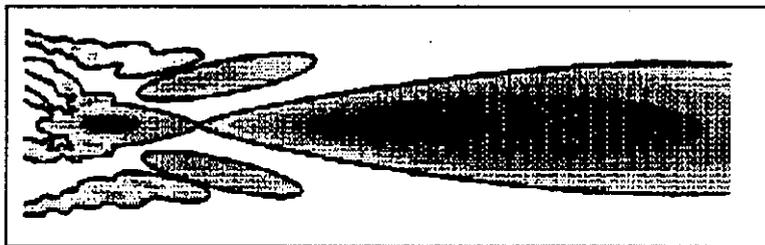


Figura 2.15 Un perfil típico de un haz determinado experimentalmente.

El perfil del haz de la figura 2.15 muestra también lóbulos de ultrasonido emitidos en un ángulo más oblicuo que el haz principal. Hay de hecho, una serie de lóbulos tales que incrementan el ángulo oblicuo y progresivamente decrecen en energía. Estos producen una interferencia en las regiones cercanas a los bordes del disco. El tamaño de los lóbulos es muchas veces menor de lo que se espera en teoría porque el borde del disco del transductor siempre esta sujeto a alguna estructura o montaje.

Los transductores dañados o malos son casi seguros que darán perfiles del haz distorsionados o irregulares.

2.7.5 El efecto de pulsos cortos en vez de una onda continua (OC).

Se necesita un número mínimo de ciclos de onda para poder producir los efectos de la difracción, los cuales generan a los campos cercano y lejano. Este punto es muy importante, si se desea generar un pulso muy corto de ultrasonido. Sin embargo un transductor típico emite un pulso con por lo menos seis periodos o más de oscilación con lo cual se exhiben muchas de las propiedades que tiene una onda continua las cuales son producidas por la difracción. Por lo tanto se debe esperar que el perfil del haz sea

cuantitativamente similar al de una onda continua; pero una diferencia importante se ve en los lóbulos que son menos prominentes.

Si el pulso es más corto de lo que se espera, surge una situación extrema, los efectos de la interferencia no aparecen y el frente de onda se puede deducir aplicando el principio de Huygen's. Por ejemplo un pistón radiador puede dar un frente de onda como el que se muestra en la figura 2.16.

2.7.6 Principio de Huygen's.

El principio de Huygen's nos ayuda a visualizar el paso de una onda a través de un sistema. En términos generales el principio dice que cualquier frente de onda esta reforzado por un gran número de ondas pequeñas radiando desde puntos seleccionados convenientemente. Las pequeñas ondas son esféricas si, la velocidad del ultrasonido es la misma en cualquier dirección, es decir, que el medio es isotrópico ultrasónicamente. La mayor parte de los sólidos e incluso algunos fluidos sujetos a algún gradiente térmico no son isotrópicos

El principio de Huygen's se puede ilustrar con la radiación de un frente de onda en la superficie frontal de un pistón vibrador. La situación en el pistón es de gran relevancia práctica ya que asemeja exactamente lo que sucede con muchos transductores ultrasónicos. En cada punto de la superficie del pistón se considera que sé esta radiando una onda esférica. En este caso las ondas son generadas todas en el mismo instante en el tiempo y se expanden a la misma velocidad. El resultado, para un pistón que es más grande comparado con la longitud de onda, se muestra en la figura 2.16a.

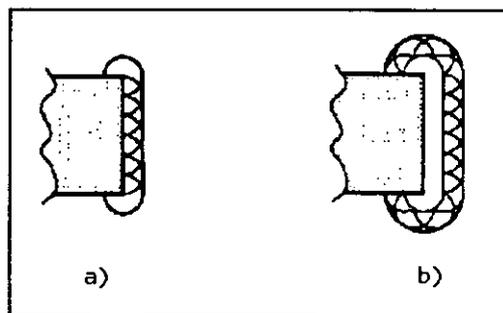


Figura 2.16 Principio de Huygen's aplicado para un pistón vibrando.

En la realidad se genera un número infinito de ondas pero sólo unas cuantas se representan en la figura. La onda se forma por una envolvente que define el límite al cual las ondas se propagan. La siguiente etapa en la propagación se puede visualizar si se

postula que en cada punto donde se generó cada onda esférica, por sí solas, se generarán otras ondas. (Figura 2.16b).

Por la repetición de este proceso (las veces que sea necesario), la historia de las ondas se puede predecir. En el perímetro del pistón, se crean los efectos del frente de onda y el frente de onda “gira” alrededor del borde del pistón, esto es un ejemplo de la difracción del ultrasonido. Si un frente de onda encuentra un obstáculo, tal como la interfase entre dos materiales que son ultrasónicamente diferentes, entonces una nueva familia de pequeñas ondas se generará en cada punto sobre el primer frente de onda conforme se golpea a la interfase.

Si el frente de onda pasa a través de un medio en el cual la velocidad del ultrasonido es diferente entonces el diámetro de las pequeñas ondas deberá hacerse más pequeño o más grande según el medio. En muchas situaciones simples, el principio de Huygen's se usa para propósitos de cuantificación o por lo menos semí cuantificar. Algunas situaciones donde esto se valora particularmente son:

- Los frentes de onda generados por transmisores ultrasónicos.
- La difracción del ultrasonido en los bordes de los obstáculos.
- La refracción y reflexión del ultrasonido en interfaces.
- La producción y dirección de un haz en una conversión de modos.

2.7.7 Perfil del haz para receptores.

Ahora hablaremos acerca del perfil de un haz para un transductor cuando este actúa como un receptor. En instancia el perfil del haz es el mismo si se usa como un transmisor o como un receptor. Esto significa que el receptor detectará sólo haces de ultrasonido siguiendo los mismos pasos, pero en dirección opuesta, a los que se siguen cuando se genera el perfil del haz al salir de un transmisor. Esta importante consecuencia es lo que conocemos como el principio de reciprocidad acústica. De este modo el transmisor referido por la figura 2.15 puede generar el mismo perfil del haz si se usa como receptor; por tanto el contorno puede indicar una sensibilidad relativa para una fuente dada de ultrasonido en cada punto en el haz. El volumen sobre el cual el receptor tiene una sensibilidad utilizable se le conoce como el volumen de recepción.

2.7.8 Traslape de los perfiles de un haz para un transmisor y un receptor.

Suponiendo dos transductores, uno como transmisor y el otro como receptor, que se usan en una forma tal que el haz del transmisor y el volumen de recepción del receptor se puedan traslapar como lo demuestra la figura 2.17.

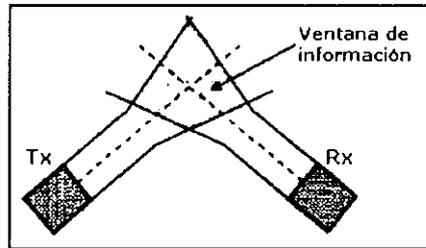


Figura 2.17 Traslape de los perfiles de un haz para un transmisor y un receptor.

La totalidad del volumen dentro del haz transmitido está sometido a un campo acústico. Si suponemos que algo del ultrasonido se dirige hacia la parte trasera del receptor (por ejemplo por reflexión o dispersión), veremos que, sólo el ultrasonido originado en la región donde los dos haces están traslapados, es el que en realidad se recoge por el receptor. Por tanto el volumen traslapado tiene que estar en la dirección correcta. Consecuentemente, sólo el volumen traslapado se puede interrogar ultrasónicamente y esto traerá como consecuencia que el sistema sea sensible de una manera uniforme al comportamiento del ultrasonido en todas las regiones del volumen interrogado. Un contorno apropiado se puede construir al sumar el nivel del transmisor en (*dB*) y el nivel del receptor también en (*dB*) para cada punto; esto muestra que el núcleo central del volumen interrogado traslapado es mucho más eficiente que el resto. El uso de los perfiles de un haz traslapado es una vía de interrogación única y controlada que además limita el volumen de sondeo.

2.8 Acoplamiento de impedancia y métodos para suprimir el ruido.

En todo equipo electrónico para que funcione debidamente, se necesita pasar la mayor parte del potencial de una señal (*ca o cd*), de su circuito de entrada hasta su circuito de salida, pasando a través de diversas secciones o etapas del propio equipo, en donde la señal se somete a diversos procesos (amplificación, detección, modulación, recorte, etc.), hasta que finalmente parte de este se aprovecha en una carga. Pero para poder lograr el paso entre cada una de las etapas, se emplean acoplamientos, cuyos circuitos o redes cumplen ciertos requisitos de acuerdo a las características de la propia señal. El potencial de la señal es un voltaje alterno o variable que se desarrolla en el circuito de salida de una fuente de

audio, una antena receptora, un oscilador, etc.; por ejemplo, un micrófono al recibir en su diafragma la potencia acústica de las ondas sonoras, desarrolla en su circuito de salida un potencial equivalente al de una señal de audio-frecuencia.

Ahora para los sensores piezoeléctricos, el empaque se diseña alrededor de un transductor, con la filosofía de obtener la máxima relación señal/ruido. Pero la mayoría de estos son piezas pequeñas (milímetros), por lo que tienen una capacitancia muy pequeña (pF); esto se vuelve un problema, ya que la capacitancia del mejor cable coaxial de 2 m, es alrededor de 180 pF , la impedancia efectiva Z_{eff} de la combinación del cable y el transductor es:

$$Z_{eff} = j\omega(C_{cable} + C_{transductor}) \quad (2.22)$$

donde j es $\sqrt{-1}$, ω es $2\pi f$ y f es la frecuencia en Hz . El resultado anterior se aprecia en el circuito de la figura 2.18.

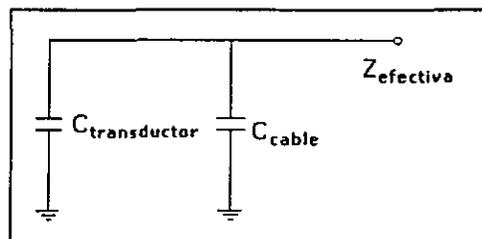


Figura.2.18 Circuito equivalente del transductor y su cable.

Para la capacitancia del cable dada y suponiendo que la capacitancia del sensor piezoeléctrico es de 10 pF a una frecuencia de 1 MHz , se obtiene una impedancia de $j837$, la cual se ve como una reactancia capacitiva pura de 837 Ω . Esto no es tan malo, ya que significa que la impedancia es razonablemente baja al trabajar a un 1 MHz . El problema radica en que el voltaje desarrollado sobre el transductor desnudo es producto del esfuerzo ocurrido por las vibraciones del sensor, donde este esfuerzo produce una carga q sobre el transductor desnudo, y un voltaje que es: $V_{desnudo} = q C_{transductor}$. Pero cuando un cable se conecta en paralelo con el transductor, la carga se comparte entre las dos capacitancias y el resultado es una reducción en el voltaje del transductor V_L tal que:

$$V_L = \frac{C_{transductor}}{C_{cable} + C_{transductor}} V_{desnudo} \quad (2.23)$$

En la práctica esto reduce el voltaje de las señales más pequeñas y la interferencia se vuelve un gran problema, debido a que el ruido es difícil de eliminar, “ya que la mayoría de los dispositivos electrónicos se diseñan para ser sensitivos al voltaje”; este es un problema físico real que está también presente en los piezoeléctricos. En un elemento de estado sólido (transistor, amplificador operacional, etc.), el ruido actúa como si se sumara con la señal, como si una fuente de voltaje de ruido y una fuente de corriente de ruido aleatorias se conectaran a la entrada del circuito, tal como lo ilustra la figura 2.19. El circuito tiene una aproximación de orden cero para la operación de un transistor, porque este tiene una gran ganancia de corriente β , que es la corriente guía en el colector i_c (i_e es la corriente de emisor e i_b es la corriente de base).

$$i_c = \beta i_b, i_e = i_c + i_b = (1 + \beta) i_b \quad (2.24)$$

el voltaje a través de R es:

$$V_{sal} = (1 + \beta) i_b R = V_{ent} - V_{be} \quad (2.25)$$

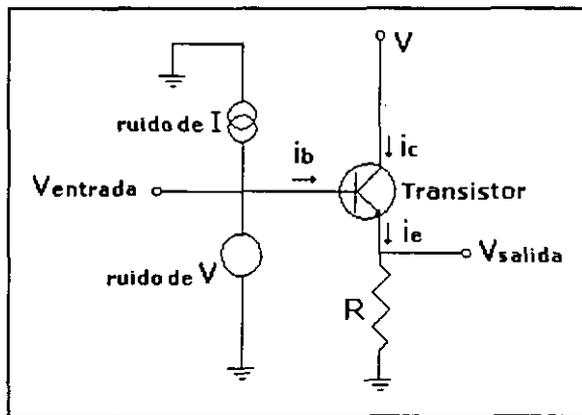


Figura 2.19 Amplificador como seguidor de emisor. El ruido intrínseco del transistor se representa por una fuente de voltaje de ruido y una fuente de corriente de ruido.

Aquí hay un voltaje V_{be} (base-emisor), de $0.7 V$ (caída para un diodo de silicio y que esta en la entrada de un transistor TBJ), por tanto podemos colocar una resistencia de un gran valor asegurando que el voltaje de salida mantendrá los $0.7 V$ en la entrada, pero la corriente en R puede ser muy grande comparada con la corriente que toma el amplificador de la fuente en la entrada. Por eso el circuito tiene una pequeña señal de voltaje llamada ganancia unitaria y una gran ganancia de corriente (β). La ganancia de corriente se usa si la fuente en la entrada produce voltajes razonables pero con poca capacidad de corriente, tal y

como sucede en los transductores. Sin embargo, el voltaje de salida no es el voltaje del transductor conectado a la entrada, en vez de eso, tenemos en el sensor un V_{ruido} adicional igual a $\beta I_{ruido} R$. La combinación del voltaje de ruido es típicamente del orden de $1 nV \sqrt{Hz}$ para el mejor transistor bipolar de bajo ruido si $R = V_{ruido} / \beta I_{ruido}$. Este se expresa así porque la energía del ruido es la cantidad física más directa para describirlo, y esta energía por unidad del ancho de banda (Hz) es constante en altas frecuencias (hasta $10^{12} Hz$). La potencia P y el voltaje V se relacionan por la expresión $P = V^2 / R$. El significado del número $1 nV \sqrt{Hz}$ es la siguiente, si nosotros tenemos un amplificador que puede operar de 1.000,000 a 1.000,100 MHz , su ancho de banda es de 100 Hz y la raíz cuadrada de 100 es 10, entonces el voltaje de ruido *rms* (raíz media cuadrática) del amplificador es de $10 nV$. El significado del amplificador, es que es mejor, referenciar todo el ruido a la entrada, dividiendo todo el ruido en la salida entre la ganancia y así con esto considerar que el amplificador es perfecto. Esto es, que amplifica la señal y el ruido sin adicionar ninguna contribución extra de ruido. Pero por supuesto, es el amplificador el que crea el ruido, y con esta consideración podemos modelar al amplificador como libre de ruido, con fuentes de ruido (voltaje y corriente) conectadas a la entrada. En la práctica, el amplificador de la figura 2.19 es mucho más sensitivo para la señal de voltaje y tiene un ancho de banda de 10 MHz (o más) logrando que el voltaje de ruido *rms* sea de varios milivolts. Este es casi tan grande como la señal que deseamos detectar, haciendo imperativo que no se reduzca la señal de voltaje más pequeña, con el circuito dado en la figura 2.18.

Existen varias aproximaciones para este problema, dos de las cuales son muy prácticas y cualquiera de ellas mejorará la relación S/N (señal a ruido) que cualquier sistema en donde se iguala la impedancia del sensor con la impedancia de entrada de un preamplificador (para todas las frecuencias de nuestro interés). Ahora la impedancia de los sensores es proporcional a $1/\omega$ y lo deseamos es obtener una respuesta en el amplificador que sea independiente de la frecuencia. En la práctica, la idea es obtener el mínimo de atenuación de una señal de voltaje deseada, evitando su degradación a causa del voltaje de ruido. Una aproximación es el método de "guarda" en la entrada, y la otra es el uso de un amplificador conocido como de carga.

2.8.1 Método de guarda.

El método de guarda involucra un cable triaxial, el cual empezando de adentro hacia afuera, consiste de un conductor central (cable), un aislante cilíndrico, una maya conductora cilíndrica, otro aislante cilíndrico y finalmente una tercer maya conductora cilíndrica. La última maya conductora se usa como escudo o guarda conectada a tierra física. La primer maya conductora (guarda conductora) se conecta a la salida del amplificador de ganancia unitaria (seguidor de voltaje) y el cable conductor central se conecta al transductor. Figura 2.20.

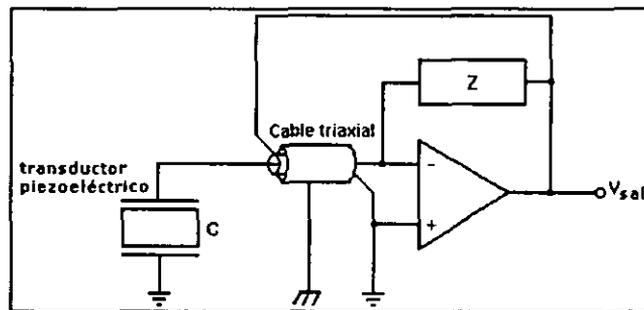


Figura 2.20 Circuito preamplificador con un opamp con un transductor como entrada y un elemento Z realimentado.

El efecto es el siguiente: el voltaje que se desarrolla en el transductor desnudo al principio se reduce por la capacitancia existente entre el conductor central y la primer maya conductora (guarda conductora), esto se debe a que la maya escudo esta puesta a tierra (a través de la baja impedancia de salida del seguidor de voltaje) desde antes de que el amplificador empiece a trabajar. Casi inmediatamente, el seguidor aplica este mismo voltaje reducido para que la maya escudo, reduzca la diferencia de voltaje entre la maya conductora y la rama del transductor muy cerca de $0 V$. Con esta diferencia de voltaje entre la maya conductora y el transductor, este último no tiene que desechar mucho de su preciada carga cargando la capacitancia del cable, ya que el aumento de voltaje es pequeño.

El seguidor ve esto, y lo iguala sobre la maya conductora, con lo que los voltajes más pequeños se incrementan. El proceso termina cuando el transductor alcanza el voltaje que podría existir si el cable no se conectara al sensor. Lo anterior resulta muy bueno, sin embargo, hay que notar que la capacitancia entre la guarda conductora y el conductor central, efectivamente conectan la entrada del amplificador operacional a la salida. Esto estará bien si la ganancia de voltaje nunca exceda la unidad. Desafortunadamente un buen seguidor con un buen ancho de banda y con bajo ruido, se debe construir con mucho

cuidado para asegurar que un pequeño desvío inductivo en altas frecuencias, combinado con una gran ganancia de corriente, no provoquen una frecuencia donde la ganancia de voltaje exceda la unidad. Si este lo hace, la única señal que uno ve es una muy grande causada por la oscilación a la frecuencia donde la ganancia de voltaje es la más alta, enmascarando totalmente a cualquier señal. Por tanto no es sorprendente, que esta aproximación sea la mejor opción para frecuencias bajas.

