

101



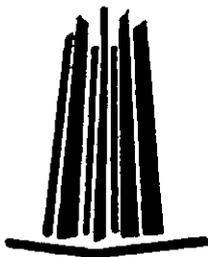
**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE
MÉXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
CAMPUS ARAGON**

**SISTEMA DOPPLER ULTRASÓNICO BIDIRECCIONAL
PARA LA DETECCIÓN DE FLUJO SANGUÍNEO**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA
ÁREA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA
P R E S E N T A :
FABIÁN JOEL ZALETAS RIVERA

ASESOR INTERNO: ING. MARTIN HERNÁNDEZ HERNÁNDEZ
DIRECTOR DE TESIS: DR. EDUARDO MORENO HERNÁNDEZ
CO-DIRECTOR DE TESIS: DR. FABIÁN GARCÍA NOCETTI.



SAN JUAN DE ARAGÓN

243390

2001



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

Como buen hijo, agradezco a la Universidad Nacional Autónoma de México por permitirme gozar del conocimiento que en sus instalaciones alberga.

A la Escuela Nacional de Estudios Profesionales Campus Aragón.

Al Instituto de Investigaciones en matemáticas Aplicadas y en Sistemas (IIMAS) así Departamento de Ingeniería en Sistemas Computacionales y Automatización (DISCA) por las facilidades prestadas para la realización de este trabajo.

A CONACYT (proyectos 27982A y REDII-7350-858) y DGAPA (proyecto PAPIIT-117999), por las facilidades otorgadas en el uso de infraestructura.

Al Dr. Fabián García Nocetti; que desde el primer momento mostró interés y brindo su apoyo a mi objetivo de titulación.

Al Dr. Eduardo Moreno, pues gracias a su saber, paciencia y dedicación, he logrado subir un escalón más en la vida.

Al Ing. Martín Fuentes Cruz; por su experiencia y asesoría siempre oportuna.

Al Ing. Martín Hernández que también colaboro con la revisión de esta tesis.

A mis padres Ángela y Joel y mi hermano César que han sido siempre abogados de mi bienestar.

A todas las personas que directa o indirectamente cooperaron en la realización de esta tesis.

INDICE

	Pág.
Capítulo 1 Introducción.	
1.1 Introducción	2
1.2 Objetivos	3
1.4 Estructura de la tesis	3
Capítulo 2 Antecedentes.	
2.1 Instrumentación Doppler Ultrasónica	5
2.2 El efecto Doppler ultrasónico.	7
2.3 Detectores Doppler.	12
2.3.1 Detector de onda continua.	13
2.3.1.1 Detección de la señal Doppler.	16
2.3.1.1.1 Demodulación coherente.	16
2.3.1.1.2 Demodulación no coherente.	18
2.3.1.2 Doppler Bidireccional.	20
2.3.1.2.1 Bloque separador de las señales de flujo sanguíneo.	23
2.3.1.2.2 Modulación en cuadratura.	24
2.3.2 Doppler pulsado.	26
Capítulo 3 Desarrollo e Implementación de un Detector de Flujo Sanguíneo Bidireccional.	
3.1 Introducción.	28
3.2 Transductor.	29

3.3 Oscilador.	30
3.4 Transmisor.	31
3.5 Receptor.	32
3.6 Detector de cuadratura.	34
3.7 Filtros.	35
3.8 Bloque separador de las señales de flujo sanguíneo.	36
3.9 Modulador en cuadratura.	39
 Capítulo 4 Pruebas y Resultados.	
4.1 Pruebas.	43
4.2 Resultados.	44
 Capítulo 5 Conclusiones y Trabajo Futuro.	
5.1 Conclusiones.	48
5.2 Trabajo futuro.	48
 Apéndice A Diagramas Esquemáticos y Circuitos Impresos	
A1. Circuitos transmisor y oscilador maestro	51
A2 Circuitos de recepción, detector de cuadratura y filtros.	53
A3. Circuitos defasador, oscilador y modulador.	55
 Apéndice B Información Técnica de Componentes Electrónicos	
B1 AD603	58
B2 MAX4107	61
B3 MC1495.	64
B4 TUF-3H	68