2.8.2 Amplificador de carga.

El circuito utiliza como elemento principal un amplificador operacional (opamp), el cual debido a su gran ganancia de voltaje para cd (10^6), a su ancho de banda (5×10^7 aproximadamente) y a que tiene una impedancia Z que conecta su salida a la entrada inversora (realimentación negativa), el opamp tratará de hacer que el voltaje en las dos entradas sea el mismo, logrando así que cualquier voltaje (por más pequeño) que se amplifique con signo contrario, provoca que la salida decrezca. Las entradas del amplificador tienen una impedancia muy grande (casi no manejan corriente) y si consideramos que el transductor es esencialmente un capacitor (pF) que genera una carga $q_x e^{j\omega t}$ al vibrar, produce un voltaje en circuito abierto:

$$V_x = \frac{q_x e^{j\omega t}}{C_x} \quad (2.26)$$

donde V_x es el voltaje del transductor en circuito abierto, q_x es la carga en el transductor y C_x es la capacitancia del transductor. Además si la carga se puede modelar como una fuente de corriente conectada en paralelo con el transductor, la fuente de corriente genera una corriente:

$$I = \frac{dq_x}{dt} = j\omega q_x e^{j\omega t} \quad (2.27)$$

La ecuación 2.27 produce el mismo voltaje en circuito abierto en el transductor que la ecuación 2.26. Luego si el opamp es capaz de generar un voltaje a su salida que remueva la carga sobre el transductor conforme esta se genera, entonces el voltaje en la entrada inversora del opamp será el mismo que el de la entrada no inversora (el cuál es tierra o $0 V$). La salida de voltaje V_{sal} es:

$$V_{sal} = -j\omega q_x R_r e^{j\omega t} \quad (2.28)$$

donde R_r es la resistencia de realimentación del circuito, por lo regular del orden de $M\Omega$.

La ecuación 2.28 es en términos del voltaje en el transductor en circuito abierto sin carga,

$$V_{sal} = j\omega Z C_x V_x \quad (2.29)$$

La relación entre el voltaje en el transductor sin carga y la salida de voltaje del opamp nos proporciona el control sobre el amplificador, ya que la capacitancia del cable no afecta el resultado. La razón es que el opamp mantiene el voltaje a través del transductor en cero como si no hubiera voltaje entre los conductores del cable coaxial y por lo tanto no hay carga sobre ellos. Lo que hace el circuito es forzar la carga que pudiera aparecer sobre el transductor, a través de Z , por eso el nombre de *amplificador de carga*. Luego, si un opamp se energiza sin conectar nada en sus terminales, su salida se saturara hasta el nivel de voltaje de la fuente porque las entradas de corriente y voltaje son amplificadas por la ganancia intrínseca del opamp. Para prevenir esto, la impedancia Z debe contener un elemento resistivo para proveer una realimentación negativa en *cd*.

Voltaje de salida y Ganancia: la ganancia de voltaje y la salida del amplificador se vuelven iguales, o sea que:

$$V_{sal} = A_v \quad (2.30)$$

La ecuación 2.29 indica que la ganancia es proporcional a la frecuencia, lo cual no se desea. Ahora si adicionamos una capacitancia C_r en paralelo con la resistencia R_r , obtenemos lo siguiente:

$$V_{sal} = -j\omega C_x \left(\frac{1}{1 R_r + j\omega C_r} \right) V_x \quad (2.31)$$

la cuál tiene dos límites. El primero es el limite a bajas frecuencias y es aqui donde surgen las limitaciones. Cuando:

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (2.32)$$

aquí el circuito empieza a comportarse como si sólo la R estuviera presente y por tanto el ruido de corriente del opamp pasa casi todo a través de R , provocando que vaya en aumento. El límite en altas frecuencias es ($j\omega C \ll R$), la ganancia llega a ser simplemente:

$$\frac{C_x}{C_r} \quad (2.33)$$

donde C_x es la capacitancia del piezoeléctrico y C_r es la capacitancia del amplificador de carga. La ecuación 2.33 es independiente de la frecuencia y es lo que más deseamos para nuestros propósitos ya que C_r fácilmente se puede hacer igual a la capacitancia del transductor, y con esto obtener todo el voltaje que se genera en el transductor desnudo. En resumen vemos que la salida de voltaje del amplificador (ganancia), depende de la capacitancia de realimentación y no de la capacitancia de entrada, lo cual indica que la salida de voltaje del amplificador es independiente de la capacitancia del cualquier cable. El arreglo del amplificador se muestra en la figura 2.21.

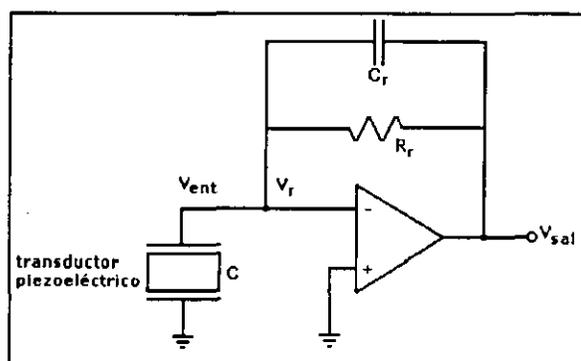


Figura 2.21 Amplificador de carga.

La constante de tiempo: se define como el tiempo requerido para que una señal decaiga a un 37% de su amplitud original. Una señal decae rápidamente con una constante de tiempo pequeña y viceversa. Para minimizar que la señal decaiga durante las mediciones que se realicen, necesitamos una constante de tiempo larga; la cual se calcula por los elementos RC , donde R_r y C_r son la resistencia y el capacitor del amplificador de carga, y se calcula por:

$$\text{Constante de tiempo} = R_r C_r \quad (2.34)$$

Frecuencia de corte: el circuito exhibe una característica pasa altas, o sea que la podemos calcular por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_r C_r} \quad (2.35)$$

El amplificador de carga descrito tiene una cualidad adicional, su impedancia de salida es del orden de 1Ω o menos.

En resumen, se establece que dos circuitos están acoplados, cuando se puede pasar energía de un circuito a otro o bien cuando tienen un elemento que les es común. Requisitos fundamentales que debe llenar un buen acoplamiento:

- Trasladar el máximo de energía de un circuito a otro, esto es: efectuar el traslado del potencial de la señal con un mínimo de pérdidas.
- Conservar debidamente equilibradas las impedancias entre los circuitos acoplados.
- Trasladar con un mínimo de distorsión la gama de frecuencias que constituyen el potencial de las señales.

Capítulo 3

Circuitos para el acondicionamiento de la señal para el transmisor y el detector piezoeléctricos

En este capítulo vamos a describir toda la teoría que utilizamos para implementar los circuitos que componen al transmisor y al receptor piezoeléctricos.

3.1 Transmisor (generación de la señal para transmitirla al espacio).

Para nuestro circuito realizamos un transmisor que trabaje con trenes de tonos, por lo que requiere de un oscilador senoidal, un acoplamiento de impedancia a través de un circuito con FET, un amplificador de voltaje, un switch analógico, un circuito de control para el switch analógico, un amplificador clase C (entonado) y un transductor piezoeléctrico entonado a 40 kHz. Además implementamos un arreglo para fuera continuo.

3.1.1 Oscilador senoidal.

Esencialmente un oscilador convierte energía eléctrica en forma de *cd* en energía eléctrica en forma de *ca*. Para construir un oscilador senoidal necesitamos emplear un amplificador con realimentación positiva. La idea es utilizar una señal de realimentación en lugar de la señal externa habitual del amplificador. Luego si dicha señal es lo suficientemente grande y con la fase correcta, habrá una señal de salida (incluso cuando no exista una señal de entrada externa). En otras palabras, un oscilador es un amplificador modificado con una realimentación positiva para proporcionar su propia señal de entrada.

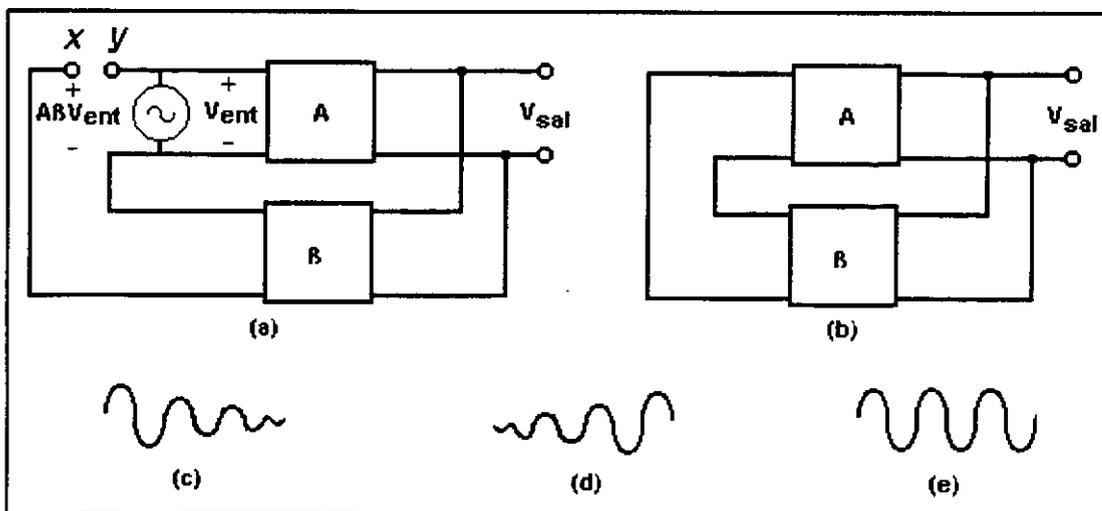


Figura 3.1 a) La realimentación devuelve una tensión al punto *x*. b) Conectando los puntos *x* e *y*. c) Las oscilaciones se atenúan. d) Las oscilaciones se incrementan. e) Las oscilaciones se mantienen constantes en amplitud.

Para la ganancia en lazo y fase, veremos la figura 3.1, que muestra un generador de tensión (V_{ent}) que excita la entrada de un amplificador, donde la tensión de salida es

$V_{sal} = AV_{ent}$, que excita a un circuito realimentado (que por lo regular es un circuito resonante), por esta razón, tenemos una realimentación máxima a una frecuencia determinada. La tensión realimentada que regresa al punto x se da por $V_f = A\beta V_{ent}$. Si el desplazamiento de fase a través del amplificador y del circuito de realimentación es 0° , entonces $A\beta V_{ent}$ esta en fase con el V_{ent} que excita al amplificador. Si se conecta el punto x con el punto y , al mismo tiempo que se elimina V_{ent} , entonces, la tensión de realimentación $A\beta V_{ent}$, excitará ahora la entrada del amplificador (figura 3.1b).

Luego si $A\beta < 1$, entonces, $A\beta V_{ent} < V_{ent}$ y la salida se atenuará (figura 3.1c). Si después $A\beta > 1$, $A\beta V_{ent} > V_{ent}$ y la salida se incrementará (figura 3.1d). Pero si Ahora $A\beta = 1$, $A\beta V_{ent} = V_{ent}$, la salida será entonces una onda senoidal de voltaje permanente (figura 3.1e), que proporciona su propia señal de entrada y produce una salida senoidal. En la practica vamos a ver que el valor de ganancia de lazo será $A\beta > 1$, cuando se enciende la fuente de alimentación (figura 3.1d), después la tensión alcanza un nivel adecuado y $A\beta$ decrece automáticamente a 1, alcanzando un valor pico a pico en la salida que se hace constante (figura 3.1e).

Para el oscilador de transmisor utilizamos un *oscilador con filtro en doble T* entonado a 40 kHz (frecuencia de los sensores), él cual trabaja como un filtro supresor de banda o muesca, la doble T como se muestra en la figura 3.2, la conforman dos redes en T , una red la conforman $C_1/C_3/R_2$ y la otra $R_1/R_3/C_2$.

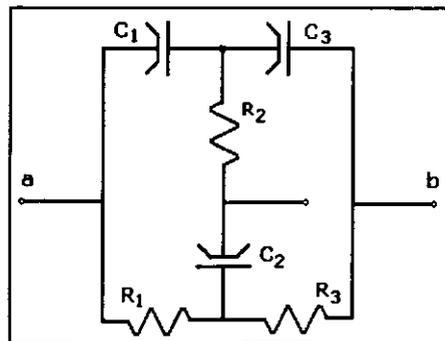


Figura 3.2 Oscilador doble T .

Ahora por tratarse de un oscilador entonado, tenemos una frecuencia f_r en la cual el desplazamiento de fase es igual a 0° , y además el arreglo actúa como un circuito de retardo-adelanto con un desfase como el de la figura 3.3.

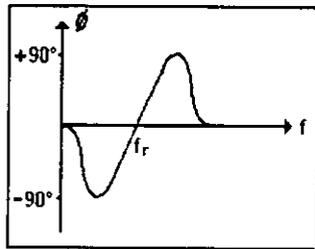


Figura 3.3 Desplazamiento de fase del filtro doble T.

El centro de la frecuencia de la muesca del filtro para la red total en un caso genérico se da por la siguiente ecuación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_3}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_3}} \quad (3.1)$$

podemos simplificar la expresión anterior si realizamos las siguientes condiciones:

$$C_1 = C_3 = C$$

$$R_1 = R_3 = R$$

$$C_2 = 2C$$

$$R_2 = R/2$$

si se realizan dichas condiciones, podemos reducir la ecuación 3.1 por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.2)$$

donde f_r es la frecuencia central en hertz (Hz), R esta en (Ω) y C en farads (F).

Ahora mostraremos una configuración del oscilador anterior usando potenciómetros (figura 3.4), para poder entonar con más precisión la muesca del filtro a la frecuencia que nosotros deseamos.

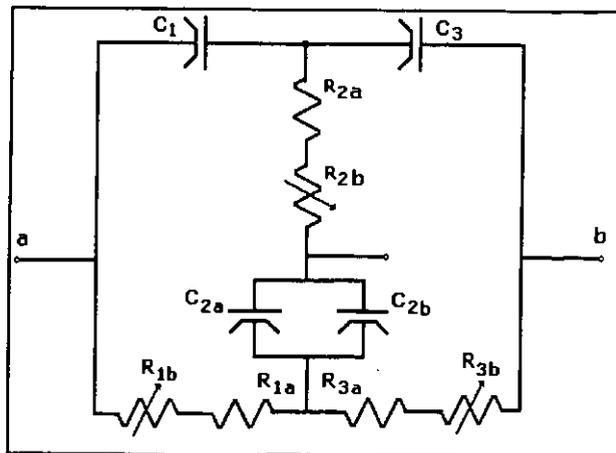


Figura 3.4 Oscilador doble T con potenciómetros para ajuste.

3.1.2 Acoplamiento de impedancia con transistor FET.

Un acoplamiento con transistor FET provee una impedancia de entrada casi de $100\text{ M}\Omega$, y una impedancia de salida baja. Entonces, para acoplar a los osciladores con un amplificador utilizamos una configuración llamada *autopolarización*, dicho arreglo utiliza una resistencia R_S en la fuente que proporciona el voltaje de polarización compuerta-fuente, sin que se requiera de un segundo voltaje de alimentación, esta configuración la podemos apreciar en la figura 3.5.

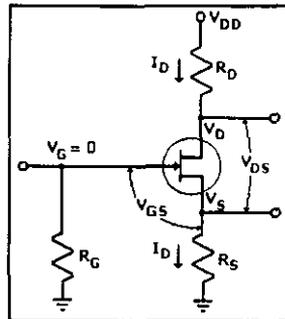


Figura 3.5 Alimentación de cd para el FET en configuración de autopolarización.

En el *análisis del FET en cd*: el voltaje compuerta-fuente es:

$$V_{GS} = -I_D R_S \quad (3.3)$$

La corriente drenaje-fuente, I_D , se fija por el voltaje, V_{GS} , de acuerdo a como lo determina la ecuación de Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (3.4)$$

Las ecuaciones (3.3) y (3.4) tienen dos valores desconocidos, I_D y V_{GS} , estas se pueden resolver matemáticamente o se pueden resolver a través de un método gráfico, para establecer el punto Q de operación del transistor.

Para el *análisis del FET en ca*, el voltaje aplicado en la compuerta-fuente, V_{GS} , produce una corriente de drenaje, I_D , de valor $g_m V_{GS}$. La transconductancia del dispositivo, g_m , se refiere a la cantidad de corriente que resulta debido al voltaje compuerta-fuente. El valor de g_m puede obtenerse de la ecuación de Shockley.

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad (3.5)$$

y

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_p} \quad (3.6)$$

donde g_{m0} es el valor de la transconductancia en el punto de polarización $V_{GS} = 0V$ (dato que proporciona el fabricante) y no se altera por la elección del punto Q . La figura 3.6a muestra un circuito con una resistencia de autopolarización R_S . El circuito equivalente de *ca* para el circuito se conoce como seguidor de fuente (drenaje común). La $A_v < 1$ (igual que el seguidor de emisor), sin inversión de polaridad, con una elevada resistencia de entrada y con una resistencia más baja que la de una configuración fuente común.

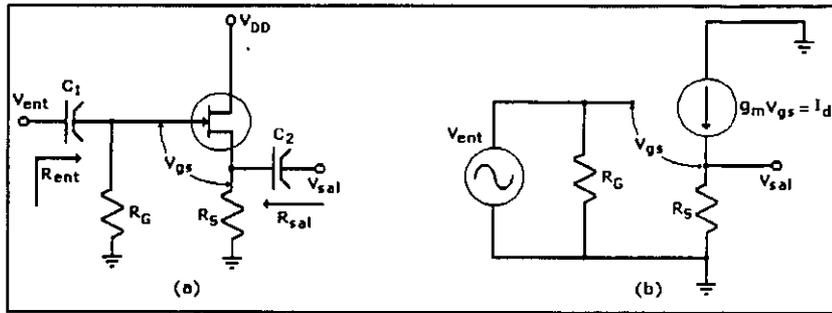


Figura 3.6 Circuito de *ca* del amplificador seguidor de fuente.

La ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} \quad (3.7)$$

y si empleamos $r_m = 1/g_m$, tenemos lo siguiente:

$$A_v = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{(1/r_m)R_s}{1 + (1/r_m)R_s} = \frac{R_s}{r_m + R_s} \quad (3.8)$$

donde r_m es la resistencia del FET para *ca*. Se observa que la ganancia de voltaje no se invierte, es menor que 1 y que se va acercando más a la unidad conforme R_s se hace mayor en comparación con r_m . La resistencia de entrada del amplificador es: $R_{ent} = R_G$, en tanto que la resistencia de salida es la resistencia de polarización de la fuente, R_s , en paralelo con la resistencia de *ca* del dispositivo, r_m : $R_{sal} = R_s // r_m$

3.1.3 Amplificador de voltaje.

En los osciladores utilizamos un amplificador (LM386), el cual es en realidad un amplificador de audio, pero que también puede manejar drives ultrasónicos, y tiene un bajo

consumo de voltaje. Este circuito, por ejemplo, amplifica señales de mV para dejarlas en un nivel del orden de V , para que se pueda acoplar con otra etapa o a otro dispositivo (bocina, opamp, transistor etc.), el diagrama del circuito lo podemos observar en la figura 3.7.

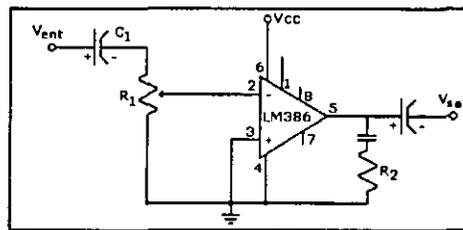


Figura 3.7 Amplificador de potencia (con una ganancia de 20).

Para el *Control de la ganancia* los pins 1 y 8 nos permiten realizar esa función. Con el pin 1 y 8 abiertos, una resistencia interna de $1.35 K\Omega$ fija la ganancia en 20 ($26 dB$). Si se coloca un capacitor entre dichos pins (puentado a la resistencia interna), la ganancia subirá a 200 ($46 dB$). Si se coloca una resistencia en serie con el capacitor, la ganancia se puede fijar en cualquier valor entre 20 y 200.

3.1.4 Switch analógico.

Los switches analógicos son importantes para muchos sistemas electrónicos en donde es necesario switchear (encender y apagar) una señal electrónicamente. La mayor parte de las aplicaciones de los switches analógicos radica en la selección de señales y en procesamientos. Los switches analógicos usualmente incorporan un FET como elemento básico de switcheo. Existen tres tipos básicos de switches analógicos en términos de su operación funcional que son: simple polo – simple tiro (SPST), simple polo – doble tiro (SPDT), doble polo – doble tiro (DPDT).

En nuestro caso utilizamos un switch analógico 4066A tipo (SPST). Este dispositivo contiene integrados cuatro switches analógicos y requiere una señal simple de control por switch. La resistencia mínima de salida del switch bilateral es de 100Ω . La figura 3.8 muestra al switch. Como se puede ver, el switch analógico consiste de un elemento de control y una trayectoria de entrada-a-salida llamada canal de switcheo.

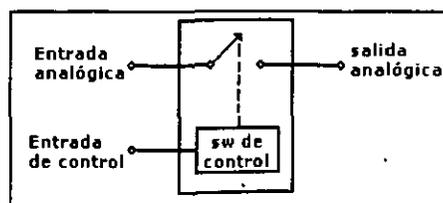


Figura 3.8 Switch analógico switch simple polo – simple tiro (SPST).

3.1.5 Temporizador astable.

Este circuito se utiliza para generar señales cuadradas, o sea que se puede utilizar como generador o como un controlador para señales digitales (contador, reloj, controlador, etc.). En nuestro caso utilizamos un LM555 y lo utilizamos para generar una señal para controlar un temporizador monoestable que a su vez controle al switch analógico. El 555 consta de dos comparadores, un flip-flop, un transistor y un amplificador, los cuales se pueden apreciar mejor en la figura 3.9.

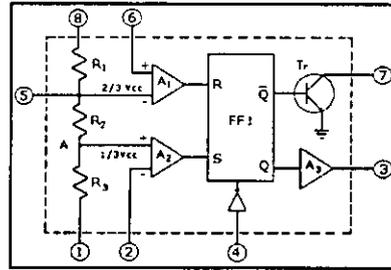


Figura 3.9 Diagrama interno del 555.

El circuito trabaja con dos referencias de voltaje, uno a $\frac{2}{3}V_{CC}$ y el otro a $\frac{1}{3}V_{CC}$. Al cerrar el switch de la figura 3.10, el capacitor C_1 (descargado) mantiene la salida del circuito en un estado alto (el transistor del 555 esta abierto). De este modo, C_1 se cargará a través de $R_1 + R_2$. Cuando la tensión en C_1 supera $\frac{2}{3}V_{CC}$, el estado de salida cambia y el transistor interno se satura (se cierra la llave electrónica), ahora la salida va a un estado bajo muy próximo a 0 V o $\frac{1}{3}V_{CC}$. Al cerrarse la llave electrónica, el capacitor se descargará a tierra a través de R_2 y el transistor que se comporta como un corto circuito; en este instante la salida vuelve a invertirse, retornando a las condiciones iniciales (una salida en estado alto y el transistor abierto), en que vuelve a cargarse él C_1 a través de $R_1 + R_2$. Con el arreglo de la figura 3.10 mostraremos las formulas para calcular la frecuencia y/o el periodo del circuito.

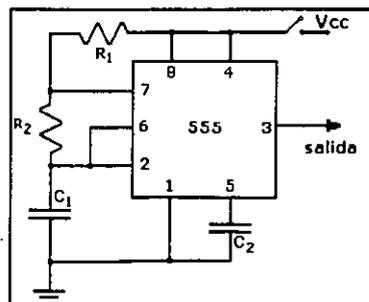


Figura 3.10 Arreglo para un generador de onda cuadrada.

La formula para calcular la frecuencia es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C_1} \quad (3.9)$$

donde T es periodo de la señal el cual a su vez se divide en:

$$T = T_{alto} + T_{bajo} \quad (3.10)$$

Ahora los periodos se calculan con las siguientes expresiones:

$$T_{alto} \cong 0.7(R_1 + R_2)C_1 \quad (3.11)$$

$$T_{bajo} \cong 0.7(R_2)C_1 \quad (3.12)$$

3.1.6 Temporizador monoestable o de un disparo.

Para lograr la transmisión requerimos controlar el T_{alto} que necesita el switch analógico y para esto necesitamos de un temporizador monoestable, ya que con un circuito de oscilación libre o astable el T_{alto} y T_{bajo} son casi iguales, y con el circuito monoestable podemos controlar el T_{alto} . El circuito usa también un LM555, y funciona de la siguiente manera: cuando recibe un pulso que va a negativo por la terminal 2, la salida se va a alto y la terminal 7 elimina el corto circuito del capacitor C . El voltaje a través de C se eleva desde $0 V$ a un ritmo determinado por R_A y C . Cuando el voltaje en el capacitor alcanza $\frac{2}{3}V_{CC}$, el comparador interno del circuito hace que la salida cambie de alto a bajo, hasta que haya otro pulso que vaya a negativo. El T_{alto} se calcula por:

$$T_{alto} = 1.1R_A C \quad (3.13)$$

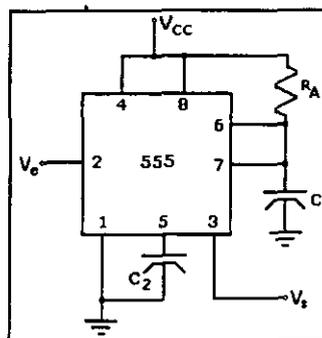


Figura 3.11 Operación monoestable.

La figura 3.11 muestra al temporizador monoestable. Para evitar que el circuito se dispare por si solo se necesitan algunos arreglos en la entrada del circuito. Se necesita R_e , C_e y un

diodo D para generar un pulso único de salida por cada uno de entrada. La resistencia R_A y el capacitor C determinan el T_{alta} . La resistencia R_e se conecta entre V_{CC} y la terminal 2 para asegurar que sea normalmente baja. C_e se carga a $(V_{CC} - V_e)$ hasta que ocurra el pulso de disparo. La constante R_e y C_e debe ser menor comparada con la constante R_A y C . El diodo D evita que el circuito se dispare con el flanco de subida positiva de V_e .

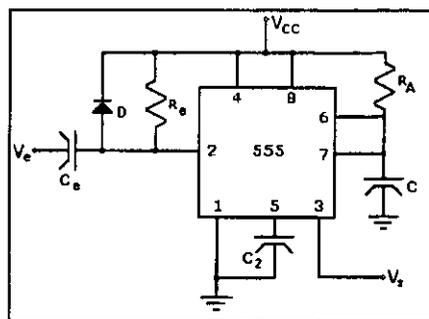


Figura 3.12 Circuito monoestable final.

3.1.7 Amplificador clase C o sintonizado.

Este circuito lo utilizamos para entonar nuestro transmisor y sacar provecho a la cualidad de la resonancia, ya que los sensores piezoeléctricos están diseñados a 40 kHz. La figura 3.13 muestra uno de los diseños posibles de un amplificador clase C.

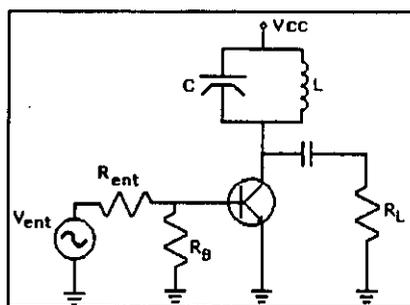


Figura 3.13 Amplificador clase C

El circuito tanque resonante se sintoniza a la frecuencia de la señal entrada. Cuando este circuito presenta un elevado factor de calidad (Q), la resonancia paralela tiene un valor aproximado de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.14)$$

donde f_r es la frecuencia de resonancia, L es la inductancia y C es la capacitancia del circuito tanque (esta aproximación se basa con un valor Q mayor a 10). Cuando el circuito

se sintoniza a la frecuencia de resonancia, la tensión a través de la resistencia de carga R_L se vuelve máxima y además senoidal. La figura 3.14 muestra como la ganancia varia con la frecuencia, además de que a la frecuencia de resonancia, la ganancia de voltaje se vuelve máxima, y en torno a ella comienza a decrecer. Cuanto más alto es Q , mas rápidamente cae la curva de ganancia en torno a f_r .

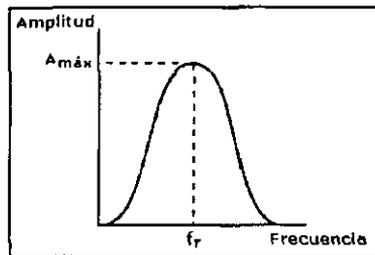


Figura 3.14 Curva de ganancia del amplificador clase C.

Análisis en cd: el punto de operación Q esta en la región de corte de su recta de carga ($I_B = 0$ y $V_B = 0$), este hecho indica que ninguna corriente de colector puede circular hasta que se presente una señal mayor de $0.7 V$ aproximadamente. Como la resistencia de *cd* del colector es R_s , la resistencia en *cd* de un inductor de *RF* es normalmente de unos pocos ohms. Para el amplificador como el de la figura 3.13: $I_{CQ} = 0$ y $V_{CEQ} = V_{CC}$, entonces tenemos que:

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{r_C} \quad (3.15)$$

y

$$V_{CE(corte)} = V_{CC} \quad (3.16)$$

Por tanto, la $I_{C(sat)}$ del amplificador es V_{CC}/r_C y la máxima excursión de tensión es V_{CC} . El ancho de banda del circuito resonante es: $B = f_2 - f_1$, donde f_1 es la frecuencia mínima y f_2 es la frecuencia máxima. El ancho de banda, la frecuencia de resonancia y el valor Q del circuito se relacionan por la siguiente expresión:

$$B = \frac{f_r}{Q} \quad (3.17)$$

donde B es el ancho de banda, f_r es la frecuencia de resonancia y Q es el factor de calidad del circuito (que casi siempre tiene un valor mayor de 10). Para la resistencia del

colector en alterna pondremos un esquema del circuito tanque representado en *ca*, para ver las pérdidas en la bobina, figura 3.15.

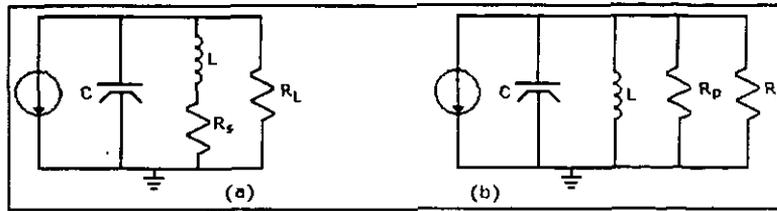


Figura 3.15. Representación de pérdidas en la bobina. a) Serie (R_s). b) Paralelo (R_p).

El valor Q de la bobina se da por:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_s} \quad (3.18)$$

donde Q_L es el factor de calidad de la bobina, X_L es la reactancia inductiva y R_s es la resistencia en serie de la bobina. Pero la resistencia en serie se puede cambiar por una resistencia en paralelo, figura 3.15b. El valor de esta resistencia es:

$$R_p = Q_L X_L \quad (3.19)$$

Si Q_L es mayor de 10, la formula tiene un error del 1%. En esta ecuación X_L se cancela por X_C a la frecuencia de resonancia, obteniendo finalmente una R_p en paralelo con R_L . Por tanto la resistencia en alterna vista por el colector en resonancia es:

$$r_c = R_p // R_L \quad (3.20)$$

El factor Q del circuito global viene dado por:

$$Q = \frac{r_c}{X_L} \quad (3.21)$$

Para la salida de voltaje si la tensión de alterna máxima en la carga es aproximadamente V_{CC} , o sea, que hay una condición de excursión completa de la señal, la tensión en la carga oscilara entre los valores de $V_{CE(sat)}$ a $2V_{CC}$. Cuando $V_{CE(sat)}$ se aproxima a cero, la tensión de salida máxima del amplificador es:

$$MPP \cong 2V_{CC} \quad (3.22)$$

3.2 Receptor (detección de la señal recibida).

Para el caso del receptor (o receptores), utilizamos dos sensores piezoeléctricos como micrófonos, dos amplificadores de carga para poder aprovechar casi todo el voltaje

producido por los transductores, Un amplificador sumador que obviamente nos suma las dos señales de los sensores, un mezclador junto con un oscilador local, para convertir la señal ultrasónica en una señal de audiofrecuencia (1 kHz), un filtro pasa-banda para dejar pasar la frecuencia que deseamos, un amplificador inversor para tener un mayor nivel de voltaje de la señal, un filtro pasa-bajas para restringir todas las frecuencias arriba de nuestra frecuencia de trabajo, un amplificador exponencial para elevar el nivel de los voltajes pequeños, y finalmente un oscilador controlado por voltaje (OCV) para elaborar una señal audible cada vez que se este detectando algún objeto. Nota: elaboramos otras aplicaciones que involucran circuitos diferentes a los mencionados, que más adelante se describirán.

3.2.1 Amplificador de carga.

Para los receptores utilizamos un amplificador de carga, ya que este trata de aprovechar al máximo la carga generada por el sensor piezoeléctrico (que actúa como micrófono). De la teoría del capítulo anterior vemos que el voltaje de salida es igual a la ganancia del circuito.

$$V_{sal} = A_{voltaje} \tag{3.23}$$

Ahora dado que estamos trabajando con frecuencias que podemos considerar como altas (40 kHz), podemos tener el control de la ganancia del circuito por la siguiente expresión:

$$\frac{C_x}{C_r} \tag{3.24}$$

donde C_x es la capacitancia del piezoeléctrico y C_r es la capacitancia del amplificador de carga. El arreglo del amplificador se muestra en la figura 3.16.

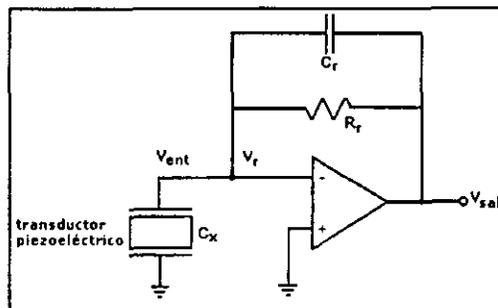


Figura 3.16 Amplificador de carga.

La constante de tiempo, define el tiempo requerido para que una señal decaiga a un 37% de su amplitud original y se calcula por: $Constante\ de\ tiempo = R_r C_r$. La frecuencia de

corte que exhibe tiene una característica pasa altas, y se calcula simplemente con la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_r C_r} \quad (3.25)$$

El amplificador de carga tiene una impedancia de salida de 1Ω o menos.

3.2.2 Amplificador Sumador.

Este amplificador tiene dos o más entradas y su salida de voltaje es proporcional a la suma algebraica (negativa al igual que el amplificador inversor) de sus entradas de voltaje. Los voltajes de entrada V_1, V_2, \dots, V_n , que están presentes en las entradas respectivas, producen las corrientes I_1, I_2, \dots, I_n , y usando los conceptos de impedancia de entrada infinita y tierra virtual, podemos observar que la entrada inversora es aproximadamente $0V$ y por tanto no hay corriente de entrada, lo que significa que todas las corrientes I_1, I_2, \dots, I_n se combinan en el punto de suma y forman una corriente total, la cual pasa a través de R_r .

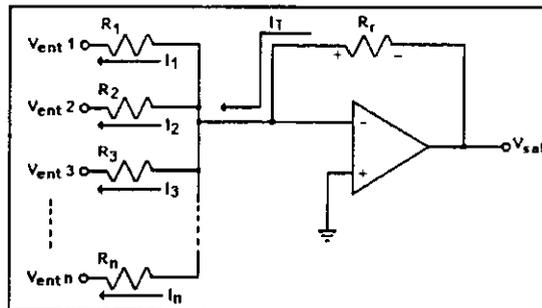


Figura 3.17 Amplificador sumador.

La corriente total se puede expresar de la siguiente manera:

$$I_T = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

y dado que el $V_{sal} = -I_T R_r$, se tiene que:

$$V_{sal} = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n) R_r$$

$$V_{sal} = -\left(\frac{V_{ent1}}{R_1} + \frac{V_{ent2}}{R_2} + \dots + \frac{V_{entn}}{R_n} \right) R_r$$

ahora si todas las resistencias son iguales $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_r$, tenemos lo siguiente:

$$V_{sal} = -\left(\frac{V_{ent1}}{R} + \frac{V_{ent2}}{R} + \dots + \frac{V_{entn}}{R} \right) R$$

por lo tanto el voltaje de salida se reduce a:

$$V_{sal} = -(V_{ent1} + V_{ent2} + \dots + V_{entn}) \quad (3.26)$$

3.2.3 Mezclador.

Un mezclador se puede implementar con un multiplicador lineal. Los principios básicos de un multiplicador lineal para dos ondas senoidales nos da como resultado un producto que contiene una frecuencia diferencia y una frecuencia suma (sección 2.5 del capítulo 2). La frecuencia diferencia como ya se mencionó en dicha sección es la frecuencia más importante de la operación para la mayoría de los sistemas de recepción.

Para el mezclador del receptor requerimos que la señal del amplificador de carga se mezcle con la señal de un oscilador local (OL). El mezclador básicamente convierte la frecuencia de 40 kHz en una frecuencia de 1 kHz con la ayuda del OL que trabaja a 41 kHz, ya que como vimos anteriormente el mezclador nos entrega la diferencia o la suma de las dos frecuencias de entrada, en este caso sólo se ocupa la señal diferencia (1 kHz).

Para el mezclador del receptor, utilizamos el chip mezclador NE602 que se muestra en la figura 3.18. Dicho circuito usa un sofisticado mezclador llamado célula de Gilbert, cuya ventaja es que no aparece mucho de la señal original en la salida. El NE602 se diseñó esencialmente para receptores de radio y por eso tiene la ventaja de trabajar con señales de nivel bajo, por ejemplo, la señal de un micrófono se puede conectar directamente a las entradas del chip. Como se ve en la figura, un micrófono se conecta a través de los pins diferenciales 1 y 2. También se puede conectar un lado del micrófono a tierra y el otro lado del mismo se puede conectar al pin 1 a través del capacitor C2, además se debe de conectar otro capacitor igual a C2 entre el pin 2 y tierra.

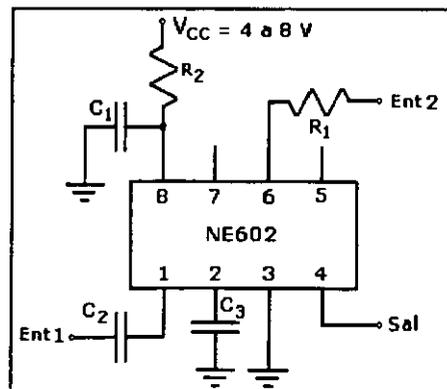


Figura 3.18 Mezclador.

3.2.4 Oscilador local (OL).

Este oscilador por lo regular forma parte de un transmisor o un receptor y se utiliza para generar una señal con una frecuencia y una amplitud constante, con la finalidad de ayudar a mezclar dos señales de diferentes frecuencias. El *oscilador local* utilizado es un *oscilador pasa-banda con una configuración en doble T*, por lo tanto su teoría la podemos ver en la sección 3.1.1 de este capítulo.

3.2.5 Filtro Pasa-banda.

Los filtros nos dejan pasar señales con cierta o ciertas frecuencias y al mismo tiempo nos suprime otras (que por lo regular no nos interesan). Esta propiedad la conocemos como selectividad. Los filtros utilizan dispositivos activos (transistores u opamps) y redes pasivas (*RC*). Los dispositivos activos proveen una ganancia de voltaje y la red pasiva es la que provee la selectividad de las frecuencias. En términos de la respuesta general de los filtros activos, existen 4 categorías: filtro pasa-bajas, pasa-altas, pasa-banda y supresor de banda o muesca.

En el receptor utilizamos un filtro pasa-banda después del mezclador, para dejar pasar solo las frecuencias que caen dentro de los límites de nuestro interés (dentro del paso de banda), y rechazando todas las frecuencias que caen fuera de este paso.