B5 2N2222	69
B6 TL074	72
B7 TL072	75
B8 7404	78
B9 7474	80
Referencias	
Referencias.	83
Páginas en Internet consultadas.	84

CAPITULO 1
INTRODUCCION

Capítulo 1

INTRODUCCION

1.1 Introducción

El diagnóstico basado en técnicas de ultrasonido es una metodología muy bien establecida y ampliamente utilizada en casi todas las áreas de la medicina. Aunque inicialmente su desarrollo se enfocó en la obstetricia, rápidamente se le encontró aplicaciones importantes en cardiología (31). El uso de instrumentos ultrasónicos, basados en el efecto Doppler, ha permitido extraer información de estructuras en movimiento en el cuerpo humano para producir imágenes y espectros de velocidad, que permiten estimar parámetros de presión y flujo (32). El continuo desarrollo de técnicas ultrasónicas de detección, así como de técnicas de procesamiento de señales e imágenes ha generado un notable incremento en el uso de ultrasonido abriendo nuevas posibilidades y reemplazando otros métodos tales como rayos x, rayos gama, o sondas ópticas a través de venas y arterias (estos métodos se conocen como invasivos) hasta ahora utilizados. Funcionalmente un sistema ultrasónico tiene una arquitectura propia que depende del fabricante. La estructura rígida actual de los equipos comerciales, ha planteado la necesidad de adoptar un enfoque de diseño diferente, el cual se basa en una arquitectura flexible y modular que se puede interfazar a una computadora personal, con la finalidad de obtener un instrumento virtual. Por otro lado la posibilidad de contar con técnicas computacionales basadas en procesadores de alto desempeño, sobre esta plataforma, permite plantear el real desarrollo de sistemas ultrasónicos con una relación costo/beneficio más ventajosa que la de los sistemas comerciales.

El presente trabajo está orientado al diseño y desarrollo de un sistema Doppler ultrasónico que permite detectar la velocidad y dirección del flujo sanguíneo, partiendo de la señal Doppler que se genera al hacer incidir un haz ultrasónico sobre el torrente sanguíneo.

Este trabajo de tesis se realizó en el Departamento de Ingeniería de Sistemas Computacionales y Automatización (DISCA) del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y en Sistemas (IIMAS) de la U.N.A.M., como parte de las actividades de investigación y desarrollo de tecnologías ultrasónicas, que el DISCA-IIMAS-UNAM lleva a cabo, junto con grupos de investigación de siete países iberoamericanos (España, Portugal, Cuba, Brasil, Chile, Argentina y Uruguay), dentro de la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas (RITUL) del Programa de Ciencia y Tecnología para el Desarrollo (CYTED). Las actividades realizadas han contado con apoyo de los proyectos CONACYT-27982A, CONACYT-REDII-7350-858 y PAPIIT-117999.

1.2 Objetivo

El objetivo de la tesis es el diseño y desarrollo de un sistema Doppler ultrasónico bidireccional que permita detectar la velocidad y dirección del flujo sanguíneo, utilizando, una arquitectura modular y abierta, implementada con tecnología propia.

1.3 Estructura de la tesis.

La presente tesis está estructurada en cinco capítulos y dos apéndices.

En el primer capítulo se presenta una introducción general del trabajo, se plantea el objetivo principal y se describe la tesis por capítulos. El capítulo dos por su parte expone los antecedentes necesarios asociados con instrumentación Doppler ultrasónica así como los principios de operación de los sistemas detectores existentes. El capítulo tres presenta el diseño y desarrollo del sistema Doppler ultrasónico desarrollado, describiendo cada uno de los subsistemas electrónicos que lo integran. El capítulo cuatro describe las pruebas realizadas al sistema así como los resultados obtenidos. En el capítulo cinco se exponen las conclusiones de la tesis y se dan recomendaciones de trabajo Futuro. Dos apéndices completan el trabajo, el apéndice A que contiene diagramas esquemáticos y circuitos impresos y el apéndice B que incluye información técnica de los dispositivos electrónicos utilizados en la implementación del sistema.