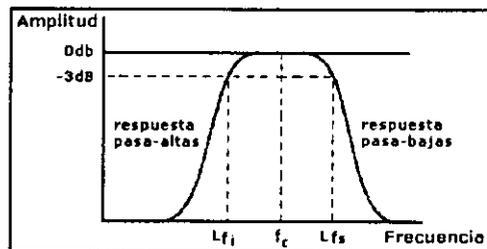


Figura 3.19. Respuesta de un filtro pasa-banda.

La respuesta del filtro se puede imaginar al sobreponer la respuesta de un filtro pasa-bajas con la respuesta de un filtro pasa-altas, como lo muestra la figura 3.19. El filtro que utilizamos es un *filtro pasa-banda con múltiple realimentación*. La configuración se muestra en la figura 3.20. Las dos trayectorias de realimentación son a través de R_2 y C_1 . Los elementos R_1 y C_1 nos dan la respuesta pasa-bajas, por otro lado, R_2 y C_2 nos dan la respuesta pasa-altas. La ganancia máxima, A_0 , ocurre al centro del paso de banda del filtro. Los valores de Q (factor de calidad) menores a 10 son típicos para estos filtros.

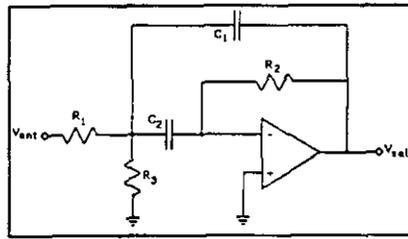


Figura 3.20 Filtro pasa-banda con múltiple realimentación.

Una expresión para la frecuencia central se desarrolla de la siguiente manera, reconociendo que R_1 y R_3 aparecen en paralelo y así lo ve la realimentación de C_1 (como si se reemplazará él V_{ent} por un corto circuito).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 // R_3) R_2 C_1 C_2}$$

haciendo $C_1 = C_2 = C$, tenemos:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (3.27)$$

Por cuestiones prácticas se escoge primero el valor del capacitor y después los valores de las tres resistencias, basándose en los valores deseados de f_0 , Bw y A_0 . Recordando que Q se puede determinar por la relación $Q = f_0 \cdot Bw$, donde Q es el factor de calidad, f_0 es la frecuencia de resonancia y Bw es el ancho de banda. Así el valor de las resistencias se calcula con las siguientes fórmulas:

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C A_0} \quad (3.28)$$

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_0 C} \quad (3.29)$$

$$R_3 = \frac{Q}{2\pi f_0 C (2Q^2 - A_0)} \quad (3.30)$$

desarrollando una expresión para la ganancia es:

$$A_0 = \frac{R_2}{2R_1} \quad (3.31)$$

Vemos que el denominador de la ecuación $R_3 = \frac{Q}{2\pi f_0 C (2Q^2 - A_0)}$ para que sea positivo, $A_0 < 2Q^2$, con lo cual se impone una limitación sobre la ganancia.

3.2.6 Amplificador Inversor.

En la figura 3.21 se muestra un amplificador inversor con una ganancia de voltaje controlada. La señal de entrada se aplica a través de la resistencia de entrada R_e a la entrada inversora y la salida se realimenta a través de R_r a la misma entrada. La entrada no inversora se conecta a tierra.

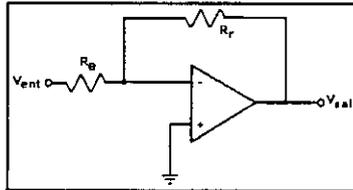


Figura 3.21 Amplificador inversor.

La ganancia del amplificador en lazo cerrado es.

$$A_{LC(t)} = -\frac{R_r}{R_e} \quad (3.32)$$

La ecuación 3.32 muestra que la ganancia de voltaje en lazo cerrado $A_{LC(t)}$ es la relación de la resistencia de realimentación R_r con la resistencia de entrada R_e . La ganancia en lazo cerrado es independiente de la ganancia en lazo abierto del opamp y el signo negativo indica un cambio de fase de 180° .

Compensación de la corriente de polarización: Para compensar el efecto que produce la corriente de polarización en un amplificador inversor, se debe adicionar una resistencia R_c , que como lo muestra la figura 3.22a, es igual a la combinación en paralelo de R_e y R_r . La corriente de entrada I_2 crea una caída de voltaje a través de R_c la cual compensa el voltaje a través de la combinación $R_e - R_r$, y de este modo se reduce significativamente en la salida un error de voltaje. El amplificador no inversor se compensa de una manera muy similar, ver la figura 3.22b.

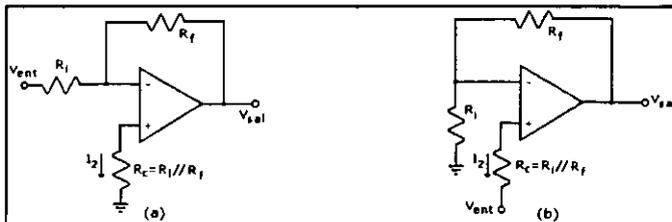


Figura 3.22 Compensación por la corriente de polarización. (a) Amplificador inversor.(b) amplificador no inversor.

3.2.7 Filtro pasa-bajas.

Este filtro como su nombre lo dice nos deja pasar únicamente las frecuencias que están por debajo de una frecuencia deseada. El filtrado se logra a través de un circuito RC que se encuentra en la entrada del mismo. El operacional se utiliza como un amplificador de ganancia unitaria, o sea que R_f debe ser igual a R_e . La frecuencia a la que deseamos hacer la restricción de frecuencias se conoce como frecuencia de corte (F_0). La configuración de un filtro pasa-bajas se muestra en la figura 3.23.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_e C_e} \quad (3.33)$$

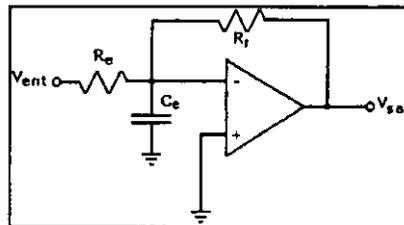


Figura 3.23 Configuración de un filtro pasa-bajas Butterworth de primer orden.

Para sus cálculos se puede utilizar la formula anterior, pero esto depende del tipo de filtro se quiera utilizar (Butterworth, Chebyshev, Bessel, etc.).

3.2.8 Amplificador antilogarítmico (exponencial).

Un amplificador antilogarítmico se puede formar al conectar un transistor (o diodo) en la entrada de un amplificador operacional. Esto se puede observar en la figura 3.24.

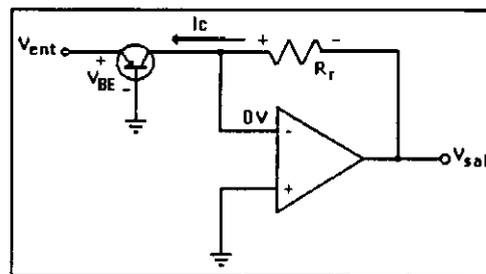


Figura 3.24 Amplificador antilogarítmico.

La salida de voltaje para este amplificador se determina por la corriente que fluye a través de la resistencia de realimentación (que es igual a la corriente de colector).

$$V_{sal} = -R_f I_C \quad (3.34)$$

la ecuación característica de la juntura p-n es la siguiente:

$$I_C = I_{EBO} e^{qV_{BE}/KT} \quad (3.35)$$

substituyendo la ecuación anterior para el V_{sal} :

$$V_{sal} = -R_f I_{EBO} e^{qV_{BE} / KT}$$

ahora como se puede observar el $V_{BE} = V_{ent}$, por tanto tendremos lo siguiente

$$V_{sal} = -R_f I_{EBO} e^{qV_{ent} / KT}$$

ahora un termino exponencial se puede expresar como un antilogarítmico de:

$$V_{sal} = -R_f I_{EBO} \text{anti log} \left(\frac{qV_{ent}}{KT} \right)$$

y ya que KT/q es aproximadamente igual a $25 mV$, se tiene:

$$V_{sal} = -R_f I_{EBO} \text{anti log} \left(\frac{V_{ent}}{25mV} \right) \quad (3.36)$$

3.2.9 Integrador.

Un integrador simula una integración matemática, la cual es básicamente una suma de procesos que determina el área total bajo la curva de una función. Un circuito integrador básico se muestra en la figura 3.25. Hay que notar que en la salida del primer circuito y en la entrada del segundo circuito hay un elemento capacitivo, el cual a su vez forma un circuito RC con la resistencia de entrada del segundo circuito.

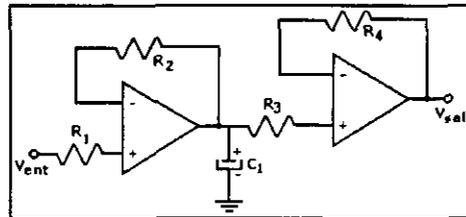


Figura 3.25 Circuito integrador con buffers.

Aquí cuando un voltaje de entrada constante en la forma de pulsos o pasos (un pulso tiene una amplitud constante cuando es alto) se aplica en la entrada, la salida rampa decrece negativamente hasta que el opamp se satura a su máximo nivel negativo. La razón con la cual el capacitor se carga y por tanto se crea la pendiente de la salida rampa, se fija por la relación I_c/C y dado que $I_c = V_{ent}/R_e$, la razón de cambio o la pendiente de la salida de voltaje del integrador es:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta t} = - \frac{V_e}{R_e C} \quad (3.37)$$

Para determinar cuanto decrece la señal de entrada tenemos la siguiente expresión:

$$\Delta V = -\frac{V_c}{R_c C} \quad (3.38)$$

3.2.10 Comparador de voltaje.

Este circuito es un dispositivo no lineal que se usa para comparar la amplitud de un voltaje con otro. Estos valores de voltaje pueden ser dos voltajes variables aleatorios o un voltaje aleatorio y otro fijo (que es el caso para nosotros). En esta aplicación el operacional se usa en una configuración de lazo abierto, conectando un voltaje en una entrada y la referencia de voltaje en la otra. La configuración la podemos ver en la figura 3.26.

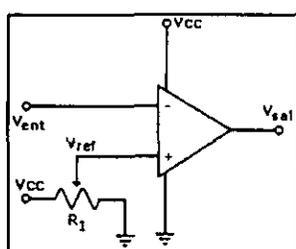


Figura 3.26 Comparador de voltaje.

3.2.11 Oscilador controlado por voltaje (OCV).

En nuestro caso utilizamos un circuito PLL (Phase-Locked-Loop), que consiste de un detector de fase, un filtro pasa-bajas y un *oscilador controlado por voltaje (OCV)*. La figura 3.27 muestra un diagrama a bloques de un PLL básico.

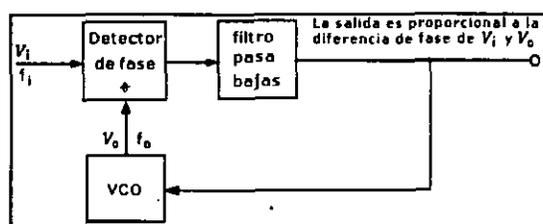


Figura 3.27 Diagrama a bloques de un PLL básico.

En el receptor utilizamos un PLL operando básicamente como un oscilador controlado por voltaje (VCO), el cual se basa en el principio de reactancia variable, por lo que usa un diodo varactor como capacitor de voltaje variable, el cual varía inversamente al voltaje inverso de polarización

En el PLL, el voltaje de control se realimenta al VCO como un voltaje de polarización inverso al diodo varactor dentro del VCO. La frecuencia de oscilación es inversamente proporcional a la capacitancia y para un oscilador tipo *RC* tenemos:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.38}$$

la formula muestra que la frecuencia aumenta si la capacitancia decrece y viceversa. La operación básica de un PLL se ilustra en la figura 3.28. La gráfica en la parte b muestra que el voltaje nominal de control $V_{c(nom)}$ hace que el oscilador corra a su frecuencia normal de libre corrimiento (f_0). Un incremento en V_c abajo del valor nominal provoca que la frecuencia del oscilador se incremente, y un decrecimiento en V_c abajo del valor nominal provoca que la frecuencia del oscilador decrezca.

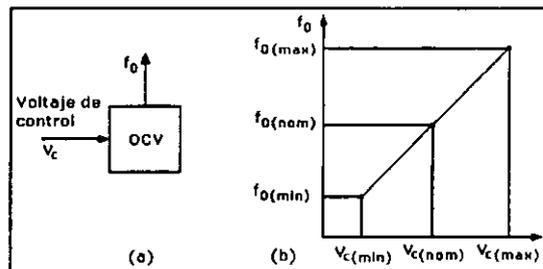


Figura 3.28 Operación básica del OCV.

3.2.12 Demoduladores.

Básicamente la demodulación consiste en revertir la modulación de una señal. En otras palabras es el proceso en cual se trata de recuperar la señal de información (voz, música, etc.) que previamente se mezclo (moduló) con una señal de RF que la transportara. Para construir un demodulador nosotros necesitamos de un mezclador (pero en esta ocasión trabajando como demodulador) para separar la señal que previamente fue modulada ya sea en amplitud (AM), frecuencia (FM), fase (PM), etc. En la figura 3.29 mostramos un diagrama a bloques de un demodulador de AM.

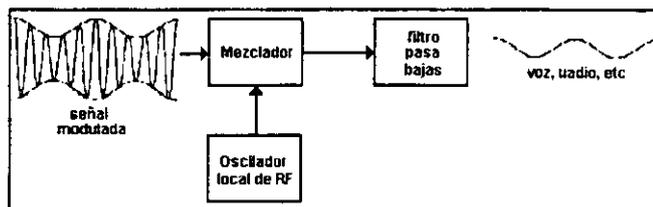


Figura 3.29 Demodulador a bloques de AM.

Como se puede apreciar en la figura anterior un demodulador hace el proceso inverso de la modulación. Ahora para nuestro circuito utilizamos los demoduladores para crear un detector de movimientos

Capítulo 4

Desarrollo del detector ultrasónico

La idea inicial para la elaboración del circuito es que este tuviera diversas aplicaciones. La primera aplicación es como un detector en el cual va cambiando la frecuencia de una señal audible, según la posición en la que se encuentre el objeto detectado. La segunda aplicación es funcionando como un detector donde hay o no hay objetos dentro de un rango de distancia que previamente establecimos. Una tercera aplicación sería como un detector de movimientos en un cuarto cerrado.

4.1 Desarrollo del transmisor.

Para el desarrollo del transmisor utilizamos circuitos que nosotros realizamos y circuitos que son propuestos por los fabricantes de circuitos integrados, que previamente han sido probados por ellos mismos. En el caso de los circuitos que nosotros implementamos tratamos de explicar las formulas que se requieren para realizarlos y en el caso de los circuitos que sacamos de los fabricantes, ponemos la referencia de donde los sacamos. Ahora cabe mencionar que probamos varios circuitos con el operacional LM3900 tratando de cumplir con las formulas que mencionamos en el capítulo previo y vimos que no funcionaron bien, por tal motivo hicimos uso de los circuitos propuestos por el fabricante para este operacional en especial. Ahora no toda la teoría del capítulo anterior se desperdicia, ya que probamos circuitos que si cumplen con dichas formulas y que funcionan bien, pero con la diferencia de que en estos utilizamos amplificadores operacionales que trabajan con fuentes bipolares (por ejemplo LM301, LM741 ó LF357).

4.1.1 Oscilador senoidal.

El primer circuito que implementamos fue un oscilador senoidal para generar la señal de 40 kHz que requieren los sensores para su funcionamiento óptimo. El oscilador tiene una configuración en *doble T* y trabaja como un filtro muesca. El centro de la frecuencia de la muesca en un caso genérico se da por la siguiente ecuación:

$$F_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_3}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_3}}$$

y si $C_1 = C_3 = C$, $R_1 = R_3 = R$, $C_2 = 2C$ y $R_2 = R/2$.

$$\Rightarrow F_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Ahora si fijamos el valor de $C=470\text{ pF}$, la frecuencia de corte $F_c=40\text{ kHz}$, y resolvemos para R :

$$R = \frac{1}{2\pi F_c C} = \frac{1}{(6.28)(40 \times 10^3)(470 \times 10^{-12})} = 8.465\text{ K}\Omega$$

Para su análisis en *cd*, de acuerdo a la malla de entrada de la figura 4.1b y tomando en cuenta los valores marcados para β y para R_c tenemos:

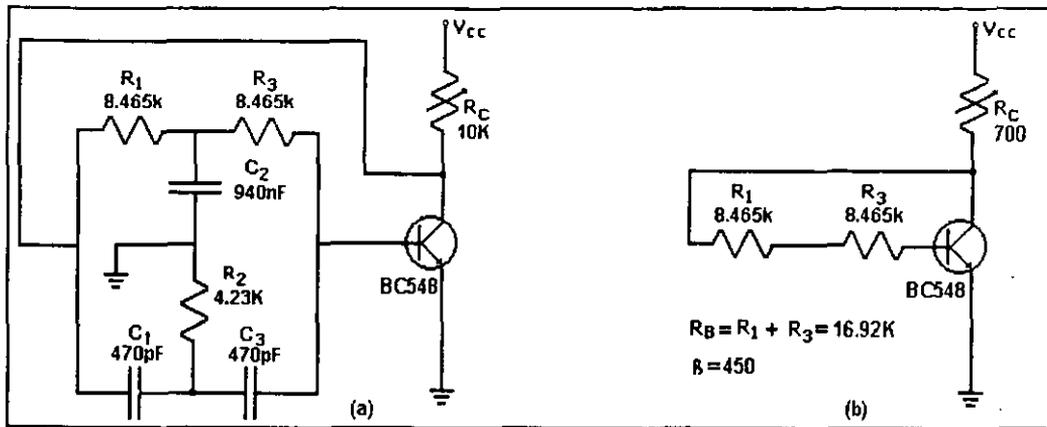


Figura 4.1 a) Valores para el oscilador a 40 kHz. b) circuito para *cd*.

$$V_{CC} - I_C R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \text{ y si decimos que: } I_C = I_C + I_B = I_E = (\beta + 1)I_B$$

$$V_{CC} - [(\beta + 1)I_B]R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{(\beta + 1)R_C + R_B} = \frac{12 - 0.7}{(450 + 1)700 + 16.92 \times 10^3} = 33.97 \mu\text{A}$$

$$\therefore I_{EQ} = (\beta + 1)I_B = (450 + 1)33.97 \times 10^{-6} = 15.32\text{ mA}$$

Ahora de la malla de salida, tenemos:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0 \text{ ó } V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

$$\Rightarrow V_{CEQ} = V_{CC} - I_E R_C = 12 - 15.32 \times 10^{-3} (700) = 1.27\text{ V}$$

Con los resultados anteriores vemos que el transistor se encuentra trabajando en la región activa, ya que se encuentra entre 0 V y V_{cc} . En el análisis para *ca*, por tratarse de un oscilador entonado hay una frecuencia f_r en la cual el desplazamiento de fase es igual a 0° . Por cuestiones prácticas nosotros utilizamos el circuito de la figura 4.1a adicionando unos potenciómetros en serie con las resistencias R_1 , R_3 y R_2 , para tener un mejor ajuste de la muesca del filtro. La salida de voltaje generado es de: 790 mV .

$$\therefore R_{1a} = R_{3a} = 6.8\text{ K}\Omega \text{ y } R_{1b} = R_{3b} = 5\text{ K}\Omega (\text{potenciometro})$$

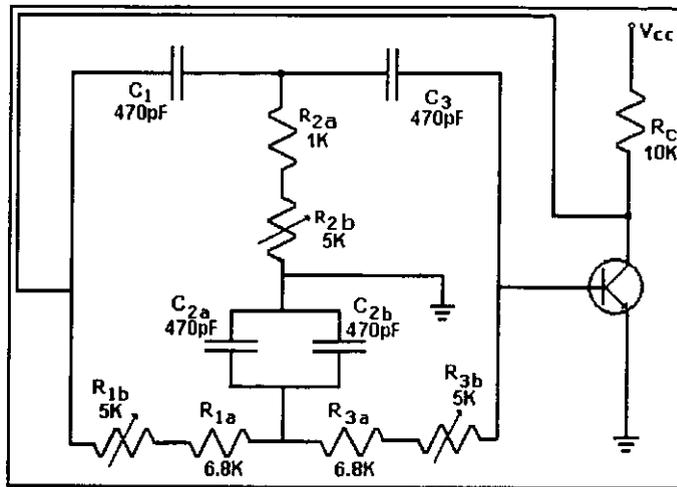


Figura 4.2 Oscilador con potenciómetros.