CAPITULO 2
ANTECEDENTES

Capítulo 2

ANTECEDENTES

2.1 Instrumentación Doppler ultrasónica.

El uso de instrumentación Doppler ultrasónica se inicia en el área de diagnóstico médico con el trabajo de Shiegeo Satomura en la Universidad de Osaka Japón en 1956 (1). Satomura y sus asociados detectaron el movimiento de las paredes del corazón utilizando señales ultrasónicas de 3MHz. Kaneko en 1986 (4) describe de manera detallada la metodología que empleó Satomura y sus colegas para las primeras investigaciones que estos hicieron, utilizando un sistema Doppler de onda continua (13)(14)(15). Estos estudios fueron orientados a la detección del movimiento del corazón, la pulsatibilidad del globo ocular y el flujo por vasos sanguíneos. El trabajo al rededor del sistema vascular indicaba que la sangre que circulaba a través de venas y arterias, podía ser detectada transcutáneamente y que la frecuencia de las ondas de reflexión era proporcional a la velocidad del flujo sanguíneo. Esto ilustró el incremento en las señales Doppler desde la carótida hasta el extremo de las arterias y el potencial para usar esta técnica en la metodología del estudio de la arteroesclerosis.

Los reportes iniciales sobre la señal Doppler ultrasónica se atribuyeron a la turbulencia del flujo sanguíneo. Sin embargo en 1962 Kato mostró que las señales Doppler eran producidas por los glóbulos rojos (5) (6).

Kaneko en 1965 (7) encontró que el análisis espectral provee un mejor medio para el análisis de señales Doppler. Lo que permitió en una demostración, que las señales Doppler, de la arteria carótida de pacientes con arteriosclerosis difieren de las señales obtenidas de sujetos sanos.

En un corto período de tiempo los investigadores japoneses pudieron usar el principio de efecto Doppler en la examinación ultrasónica del corazón y arterias realizando un monitoreo no invasivo y por lo tanto encontrando nuevas aplicaciones clínicas, explicando el mecanismo de detección de flujo sanguíneo, aplicando el análisis espectral del sonido y desarrollando la detección del flujo direccional.

En los Estados Unidos, Dean Franklin, trabajó en el laboratorio de R. F. Rushmer en la Universidad de Washington y utilizó ultrasonido para el estudio dinámico cardiovascular en 1959, en 1961 desarrolló un sistema de detección de flujo sanguíneo (8), Franklin trabajó al lado de los investigadores D. W. Baker y D. E. Strandness Jr.. Baker, un ingeniero, fue altamente productivo en el desarrollo de instrumentos y el puente

entre la investigación y la industria (9). Una oportuna y efectiva transferencia de investigación facilitó el desarrollo y producción de instrumentos que habilitaron clínicas para el uso y descubrimiento de nuevas aplicaciones de dichos instrumentos. Strandness, un cirujano, reconoció el potencial de ultrasonido Doppler en la evolución del nuevo campo de la cirugía vascular. Se convirtió en uno de los primeros investigadores en la clínica médica sobre el campo del ultrasonido, llevando la metodología Doppler a la atención de cirujanos interesados en padecimientos vasculares. La disponibilidad del equipo de onda continua de fácil manejo, provocó el interés inmediato en las aplicaciones clínicas. El uso de estos primeros dispositivos Doppler proporcionó las primeras detecciones del sonido del corazón fetal. La detección del flujo sanguíneo en arterias y venas utilizando instrumentos Doppler ultrasónicos, fue descrito por Strandness (10) (11) (12) que de manera similar a los japoneses, demostró la diferencia entre las venas normales y enfermas por arteroesclerosis. La Universidad de Washington fue altamente productiva en el desarrollo de instrumentación ultrasónica y aplicaciones de Doppler como medio no invasivo de diagnóstico, gracias a su importante labor junto con la industria permitió que los nuevos instrumentos clínicos fueran usados fuera de laboratorios y centros de salud.

El uso de los detectores Doppler para flujo sanguíneo revolucionó la cirugía vascular en los 50's y principios de los 60's, pues los primeros instrumentos como el estetoscopio y otros aparatos para diagnosticar estas enfermedades no eran efectivos para la detección del flujo sanguíneo y como consecuencia no se podía cuantificar el deterioro en las arterias.

Sin embargo una de las mayores limitaciones de los primeros detectores Doppler, es que no podían identificar la localización exacta de los cuerpos reflectores que producían las señales Doppler. La profundidad de un vaso sanguíneo tampoco podía ser determinada, lo cual se complica más debido a que la velocidad de la sangre varía a lo largo de las venas y arterias. Esta problemática dio como resultado el desarrollo de un instrumento Doppler de modo pulsado (1).

A partir de los años 60's, los equipos ultrasónicos han ido evolucionando y satisfaciendo las necesidades de un diagnóstico adecuado, actualmente los equipos más sofisticados, cuentan con un sistema capaz de desplegar en un monitor la anatomía de cualquier órgano humano en 3D, a través de transductores de tecnología "Multi-D Array", los cuales trabajan a diversas frecuencias permitiendo así un amplio margen de resolución (35).

En el departamento de Ingeniería de Sistemas Computacionales y Automatización (DISCA) del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y en Sistemas (IIMAS) de la U.N.A.M. se desarrollan actividades

de investigación en el campo de las tecnologías ultrasónicas, aplicadas a la medicina. Esto es parte de un esfuerzo conjunto con varios países iberoamericanos a través de la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas para desarrollar tecnología propia y accesible, que permita llevar a cabo la implementación de instrumentos ultrasónicos útiles en el diagnóstico no invasivo de padecimientos vasculares (25, 26, 27, 28).

2.2 El efecto Doppler ultrasónico.

El sonido es una forma de onda mecánica longitudinal, es decir, las partículas se mueven en la misma dirección en la que viaja la onda, el sonido se clasifica de acuerdo a la frecuencia con la que se transmite, el oído humano puede captar el sonido en el rango de los 20Hz a 20 KHz.

De los 20 KHz en adelante se denomina ultrasonido. En otras palabras; el ultrasonido son ondas sonoras imperceptibles al oído humano.

Siendo el sonido y el ultrasonido una onda mecánica, contienen los siguientes parámetros:

- *Longitud de onda (λ)* .- Es la distancia que recorre la onda durante un ciclo completo. En los aparatos de ultrasonido, las longitudes de onda por ejemplo para las exploraciones abdominales son del orden de 0.3 mm a 1.5 mm.
- *Velocidad (c)* .- Es la distancia recorrida por la onda en la unidad de tiempo. Esta depende del tipo de material por la que se propaga el sonido.
- *Frecuencia (f)* .- Es el número de ciclos o ondas que se repiten por unidad de tiempo, sus unidades son los hertz (Hz), el recíproco de este parámetro es conocido como periodo "T", que representa el tiempo en que tarda en presentarse una oscilación completa, su unidad es el segundo "s".

Estos tres parámetros están relacionados por la fórmula $c = \lambda f$, la siguiente tabla 2.1 muestra la velocidad del sonido a través de diversos medios.

Cuando se aplica una onda ultrasónica a través de una fuente de sonido para la detección del flujo sanguíneo, nuestros objetivos o receptores serán las células sanguíneas que como es natural están en movimiento constante. Es aquí donde entra el concepto de efecto Doppler.

Material	Velocidad (m/s)
Aire	331
Grasa	1450
Agua	1525
Tejidos blandos corporales (valor medio)	1540
Sangre (valor medio)	1570
Hueso	3380

Tabla 2.1 Velocidad del sonido en diferentes medios

Cuando se tiene una fuente (S) de sonido y un receptor (R) que capte las ondas de sonido, el efecto Doppler se presenta cuando alguna de las dos partes anteriores se mueve una respecto a la otra produciéndose así un incremento o decremento en la frecuencia de recepción.

Para comprender lo anterior, se debe considerar tres casos (fig.2.1); primero supóngase que tanto S como R están en estado estacionario (fig. 2.1a), para este caso tanto la frecuencia de transmisión (f_s) y la frecuencia de recepción (f_r), son las mismas.