4.1.2 Acoplamiento con FET.

Para acoplar a los osciladores con el amplificador de voltaje utilizamos un acoplamiento utilizando transistores FET. La figura 4.3 muestra el acoplamiento.

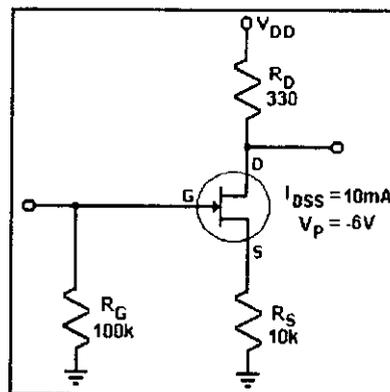


Figura 4.3 Acoplamiento con FET.

Para su análisis en *cd*, tenemos que:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 = 10 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{V_{GS}}{-6} \right)^2 = 10 \times 10^{-3} \left(1 + \frac{2V_{GS}}{6} + \frac{V_{GS}^2}{36} \right) =$$

$$10 \times 10^{-3} + 3.33 \times 10^{-3} V_{GS} + 0.27 \times 10^{-3} V_{GS}^2$$

$$\Rightarrow V_{GSQ} = -5.17V$$

$$\therefore I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{-5.17}{-6} \right)^2 = 0.2mA$$

Con los resultados anteriores vemos que el transistor se encuentra casi en estado de corte.

Para su análisis en *ca*, tenemos:

$$gm = gmo \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

$$gmo = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} = \frac{2(10 \times 10^{-3})}{6} = 3.33 \text{ mS}$$

$$gm = 3.33 \times 10^{-3} \left(1 - \frac{-5.17}{-6} \right) = 1.38 \text{ mS}$$

$$\Rightarrow rm = \frac{1}{gm} = \frac{1}{1.38 \times 10^{-3}} = 722 \Omega$$

$$\therefore A_v = \frac{R_s}{rm + R_s} = \frac{10 \times 10^3}{722 + 10 \times 10^3} = 0.93$$

4.1.3 Amplificador de voltaje.

Para el amplificador de voltaje utilizamos un circuito que normalmente se utiliza como amplificador de audio, pero que también tiene la propiedad de poder manejar drives ultrasónicos. Este circuito es un LM386 configurado con una ganancia de 20. El circuito lo sacamos de los libros de especificaciones del fabricante (National Semiconductor, pag. 10-32). La figura 4.4 muestra dicha configuración.

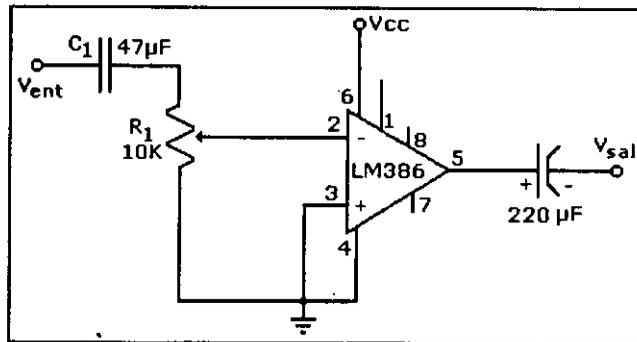


Figura 4.4 Amplificador de voltaje, utilizando un LM386.

4.1.4 Switch analógico.

Para switchear la señal de 40 kHz, utilizamos el switch analógico CD4066, ya que requerimos un switcheo en donde dure más el T_{bajo} que el T_{alto} , esto para evitar que interfiera el ruido que presenta el medio donde trabajamos. Este circuito también lo sacamos de los libros de especificación del fabricante (RCA databook "CMOS Integrated Circuits, 1983, pag. 226). La configuración del switch la presentamos en la figura 4.5.

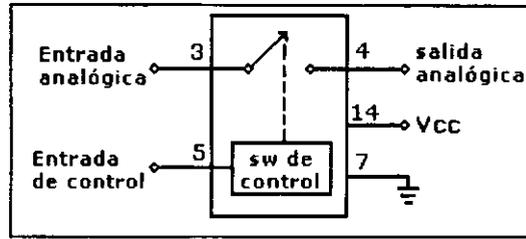


Figura 4.5 Switch analógico. utilizando el CD4066.

4.1.5 Temporizadores.

Para controlar al switch analógico utilizamos dos circuitos osciladores basados en el circuito LM555, el primero es un oscilador astable y el segundo es un monoestable. Con el primero mantenemos el tiempo base para controlar al oscilador monoestable, el cual a su vez controla el T_{alto} , que a su vez controla al switch analógico. La figura 4.6 muestra el oscilador astable.

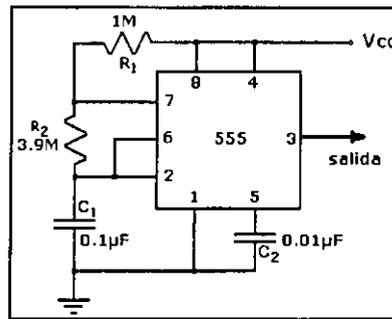


Figura 4.6 Oscilador astable.

Cálculos para el oscilador astable:

$$T_{alta} = 0.7(R_1 + R_2)C_1 = 0.7(1 \times 10^6 + 3.9 \times 10^6)0.1 \times 10^{-6} = 343 \text{mseg}$$

$$T_{baja} = 0.7(R_2)C_1 = 0.7(3.9 \times 10^6)0.1 \times 10^{-6} = 273 \text{mseg}$$

$$\Rightarrow T = T_{alta} + T_{baja} = 343 \text{mseg} + 273 \text{mseg} = 616 \text{mseg}$$

Ahora en la figura 4.7 veremos la configuración del oscilador monoestable.

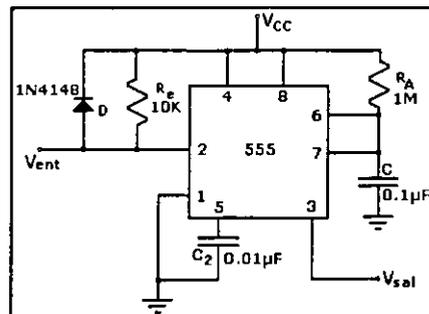


Figura 4.7 Oscilador monoestable.

Cálculos para el oscilador monoestable:

$$T_{alto} = 1.1R_A C = 1.1(1 \times 10^6)0.1 \times 10^{-6} = 110 \text{mseg}$$

La constante de tiempo de la entrada del monoestable $[(10 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6}) = 0.1 \text{mseg}]$ es mucho menor que la constante de R_A y C , y con esto se asegura que el circuito solo se dispare con los flancos de bajada que le proporciona el oscilador astable.

4.1.6 Amplificador entonado.

Para el amplificador entonado utilizamos un circuito clase C. Este circuito se entona a 40 kHz y lo utilizamos debido a que con pequeño voltaje en la entrada, nos puede proporcionar una salida (si se entona bien) de $2V_{CC}$ aproximadamente. El esquema del amplificador la podemos apreciar en la figura 4.8.

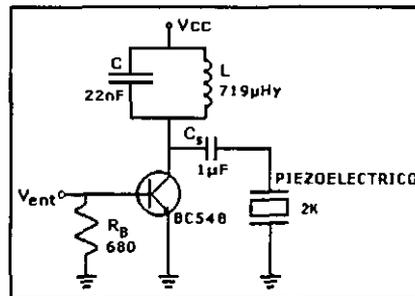


Figura 4.8 Amplificador entonado.

Cálculos para el circuito:

$$F_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(719 \times 10^{-6})(22 \times 10^{-9})}} = 40 \text{kHz}$$

$$X_L = 2\pi F_r L = 2\pi(40 \times 10^3)719 \times 10^{-6} = 180 \Omega$$

$$Q_L = \frac{X_L}{R_s} = \frac{180}{2.3} = 78.26 \Omega$$

$$R_p = Q_L X_L = (78.26)(180) = 14.086 \text{K}\Omega$$

$$r_c = R_p // R_L = \frac{R_p R_L}{R_p + R_L} = \frac{(14.086 \times 10^3)(2 \times 10^3)}{14.086 \times 10^3 + 2 \times 10^3} = 1.751 \text{K}\Omega$$

$$Q = \frac{r_c}{X_L} = \frac{1.751 \times 10^{-3}}{180} = 9.73$$

$$\Rightarrow I_{C(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{r_c} = \frac{12}{1.751 \times 10^{-3}} = 6.8 \text{mA}$$

$$\Rightarrow V_{CE(corte)} = V_{CC} = 12V$$

Ahora cuando $V_{CE(sal)}$ se aproxima a cero la salida de voltaje del amplificador es:

$$\therefore M_{pp} \cong 2V_{CC} \approx 2(12) = 24V_{pp}$$

4.2 Desarrollo del receptor.

Para realizar el receptor ó en este caso los receptores, también tuvimos que diseñar varios circuitos, y también utilizar circuitos propuestos por el fabricante. Cuando se menciona “los receptores”, me refiero a que en el mismo circuito hay etapas en donde se divide la señal (gracias a diversos switch) para configurar así cuatro receptores. El primero funcionará variando la frecuencia de una señal audible conforme se acerca o se aleja (pero dejándolo estático después) un objeto del circuito. El segundo mandará una señal audible con una frecuencia constante si el dispositivo encuentra un objeto que cae dentro del rango de detección predeterminado. El tercero y cuarto circuitos funcionarán como demoduladores, uno de AM y el otro de FM, en esta aplicación los circuitos trabajan basándose en el efecto doppler y por tanto el circuito responde únicamente a los movimientos que uno realiza y por tanto tiene esta aplicación (detector de movimientos).

4.2.1 Amplificador de carga (todos los receptores).

Este circuito lo realizamos para tener una buena amplificación de la señal captada por los piezoeléctricos y a su vez minimizar el ruido que siempre se nos presente en diseños anteriores. Para el amplificador de carga realizamos el arreglo de la figura 4.9.

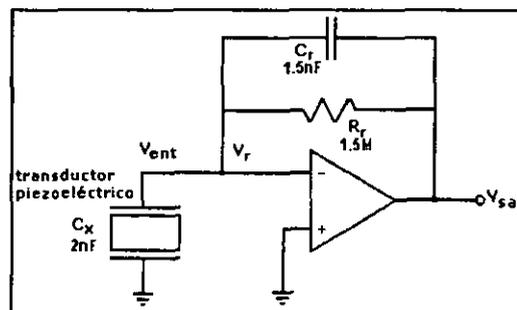


Figura 4.9 Arreglo para el amplificador de carga.

Cálculos:

$$A_v = \frac{C_x}{C_r} = \frac{2 \times 10^{-9}}{1.5 \times 10^{-9}} = 1.33$$

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_r C_r} = \frac{1}{2\pi(1.5 \times 10^6)(1.5 \times 10^{-9})} = 70.7 \text{ Hz}$$

4.2.2 Amplificador sumador (todos los receptores).

Para este circuito realizamos el arreglo de la figura 4.10. Este circuito se adiciona porque gracias a él pudimos colocar otro receptor y mejorar la respuesta del circuito, teniendo dos receptores en lugar de uno (abarcamos más distancia a los lados y a lo largo).

Cálculos para el sumador.

$$V_{sal} = -(V_{ent1} + V_{e2}) =$$

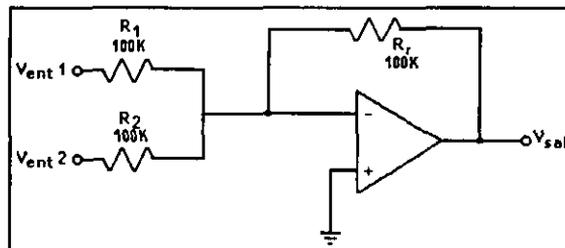


Figura 4.10 Arreglo para el amplificador sumador.

4.2.3 Mezclador (receptor 1 y 2).

Este circuito nos mezcla la frecuencia original de 40 kHz con otra frecuencia de 41 kHz de un oscilador local y nos entrega a la salida una frecuencia de 1 kHz, la cual no es mas que la señal resta de las dos frecuencias. Esto lo realizamos con la finalidad de tener una señal audible que nos indique cuando sé esta detectando un objeto. Para este circuito utilizamos un arreglo con el mezclador NE602 (figura 4.11). Este arreglo es un circuito diseñado para escuchar los chirridos de los murciélagos, pero trabaja de una manera excelente en nuestro circuito. Este circuito fue proporcionado por la revista "Electronics Now, julio 1999, pag.3 y 4.

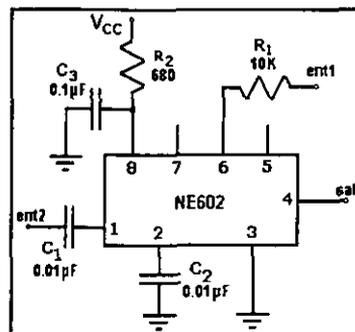


Figura 4.11 Mezclador utilizando el NE602.

4.2.4 Oscilador local (receptor 1 y 2).

Este oscilador es en esencia igual al oscilador senoidal que previamente diseñamos para el transmisor. El circuito es de vital importancia porque sin la frecuencia de su señal, no se podría realizar la mezcla de frecuencias y por tanto no tendríamos ninguna señal audible. Enseguida pondremos sus cálculos: Si fijamos el valor del capacitor $C=470 \text{ pF}$ y el valor de la frecuencia de corte $F_c=41 \text{ kHz}$.

$$\Rightarrow R = \frac{1}{2\pi F_c C} = \frac{1}{(6.28)(41 \times 10^3)(470 \times 10^{-12})} = 8.263 \text{ K}\Omega$$

Para su análisis en *cd*, de acuerdo a la malla de entrada de la figura 4.12b y tomando en cuenta los valores marcados para β y para R_c tenemos:

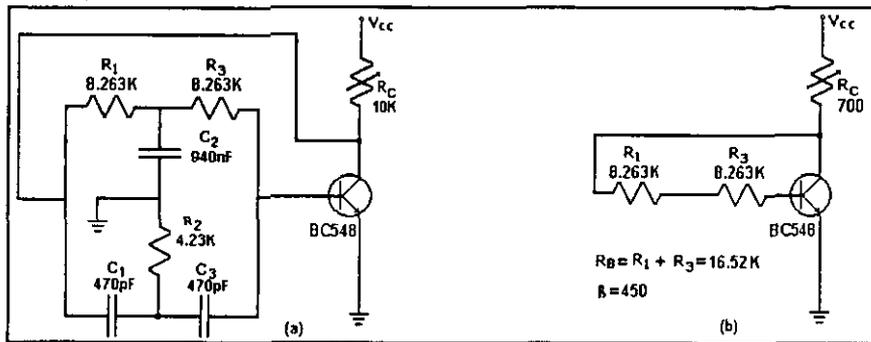


Figura 4.12 a) Valores para el oscilador a 41 kHz. b) Circuito para *cd*.

$$V_{CC} - I_C R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \text{ y si decimos que: } I_C = I_C + I_B = I_E = (\beta + 1)I_B$$

$$V_{CC} - [(\beta + 1)I_B]R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{(\beta + 1)R_C + R_B} = \frac{12 - 0.7}{(450 + 1)700 + 16.52 \times 10^3} = 34.01 \mu A$$

$$\therefore I_{EQ} = (\beta + 1)I_B = (450 + 1)34.01 \times 10^{-6} = 15.34 \text{ mA}$$

Ahora de la malla de salida, tenemos:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0 \text{ ó } V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

$$\Rightarrow V_{CEQ} = V_{CC} - I_E R_C = 12 - 15.34 \times 10^{-3}(700) = 1.26 \text{ V}$$

Con los resultados anteriores vemos que el transistor también se encuentra trabajando en la región activa ya que se encuentra entre 0 V y V_{cc} . También tiene una salida de voltaje de 790 mV aproximadamente, y al igual que en el oscilador para el transmisor, adicionamos unos potenciómetros en serie con las resistencias R_1 , R_2 y R_3 . Y dado que la frecuencia es de 41 kHz el arreglo prácticamente es el mismo que el de la figura 4.2.

4.2.5 Amplificador inversor (todos los receptores).

Este circuito nos amplifica una señal de entrada y además adiciona un cambio de fase de 180°. El circuito lo utilizamos varias veces en diferentes etapas, simplemente para amplificar nuestros niveles de voltaje entre cada una de las etapas. El cálculo para la ganancia de voltaje es:

$$A_{LC} = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{1 \times 10^6}{100 \times 10^3} = -10$$

Este valor de ganancia es el casi siempre usamos para la mayoría de las etapas de amplificación en el circuito en general. Pero existen otros amplificadores dentro del mismo circuito que también son inversores pero que tienen una R_e que es variable para poder tener un mayor control de la ganancia gracias a un potenciómetro. El arreglo del amplificador inversor con una ganancia de 10 lo vemos en la figura 4.13.

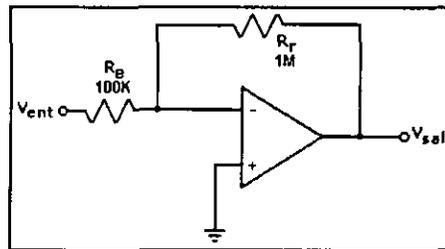


Figura 4.13 Amplificador inversor con una ganancia de 10.

4.2.6 Filtro pasa-banda (receptor 1 y 2).

El filtro que utilizamos es un pasa-banda con realimentación múltiple. Gracias a este circuito eliminamos las frecuencias que no deseamos y solo nos quedamos con las frecuencias de nuestro interés, que son las que están muy próximas a los 1000 Hz (que es la frecuencia con la que estamos trabajando). El arreglo se muestra en la figura 4.14 y también es un arreglo propuesto por el fabricante (National Semiconductors, "Amplifiers Databbok", 1995, pag.1-442). Este arreglo tiene un factor $Q=25$ y su $F_c=1$ kHz.

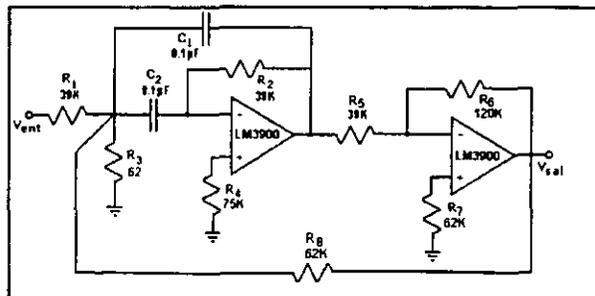


Figura 4.14 Arreglo para un filtro pasa-banda.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

4.2.7 Filtro pasa-bajas (receptor 1).

Este circuito nos suprime todas las frecuencias que están arriba de nuestra frecuencia de corte (aproximadamente a 1 kHz). El arreglo lo sacamos de los circuitos que proporciona el fabricante, para operacional LM3900 (National Semiconductors "Amplifiers Databook", 1995, pag.1-442) y lo mostramos en la figura 4.15

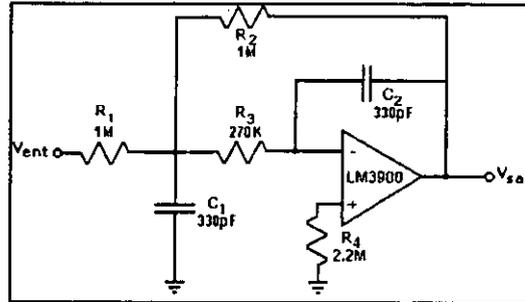


Figura 4.15 Arreglo para un filtro pasa-bajas.