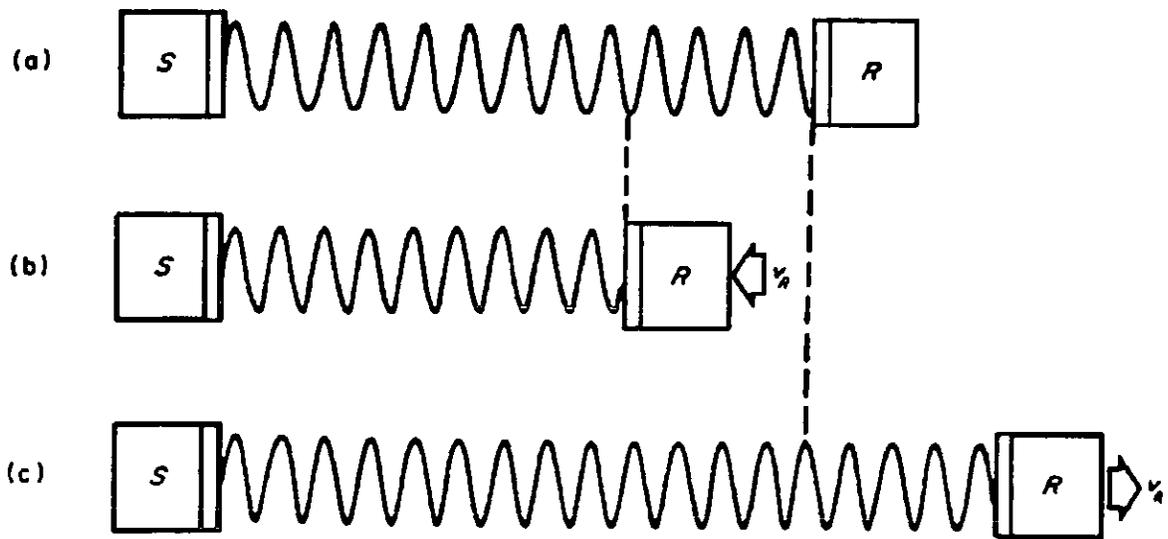


Figura 2.1. - Efecto Doppler causado por el movimiento del receptor (R).

Si el receptor se mueve en la dirección de la fuente (Fig. 2.1b), el número de ondas recibidas por unidad de tiempo es igual al número de ondas transmitidas más el número de picos interceptados dando como resultado más ondas por unidad de tiempo, es decir, la frecuencia f_r se incrementa. Si el receptor se aleja de la fuente (Fig. 2.1c), el número de ondas por unidad de tiempo está por debajo del número de ondas transmitidas por unidad de tiempo y por lo tanto f_r disminuye.

Lo anterior se puede expresar matemáticamente, basándonos en las características de una onda, al moverse el receptor con una velocidad v_r , cuando la fuente emite ondas de sonido a una frecuencia f_s , en un medio donde la velocidad de propagación es c , la distancia recorrida por las ondas es:

$$\lambda_s = \frac{c}{f_s} \quad (2.1)$$

Cuando el receptor se mueve una distancia con velocidad v_r e intercepta un número extra de picos (la frecuencia aumenta), dicho número está dado por:

$$\frac{v_r}{\lambda_s} \quad (2.2)$$

La frecuencia de recepción f_r es igual al número de ondas detectadas por unidad de tiempo más el número extra de ondas interceptadas, la fórmula viene dada por:

$$f_r = f_s + \frac{v_r}{\lambda_s} \quad (2.3)$$

y como $\lambda_s = c/f_s$ entonces:

$$f_r = f_s + \frac{v_r}{c} f_s \quad (2.4)$$

Ahora veamos qué pasa cuando la fuente es la que se mueve con respecto al receptor (Fig.2.2); como se puede ver en la figura, al moverse la fuente, cambia la distancia λ_s que hay entre los picos de la onda.