4.2.8 Amplificador antilogarítmico o exponencial (receptor 1).

Este amplificador nos sirve para amplificar pequeños valores de voltaje, por regular valores entre 0 y 0.7V aproximadamente y casi no amplifica los valores arriba de este nivel (o sea que casi pasan iguales). El diseño de este circuito lo mostramos en la figura 4.16 y sus cálculos son los siguientes:

$$V_{sal} = -R_r I_{EBO} \text{anti log} \left(\frac{V_{ent}}{25 \times 10^{-3}} \right) =$$

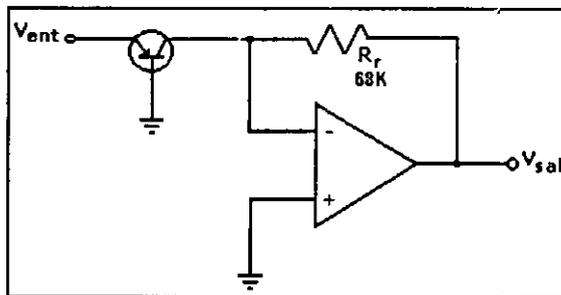


Figura 4.16 Amplificador antilogarítmico o exponencial.

4.2.9 Oscilador controlado por voltaje (OCV) (receptor 1).

Este circuito es un diseño sacado de una revista (Now Electronics, December 1999), que nos sirve para implementar nuestra señal audible y que nos ayuda determinar cuando se está detectando algún objeto por el circuito. El circuito se realiza con un PLL, del cual aprovechamos únicamente su función como OCV. El arreglo del OCV se muestra en la figura 4.17.

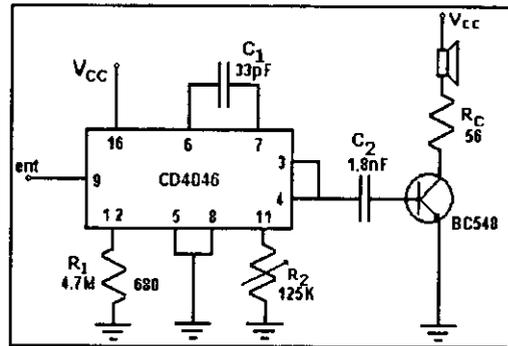


Figura 4.17 OCV implementado con un PLL.

4.2.10 Integrador con Buffers (receptor 2).

Este circuito actúa como un promediador o integrador. El circuito salió en la práctica, ya que en un principio nosotros queríamos un circuito conocido como muestreador-retenedor con la ayuda de un switch analógico (para promediar la señal del receptor, debido a los cambios que sufre el circuito con las variaciones de un movimiento rápido), pero al realizar el arreglo que queríamos vimos que si no adicionábamos el switch, el circuito se comportaba como un integrador. En realidad no logramos resolver el problema de los cambios rápidos para el circuito, pero vimos que al conectar la etapa de salida del filtro pasa-bajas a este arreglo de buffers, con el capacitor en la salida de uno y en la entrada del otro, el arreglo trabajaba como si se tratara de un circuito integrador. El arreglo se muestra en la figura 4.18.

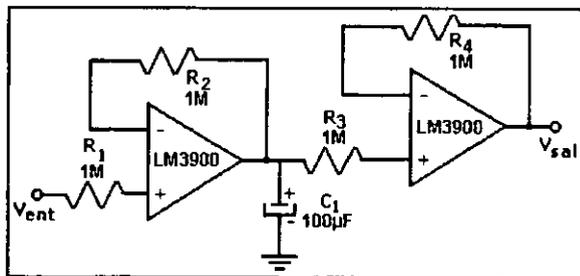


Figura 4.18 Arreglo con buffers que actúan como integradores.

4.2.11 Comparador de voltaje (receptor 2).

Para este circuito utilizamos un circuito LM741, que por lo regular utiliza fuente bipolar, pero en esta aplicación lo utilizamos con una fuente sencilla. El circuito trabaja de una manera excelente, al comparar la señal que sale de los buffers con una señal que previamente fue fijada en él. El arreglo lo sacamos del libro Notas de electrónica: Aplicaciones para C.I., Constantino Pérez, Ed. Mc Graw-Hill, 1998, pag.93, y se muestra en la figura 4.19.

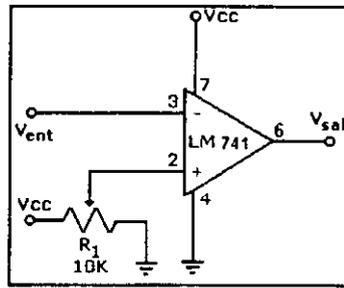


Figura 4.19 Arreglo para un comparador de voltaje utilizando un LM741.

4.2.12 OCV (receptor 2).

Este circuito tiene un arreglo que casi es el mismo que para receptor que consideramos como 1, las diferencias entre estos dos circuitos, es que cambia el valor de los dos capacitores y el valor de la resistencia R_2 . La señal audible trabaja entonces de una manera diferente, ya que al haber un comparador de voltaje, siempre que se rebase el nivel que previamente hemos fijado, el comparador de voltaje mandara una señal al OCV que tendrá un nivel de voltaje constante siempre y cuando el objeto detectado no salga del rango máximo de detección. En consecuencia el circuito trabaja como un detector en donde hay o no hay objetos dentro de un rango de distancia establecido. El arreglo con los nuevos valores lo mostramos en la figura 4.20.

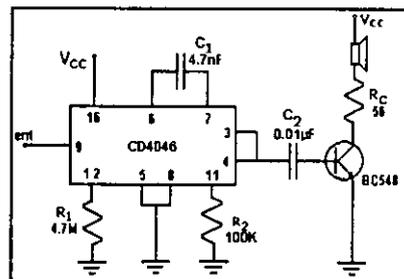


Figura 4.20 Arreglo para el OCV para el receptor 2.

4.2.13 Demoduladores.

Los demoduladores son circuitos que nos recuperan la señal de información (voz o música) que previamente fue modulada, ya sea en amplitud (AM), frecuencia (FM), fase (PM), corrimiento de frecuencia (FKS), etc. Para elaborar otra aplicación más para el circuito, se recurrió a dos demoduladores, uno de AM y el otro de FM.

4.2.13.1 Demodulador de AM (receptor 3).

Este demodulador lo implementamos para detectar los movimientos que uno realiza dentro de un cuarto cerrado. Este circuito utiliza el principio del efecto doppler para su

funcionamiento y también cuenta con una señal audible, aunque aquí sólo se trata de un amplificador de audio después de la salida del demodulador. El funcionamiento básicamente es el mismo, que el que se ve cuando se estudia a un mezclador, el cual multiplica dos señales (una de audio con otra de RF) y a la salida tenemos dos señales, una que es la suma y otra que es la diferencia, en donde gracias a un filtro pasa/bajas sólo nos quedamos con la señal diferencia, la cual como ya hemos visto, es la que más se ocupa. El circuito se muestra en la pagina 100.

4.2.13.2 Demodulador de FM (receptor 4).

Al igual que el demodulador anterior este circuito se utiliza para recuperar información, aunque aquí se realiza cuando se modula la frecuencia. Este circuito lo implementamos a través de un PLL, el cual actúa como demodulador. El circuito se muestra en la pagina 101.

4.3 Pruebas para caracterizar a los elementos piezoeléctricos.

Para caracterizar a los sensores realizamos cuatro pruebas diferentes dentro de una cámara anecoica para evitar que interfieran señales no deseadas producidas por los objetos que se encuentran en el laboratorio.

La primer prueba la hicimos para determinar la máxima distancia que puede haber entre los sensores. Dicha prueba consiste en colocar un sensor enfrente del otro (uno como Tx y el otro como Rx). Aquí lo que hicimos fue fijar el Tx y después alejar el Rx. Las mediciones fueron desde una distancia de 10 cm hasta una distancia de 3 m, donde anotamos los valores que registro un osciloscopio en cada posición en la tabla 4.1, para después realizar la gráfica de la parte superior de la gráfica 4.1, pagina 85.

Tabla 4.1 Lecturas para determinar la máxima distancia entre los sensores.

D(m)	3 00	2 80	2 60	2 40	2 20	2 00	1 80	1 60	1 40	1 20	1 00	0 90	0 80	0 70	0 60	0 50	0 40	0 30	0 20	0 10
V(mV)	124	142	154	164	183	225	248	290	340	395	468	517	570	670	780	940	1140	1490	2070	2960

La segunda prueba que realizamos nos sirve para determinar el patrón de radiación de los sensores. Esta consistió en colocar a los sensores también uno enfrente del otro, fijándolos a una distancia de 30 cm y después empezar a girar el receptor para ver cual era su ángulo máximo de recepción. Los datos los registramos en la tabla 4.2 y la gráfica se ve en la parte inferior de la gráfica 4.1, pagina 85.

Tabla 4.2 Lecturas para determinar el patrón de radiación de los sensores.

Angulo	-90	-75	-60	-45	-37.5	-30	-22.5	-15	-7.5	0	7.5	15	22.5	30	37.5	45	60	75	90
V (mV)	175	265	350	575	715	850	950	1100	1140	1180	1115	1100	1020	920	795	675	280	170	87

La tercera y cuarta pruebas nos sirven para determinar el máximo cono de detección que ofrecen los sensores (colocando el Tx y el Rx a una separación adyacente de 10 cm aproximadamente) y después desplazar un objeto de izquierda a derecha, registrando los valores de voltaje de diferentes posiciones, primero a desplazando el objeto a 30 cm enfrente de los sensores, después a 60, 100 y por ultimo a 120 cm de distancia. Registramos los valores en la tabla 4.3 y realizamos la gráfica 4.2, pagina 86.

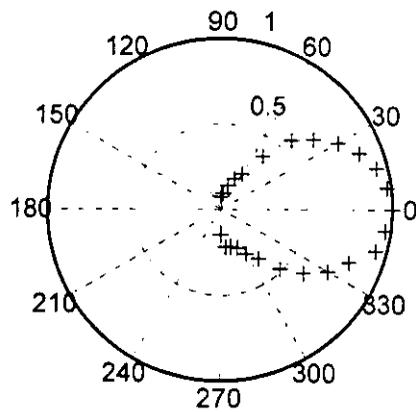
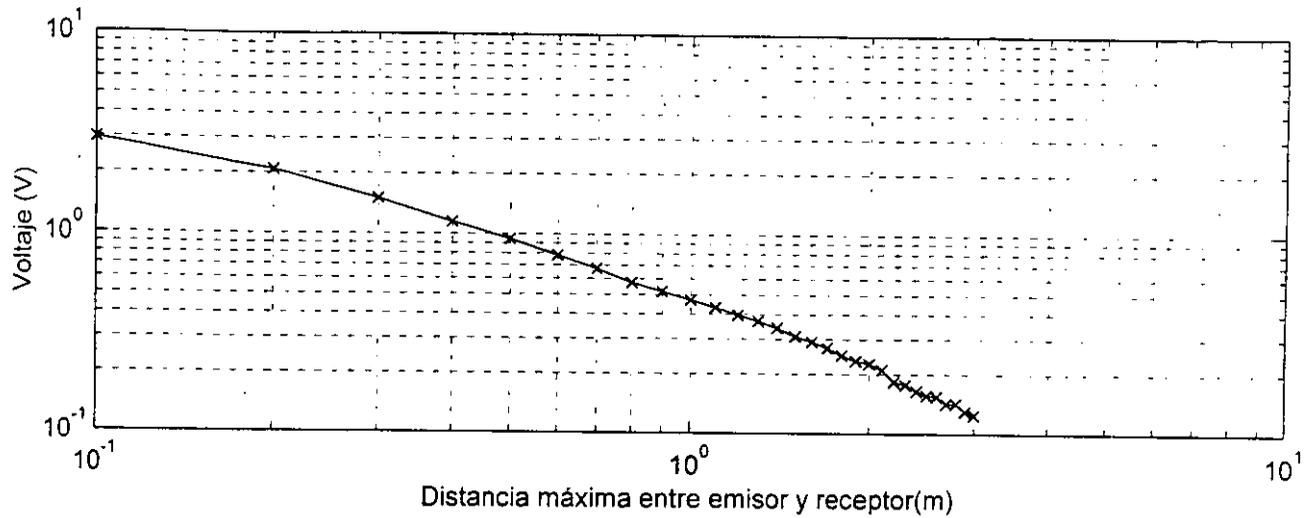
Tabla 4.3 Lecturas para determinar el cono máximo que ofrecen los sensores.

Desplazamiento del objeto a 30 cm de distancia de los sensores.													
D(cm)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40	50	60
V(mV)	70	70	70	84	106	317	560	171	70	70	70	70	70
Desplazamiento del objeto a 60 cm de distancia de los sensores.													
D(cm)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40	50	60
V(mV)	60	60	60	60	82	227	160	68	60	60	60	60	60
Desplazamiento del objeto a 100 cm de distancia de los sensores.													
D(cm)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40	50	60
V(mV)	52	52	52	52	65	133	173	109	61	52	52	52	52
Desplazamiento del objeto a 120 cm de distancia de los sensores.													
D(cm)	-60	-50	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40	50	60
V(mV)	56	56	56	56	63	115	160	100	63	56	54	54	54

Para la cuarta prueba realizamos algo similar a lo de la prueba número tres, pero aquí la diferencia es que en vez de un objeto, hicimos los desplazamientos laterales con una persona. Los datos los registramos en la tabla (4.4) y realizamos la gráfica 4.3, pagina 87.

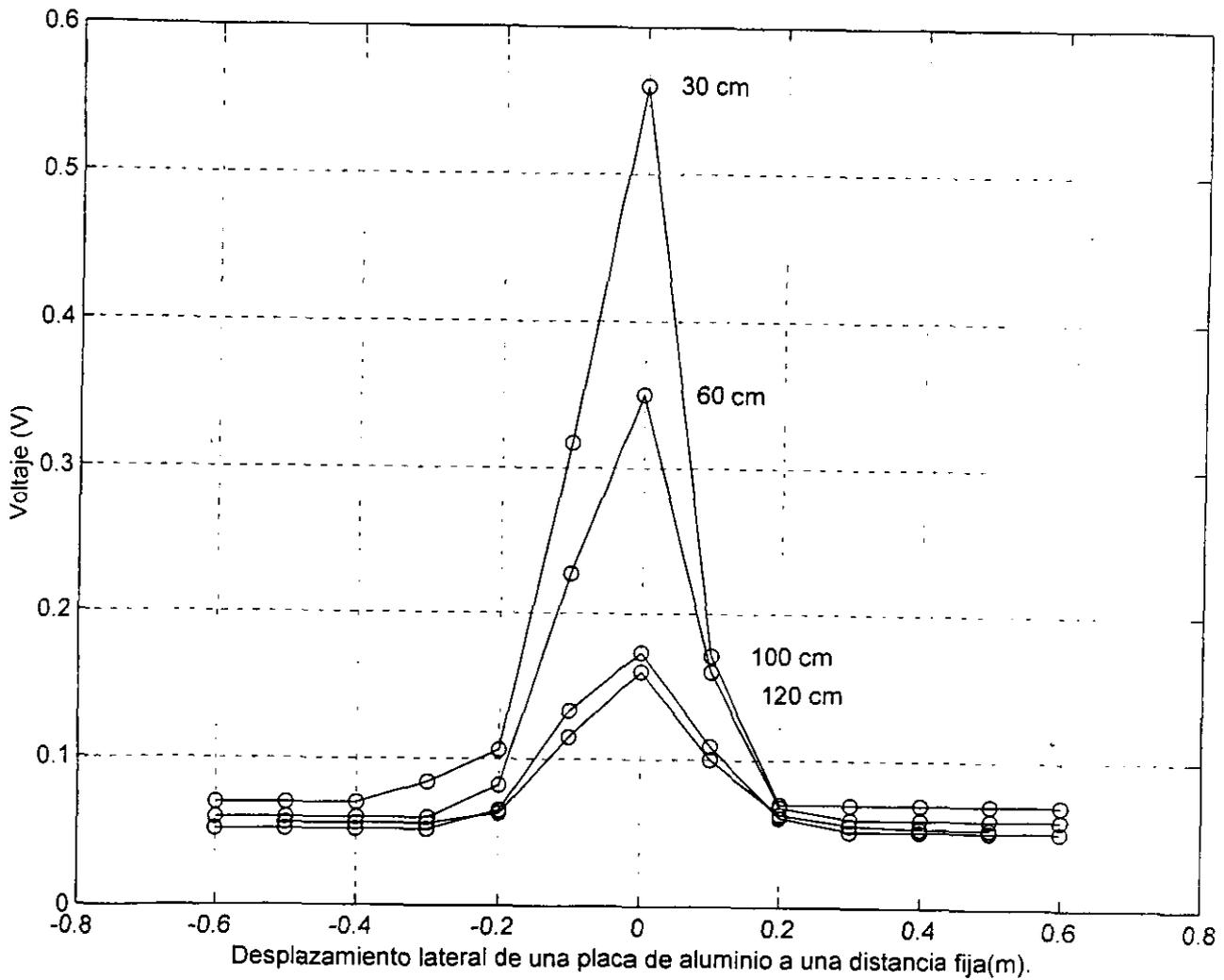
Tabla 4.4 Lecturas para determinar el cono máximo que ofrecen los sensores.

Desplazamiento lateral de una persona a 30 cm de distancia de los sensores.					
D(cm)	-60	-30	0	30	60
V(mV)	103	140	230	150	101
Desplazamiento lateral de una persona a 60 cm de distancia de los sensores.					
D(cm)	-60	-30	0	30	60
V(mV)	84	108	122	96	88
Desplazamiento lateral de una persona a 100 cm de distancia de los sensores.					
D(cm)	-60	-30	0	30	60
V(mV)	76	84	95	83	76

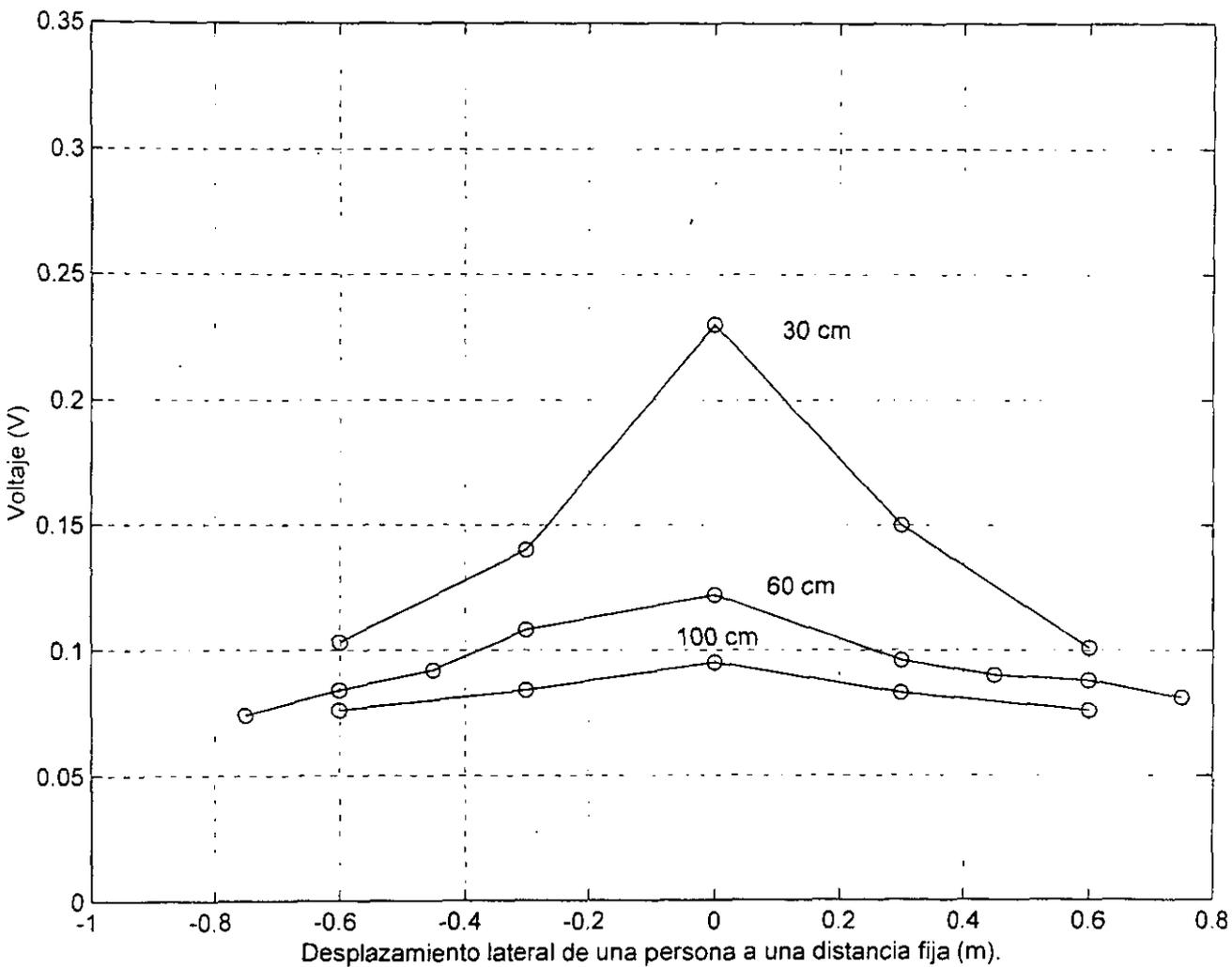


Patrón de radiación a 40 kHz

Gráfica 4.1 En la parte superior tenemos la gráfica que determina la máxima distancia que puede haber entre los sensores (uno enfrente del otro). La gráfica de la parte inferior muestra el patrón de radiación de los sensores.



Gráfica 4.2 Esta gráfica sirve para determinar el cono máximo que presentan los sensores al detectar un objeto, desplazándolo en forma lateral.



Gráfica 4.3 Esta gráfica sirve también para determinar el cono máximo que presentan los sensores pero ahora detectando a una persona.

4.4 Descripción de las aplicaciones.

Antes de empezar con las aplicaciones, explicaremos el funcionamiento del transmisor. Primero generamos una señal senoidal de 790 mV aproximadamente, después la acoplamos a través de un FET a un amplificador de voltaje, posteriormente la señal pasa por un switch analógico, el cual cambia la señal continua por pulsos que duran 110 msec aproximadamente, para finalmente pasar a través de un amplificador entonado, el cual a la salida nos entrega una señal pulsada que tiene una amplitud de 24 V_{pp} ($2V_{cc}$). El circuito también tiene la ventaja de que la salida puede ser continua, mandando la salida del amplificador de voltaje directamente al amplificador entonado. El diagrama lo podemos apreciar en el apéndice A, página 97.

En la primera aplicación “*detector con cambio en la frecuencia de la señal audible, según la posición en la que se encuentre el objeto detectado*”, la frecuencia cambia al acercarse o alejarse un objeto (pero siempre dejándolo estático en cada posición). El cambio no es muy notorio, ya que de 30 cm a una distancia de 1.5 m , el cambio es de tan sólo unos 300 Hz y por tanto resulta difícil apreciarlo. Lo anterior se establece debido a que al llegar a 3 V_{rms} (12 V_{pp}), la salida de voltaje del operacional (LM3900) se satura, trayendo como consecuencia que este sea el máximo nivel de voltaje que podemos alcanzar. La señal auditiva se implementó con un oscilador controlado por voltaje (OCV), el cual trabaja con valores que van de 1.5 V hasta $V_{cc} + 0.5\text{ V}$ ($12 + 0.5\text{ V}$), pero como ya se mencionó, sólo lo podemos alimentar con valores que van de 0 V a 3 V_{rms} , por tanto el nivel del OCV se limita de 1.5 V (donde prácticamente no se escucha casi nada) hasta el nivel máximo de 3 V_{rms} . Para ejemplificar lo anterior tenemos que a una distancia de 30 cm la frecuencia de la señal audible es de 23.3 kHz , a 60 cm la frecuencia es de 23.2 kHz a 1 m es de 23.1 kHz y a 1.5 m la frecuencia es de 23.0 kHz aproximadamente. Esta situación teórica se puede resolver utilizando operacionales que trabajen con fuentes bipolares o trabajando con un voltaje de polarización (V_{cc}) mayor al que trabajamos ($>12\text{ V}$), ya que con esto se puede ampliar el rango de voltaje del OCV. El diagrama del circuito lo podemos apreciar en el apéndice A, página 98 (Receptor 1).

La segunda aplicación “*detector donde hay o no hay objetos dentro de un rango de distancia preestablecida*”, se logra gracias a un comparador de voltaje, en el cual fijamos un nivel mínimo de disparo, así cuando no hay ningún objeto o cuando se coloca un objeto a

una distancia tal que no lo detectan los sensores, la señal captada por estos últimos no será capaz de rebasar el nivel del comparador, provocando que no se tenga ninguna señal que active a un OCV, por tanto no habrá ninguna señal auditiva. Pero si ahora colocamos un objeto, a una distancia tal, que provoque que la señal recibida rebase el nivel de disparo del comparador, entonces este mandara una señal con una amplitud de voltaje constante al OCV, provocando que este a su vez, mande una señal auditiva con una frecuencia también constante, indicándonos la presencia del objeto dentro del rango de distancia preestablecido. El diagrama del circuito lo podemos apreciar en el apéndice A, pagina 99 (Receptor 2). Para nuestro caso tenemos que el rango de distancia es de 1 m aproximadamente, por lo que si el objeto a detectar esta dentro de dicho rango, este provocara que se rebase el nivel de disparo del comparador (3.5 V), trayendo como consecuencia que se empiece a funcionar la señal audible.

La tercera aplicación “*detector de movimientos en un cuarto cerrado*”, se implementa con dos demoduladores, uno como un demodulador de AM y el otro como demodulador de FM. Al probarlos encontramos que responden a los movimientos, mandando una señal auditiva (esta vez implementada con un amplificador de audio, conectado a la salida del demodulador), cada vez que exista algún movimiento de una persona, un objeto o incluso viento. Esta aplicación involucra el efecto doppler, o sea que si además se realizan movimientos repentinos entonces se aprecia un cambio en la frecuencia de la señal audible (que se suma al alejarse y se resta al acercarse). Los diagramas se localizan en el apéndice A, en las paginas 100 y 101, donde el Receptor 3 corresponde al demodulador de AM y el Receptor 4 corresponde al demodulador de FM. Para explicar mejor el efecto doppler y el cambio de frecuencia los expresaremos matemáticamente (por la reflexión de un objeto en movimiento) con la siguiente formula:

$$f_r = f_i \frac{V_s}{V_s \pm V_o}$$

donde f_r es la frecuencia de la onda que regresa, f_i es la frecuencia de la onda transmitida, V_s es la velocidad del sonido a 21°C al nivel del mar (340 m/s) y V_o es la velocidad del objeto en movimiento. Por ejemplo la velocidad promedio para una persona al caminar es de 3.05 m/s, y al aplicar los valores anteriores junto con una f_i de 40 kHz en la formula anterior tenemos, para un objeto que va hacia adelante tenemos:

$$f_r = 40 \times 10^3 \frac{340}{340 + 3.05} = 39.6 \text{ kHz}$$

y cuando el objeto va hacia atrás, tenemos:

$$f_r = 40 \times 10^3 \frac{340}{340 - 3.05} = 40.3 \text{ kHz}$$

Con los resultados vemos que el cambio en frecuencia en esta aplicación es de 800 Hz aproximadamente en la señal audible.

4.5 Comentarios sobre los primeros circuitos experimentales.

Ahora hablaremos un poco de cómo realizamos nuestros primeros prototipos para después llegar al diseño final. Una de las condiciones que le quisimos dar al circuito es que este se pudiera alimentar con el voltaje que suministra el sistema de reversa de un automóvil y por tanto el primer problema al que nos enfrentamos, fue él haber querido trabajar con amplificadores operacionales que trabajaran con el uso de fuentes sencillas (V_{cc} y tierra), ya que la mayoría de los amplificadores operacionales que hemos usado, trabajan con fuentes bipolares. De hecho casi toda la teoría de muchos libros e incluso la vista en clases abarca sólo el trato con operacionales de este tipo, por tal motivo probamos varios operacionales para ver cual era el mejor para trabajar con una fuente sencilla (LM324, LM348, etc.), hasta que encontramos el circuito LM3900, el cual es una versión para una fuente sencilla del amplificador operacional LM741, que regularmente se polariza con una fuente bipolar. Al trabajar con el LM3900 vimos que la teoría general de los operacionales casi es la misma en lo que se refiere al control de la ganancia en lazo cerrado, y que además se debe de colocar una resistencia de compensación de la terminal no inversora a V_{cc} , ya que si no se hace de esta manera, la señal de salida puede aparecer recortada por arriba si no se coloca dicha resistencia, o recortada por debajo si no se coloca una resistencia de un valor adecuado (dicho valor lo determinamos colocando varias resistencias hasta obtener la mejor señal posible).

Luego el primer transmisor que realizamos, trabajaba con pulsos de un nivel de 5 V y los amplificaba hasta 300 V. Esto se logró gracias a un transformador toroidal (del cual no se tiene mucha información para su elaboración), donde dicho voltaje excitaba un dispositivo como el que utilizan las cámaras Polaroid para transmitir (y recibir), en este circuito el problema era en el receptor, ya que no se podía ver ninguna señal que nos

podiera representar que la señal transmitida hubiera encontrado algún objeto en su trayectoria y después regresara.

Después realizamos otros transmisores, estos trabajaban con señales de 3 a 25 *kHz*, usando una bocina como elemento de transmisión y recepción, aquí el problema fue otra vez en el receptor, ya que el ruido del medio interfería en las transmisiones, afectando a su vez a la señal recibida, interpretándose mal la información en el receptor.

Posteriormente probamos otros circuitos que trabajan con elementos de película piezoeléctrica y señales de ultrasonido (señales arriba de 20 *kHz* hasta unas pocas decenas de *MHz*), los cuales también presentaban problemas en la recepción, debido a que estos elementos son muy difíciles de excitar, ya que por su construcción, al momento de sujetarlos el área piezoeléctrica queda oprimida por la base de montaje o queda montada de una manera tal que no se permitía su libre movimiento, y por tanto no se genera ninguna vibración cuando la señal regresa. Incluso al excitar al elemento directamente con un nivel de voltaje, este problema provoca, que se mande sólo un poco de la amplitud máxima de la señal al transmitir y en un caso extremo que no se pueda mandar. Por tales motivos sólo logramos recibir señales de unos cuantos μV , las cuales se perdían con la primera etapa de preamplificación.

4.6 Equipo utilizado para la realización del circuito.

La figura 4.21 y 4.22 muestran el circuito final completo. En la figura 4.23 vemos el dispositivo mecánico que nos ayuda en nuestras labores de detección, este dispositivo consta de una base de madera en donde se colocan el transmisor y los detectores y enfrente de ellos colocamos una placa de aluminio que se desplaza a través de un riel de madera. El equipo que utilizamos en el laboratorio del centro de instrumentos fue: osciloscopio digital, analizador de espectros digital, generador de funciones, fuente de poder, puente de impedancias y multímetro, los cuales los podemos apreciar en la figura 4.24. Además utilizamos la cámara anecoica (cámara con hule espuma en las paredes, techo y suelo), la cual tiene como finalidad evitar que se produzcan rebotes de la señal, generados por los objetos que hay en el propio medio en que trabajamos (mesas, sillas, etc.), la cámara se puede apreciar en la figura 4.25.



Figura 4.21 Circuito final.



Figura 4.22 Circuito final.

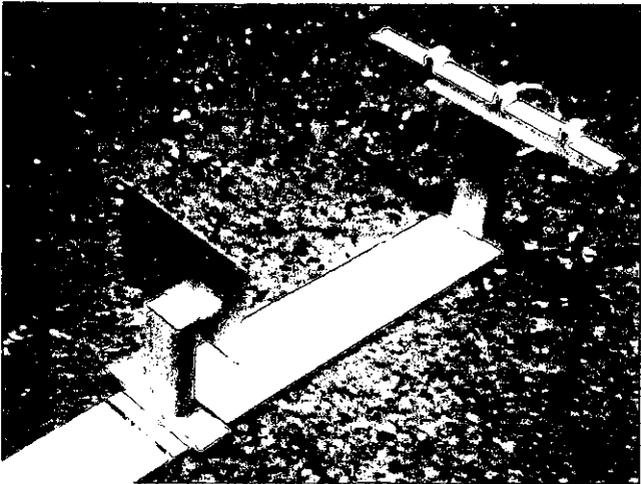


Figura 4.23 Dispositivo mecánico.

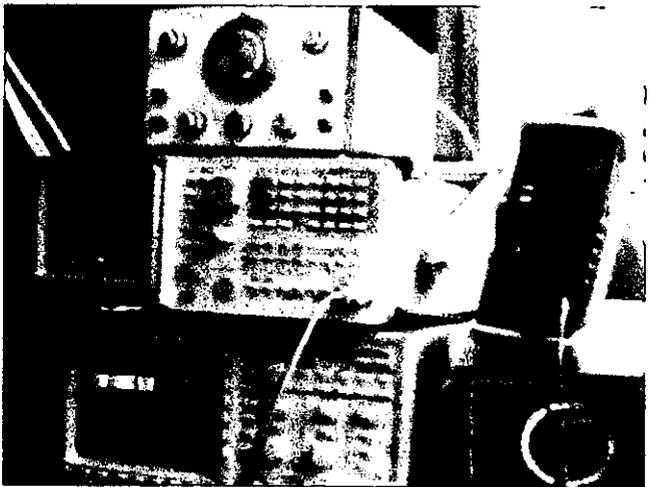


Figura 4.24 Equipo utilizado.



Figura 4.25 Cámara anecoica.

Capítulo 5

Conclusiones

Conclusiones.

Con la realización de este trabajo llegamos a establecer varios puntos, que enseguida vamos a comentar:

No es muy recomendable querer transmitir señales abajo del 25kHz (*audibles*), y utilizar bocinas comunes, ya que a la hora de transmitir se mezclan muchos ruidos del medio en que estamos trabajando y esto provoca que no se interprete bien la información que se presenta en el receptor.

Una vez que se vio el problema de trabajar con bocinas, vemos la posibilidad de trabajar con ultrasonido y empezar a utilizar elementos con película piezoeléctrica, pero su manejo es un poco difícil para nuestros propósitos.

Aprendimos como hacer para evitar que el ruido de los elementos electrónicos no interfiera con el nivel voltaje de la señal recibida utilizando dos aspectos importantes. El primero es sacar provecho del principio de resonancia (ya que al entrar en ésta, la resistencia eléctrica es aproximadamente cero), aprovechando casi al máximo el nivel de una señal transmitida o recibida, sin utilizar grandes niveles de polarización. El segundo es utilizar un amplificador de carga, ya que con él logramos aprovechar al máximo la señal recibida por los sensores (como si estos estuvieran acoplados directamente al receptor), sin importar la longitud del cable que haya entre estos y el circuito receptor. Lo anterior nos permite atenuar el ruido y aprovechar la señal captada desde la primera etapa del receptor, y por eso la señal a la salida del amplificador llega a ser del orden de cientos de μV a unos cuantos mV (el máximo nivel obtenido en otros circuitos fue de unos cuantos μV).

Luego al probar el circuito llegamos a establecer que los sensores piezoeléctricos son muy buenos pero muy direccionales, con esto queremos establecer que se necesitaría de varios transmisores (2) y varios receptores (3) para poder abarcar mas o menos el ancho de la defensa de un automóvil.

También vimos que sí se realizan pruebas con objetos dentro del rango de detección de los sensores, los resultados son buenos, siempre y cuando el haz transmitido choque de una manera perpendicular con el objeto que se está detectando, y que a su vez este refleje un haz que choque de la misma manera con los receptores. Esta por tanto es otra limitación para el circuito. La afirmación se da al ver que si un objeto presenta una pequeña inclinación (máximo unos 10°) este nos va a reflejar un haz que no va a chocar de una

Conclusiones

manera perpendicular con los receptores y en consecuencia tendremos lecturas como si el objeto en cuestión estuviera muy lejos o en el peor de los casos aun dentro de un rango aceptable de detección, podría no detectar la presencia de ningún objeto.

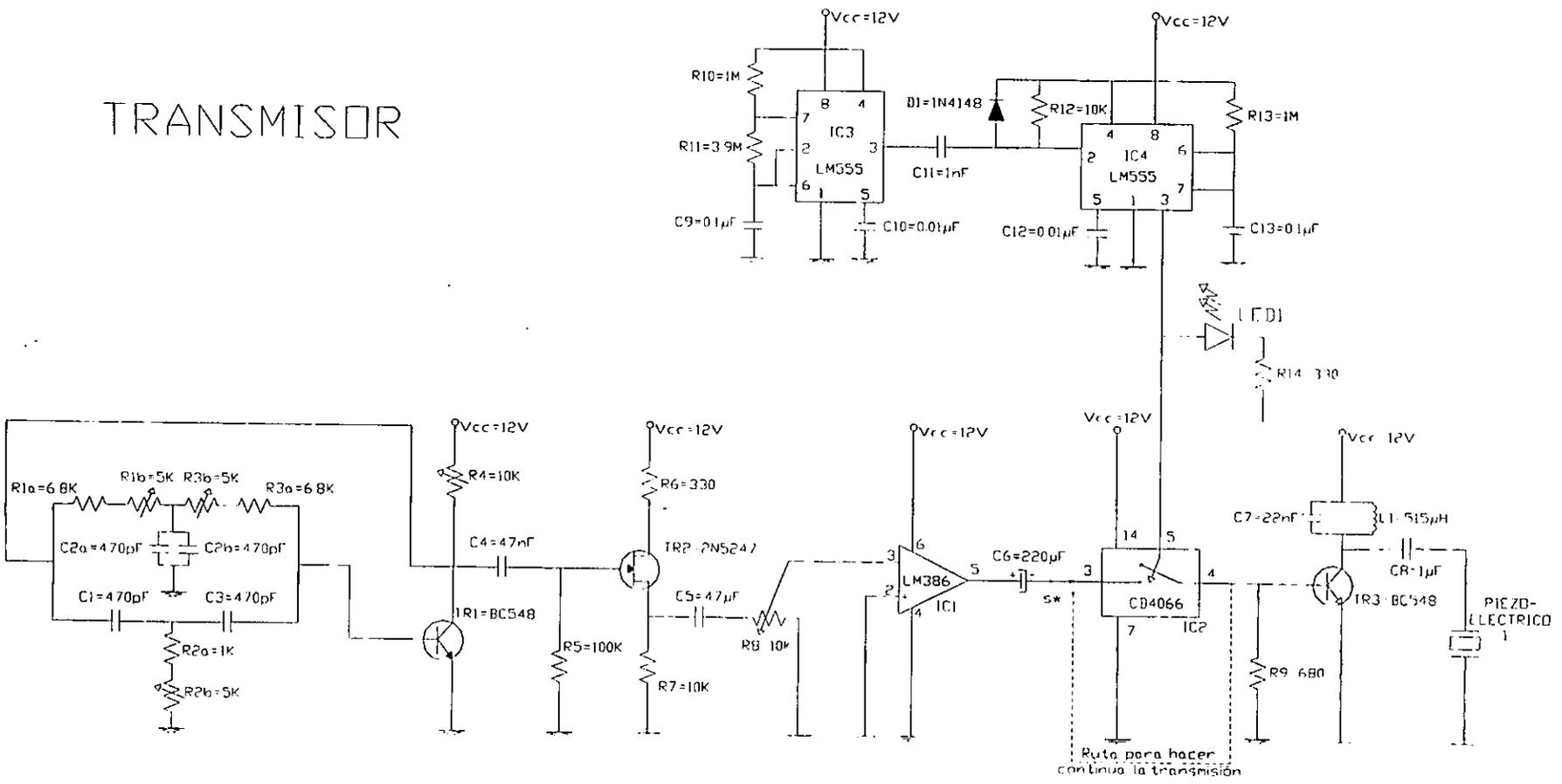
Después al realizar algunas pruebas al aire libre, encontramos que la velocidad del viento, se debe de tomar en cuenta para poder delimitar el funcionamiento del circuito, ya que nos afecta todas las detecciones, al grado de que, si dábamos la máxima ganancia posible (aumentando la distancia de detección), al empezar a soplar un poco de viento, el circuito empezaba a responder únicamente a sus variaciones, incluso ignorando la presencia de los objetos. Por este motivo surge la posibilidad de implementar un circuito que sea capaz de determinar la velocidad del viento, los gases en un tubo, etc.

Por otro lado también debemos mencionar que nuestro cuerpo absorbe mucho el ultrasonido, y por tanto reflejamos muy poco de la señal transmitida a los receptores, y si a esto le sumamos que no somos una superficie plana, que no regresa la señal transmitida de una manera perpendicular a los receptores, vemos que el proyecto no resulta muy practico para detectar a las personas a menos que nos encontremos a unos 40cm como máximo de los receptores, provocando que el circuito trabaje de una manera más óptima detectando objetos y a la velocidad del viento.

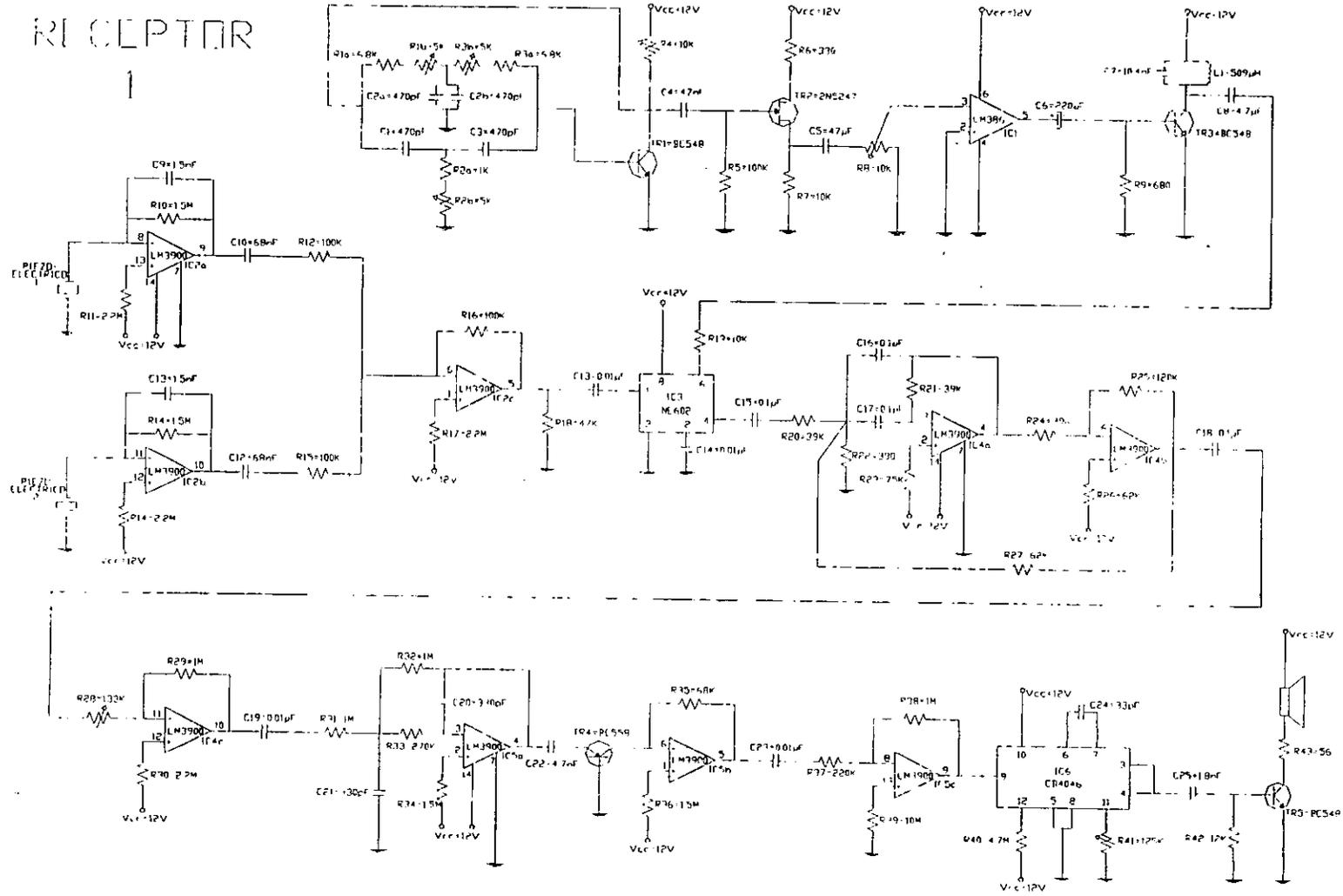
Finalmente el trabajo desarrollado cumple con la expectativa de seguir dándole continuidad al trabajo que sé esta realizando en lo referente al estudio y manejo de dispositivos piezoeléctricos dentro de la U.N.A.M. (en nuestro caso particular, lo que se viene desarrollando en el Centro de Instrumentos con dichos elementos). Concretamente nos enfocamos al manejo de piezoeléctricos entonados, los cuales trabajan de una manera más eficaz a cierta o ciertas frecuencias (aprovechando el fenómeno de la resonancia), para obtener un mejor aprovechamiento de las señales con circuitos que trabajen con pequeños valores de polarización. En resumen el circuito que realizamos tiene varias limitaciones y por tanto hacen al circuito un prototipo para aplicaciones futuras en lo que se refiere al uso de transductores piezoeléctricos como detectores.

Apéndice A

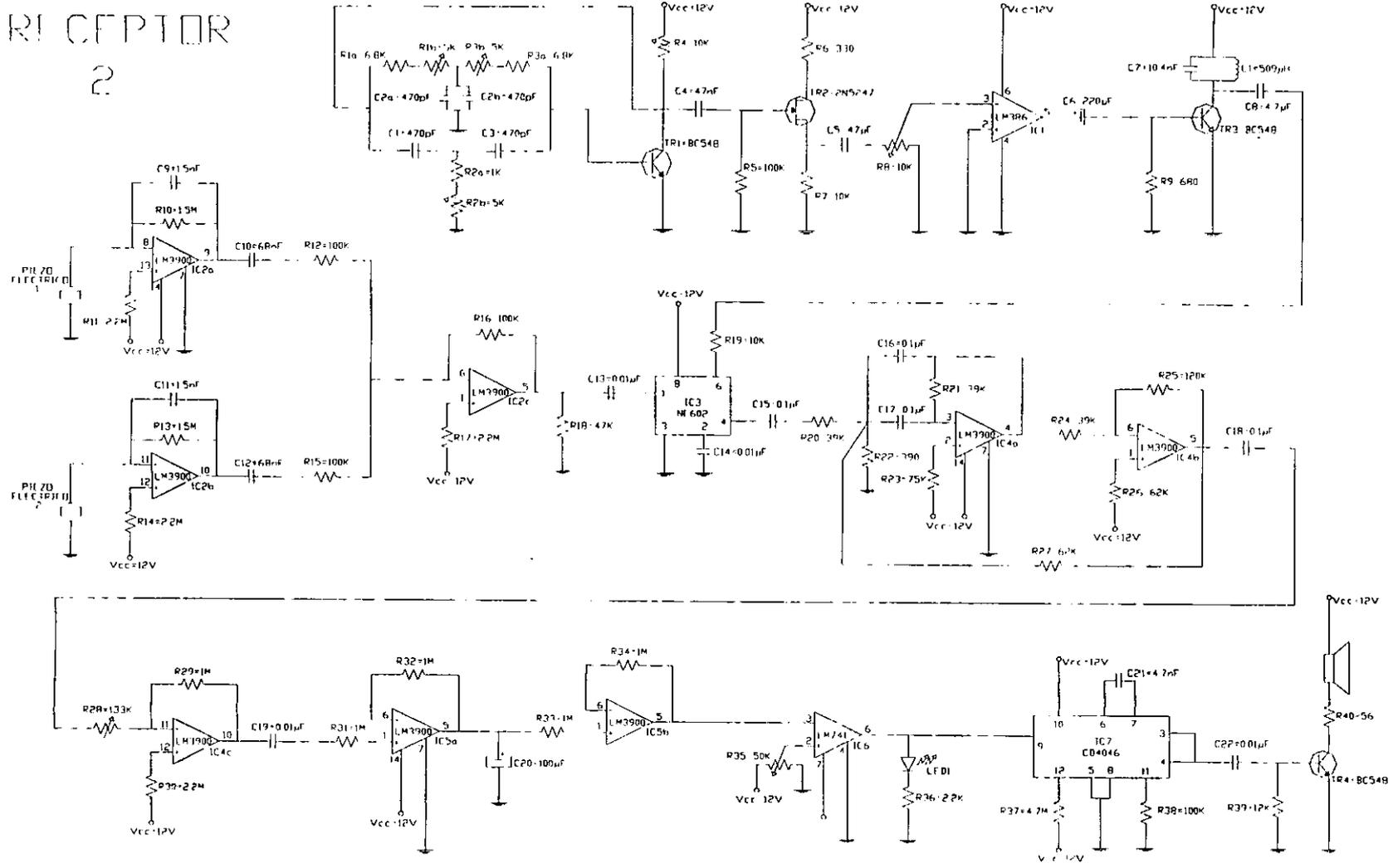
TRANSMISOR



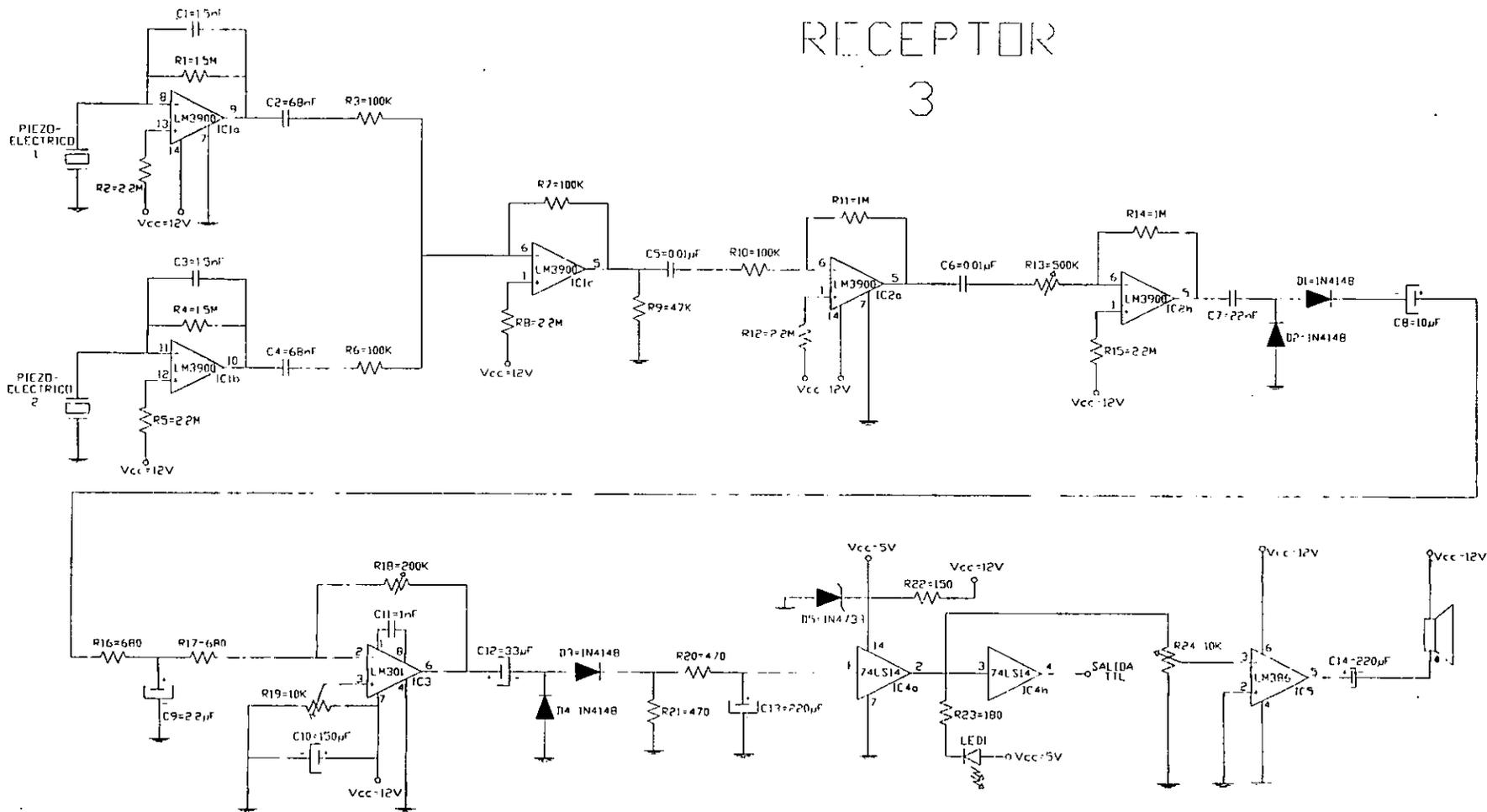
RECEPTOR



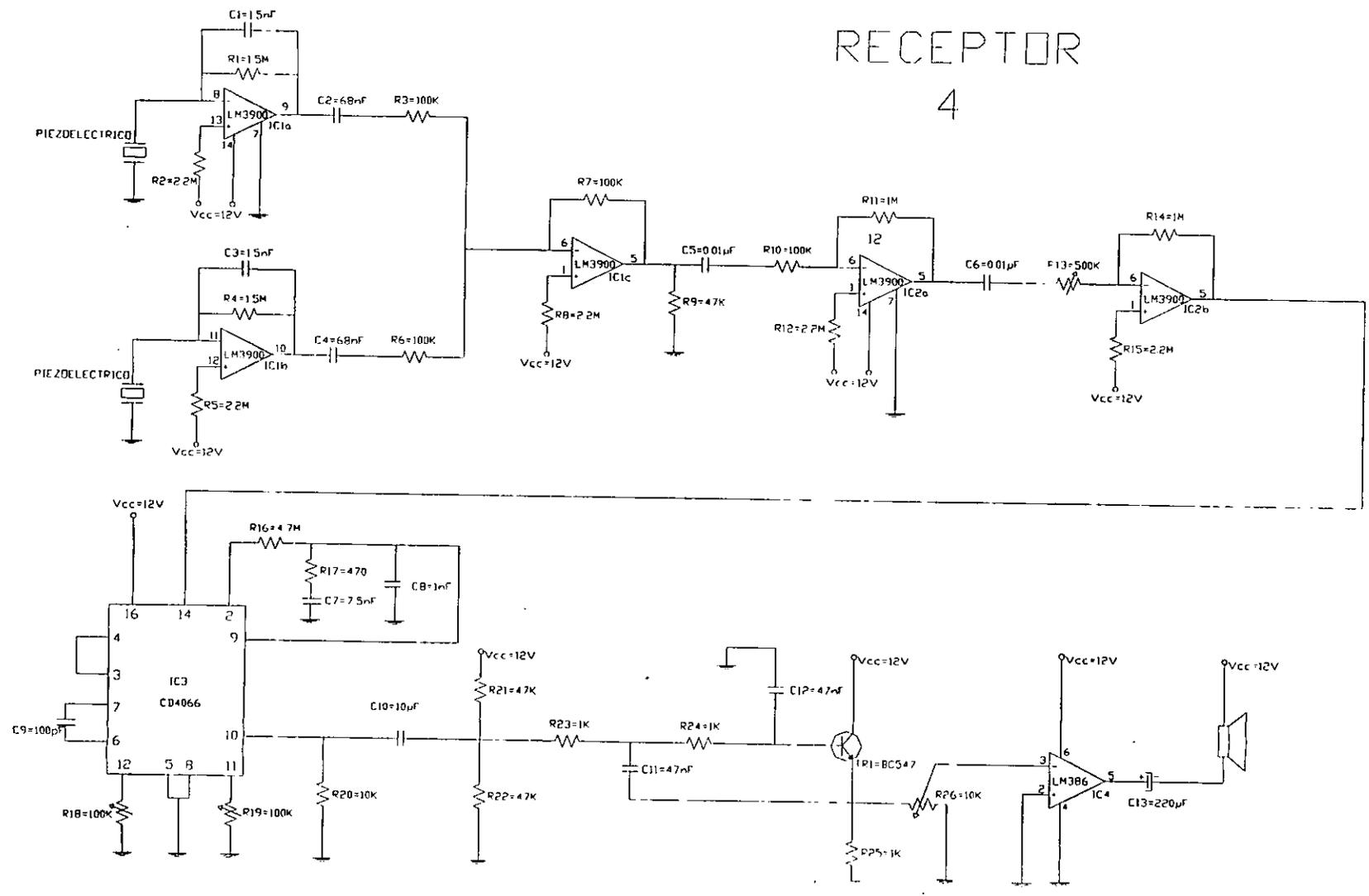
RECEPTOR



RECEPTOR 3



RECEPTOR 4



Bibliografía:

1. An introduction to ultrasonic motor's.
Sashida and Kenjo
Ed. Oxford University press, New York.
2. Ultrasonic Sensors for Chemical and Process Plant.
R. C. Asher.
Ed. Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia
3. Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales
Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll.
Ed. Prentice Hall, 4^{ta} edición.
4. Electrónica Teoría de Circuitos.
Robert Boylestad, Louis Nashelsky.
Ed. Prentice Hall, 4^{ta} edición.
5. National Operational Amplifiers Data Book.
National Semiconductor Products, Inc.
6. Principios de Electrónica.
Albert Paul Malvino.
Ed. Mc Graw-Hill, 5^{ta} edición.
7. Electronic Circuit Guidebook volume 1: Sensors.
Joseph J. Carr.
Ed. Prompt publications, 1997.
8. Basic Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits
Thomas L. Floyd.
Ed. Macmillan Publishing Company, 1994.

9. Notas de Electrónica: aplicaciones de C.I.
Forrest m. Mims iii; traducción Constantino Pérez
Ed. Ma Graw-Hill, 1998.
10. Circuitos electrónicos y sus aplicaciones.
Bernard Grab, traducción Julio Fournier González.
Ed. Mc Graw-Hill, 1990.
11. Phase and Frequency Modulators and Demodulators
Electronics World + Wireless World, July 1993, page 570.
12. An in-depth look at a particularly versatile CMOS IC, the 4046 micropower CMOS
phase-locked loop, R. M. Marston.
Radio Electronics, December 1989, page 55.
13. Piezo-Film Transducers, John Iovine.
Poptronics, February 2000, page 58.
14. Ultrasonic Listener, L. S. Newton.
Electronics Now, July 1999, page 3.
15. Sonic Motion Detector, David M. Benzel.
Radio Electronics, September 1984, page 51.