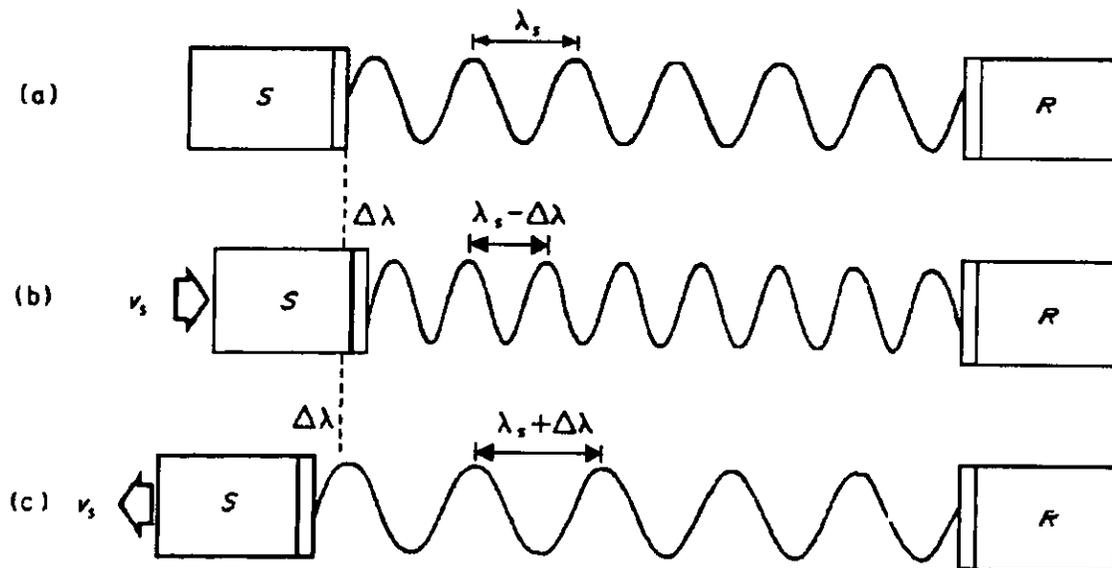


Figura 2.2. - Efecto Doppler causado por el movimiento de la fuente (S)

Cuando S se mueve hacia el receptor una distancia $\Delta\lambda$ (fig. 2.2b) las ondas emitidas por esta tenderán a alcanzar a las ondas que viajan en la misma dirección, dando por resultado que la longitud de onda λ_s sea más pequeña ($\lambda_s - \Delta\lambda$). El receptor en reposo detecta por lo tanto una frecuencia la cual es más grande que la de la fuente.

De manera similar, si la fuente se mueve en sentido contrario a la dirección de la onda (fig. 2.2c), la longitud de onda aumenta ($\lambda_s + \Delta\lambda$) la figura se ve claramente que la frecuencia en el receptor disminuye.

Matemáticamente, si v_s es la velocidad de la fuente en la dirección de la propagación, en un intervalo de tiempo $1/f_s$ entre picos, la fuente se moverá una distancia $\Delta\lambda$ la cual esta dada por:

$$\Delta\lambda = v_s \frac{1}{f_s} \quad (2.5)$$

La longitud de onda λ_r de la onda emitida y que es detectada por el receptor es:

$$\lambda_r = \lambda_s - \Delta\lambda \quad (2.6)$$

la cual puede interpretarse también como:

$$\lambda_r = \frac{c}{f_s} - \frac{v_s}{f_s} \quad (2.6a)$$

por lo tanto, por definición:

$$\lambda_r = \frac{c}{f_r} \quad (2.7)$$

y entonces:

$$f_r = \frac{c}{c - v_s} \cdot f_s \quad (2.8)$$

reduciendo la ecuación (2.8):

$$f_r = \frac{1}{1 - \frac{v_s}{c}} f_s \quad (2.9)$$

si el término v_s/c es muy pequeño y tomando en cuenta la siguiente serie

$$\frac{1}{1-x} = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \dots$$

la ecuación 2.9 se reduce a:

$$f_r = f_s + \frac{v_s}{c} f_s \quad (2.10)$$

la frecuencia Doppler $f_d = f_r - f_s$ esta dada por:

$$f_d = \frac{v_s}{c} f_s \quad (2.11)$$

De esta manera entramos a un punto importante, del cual dependen los equipos de ultrasonido. Cuando se aplica una onda ultrasónica al flujo sanguíneo, el cual esta formado por células las cuales serán tomadas como el receptor o el objetivo de las ondas ultrasónicas de la fuente, se presenta una reflexión de las ondas emitidas al chocar con dichos objetivos.

Cuando esto pasa, el receptor se comporta ahora como una fuente en movimiento cuya frecuencia de emisión es f_r , y estas ondas emitidas a su vez son detectadas por otro receptor estacionario con una frecuencia f'_r (que tiene la misma forma que la ecuación 2.10) dada por:

$$f'_r = f_r + \frac{v_s}{c} f_r \quad (2.12)$$

Sustituyendo la ecuación 2.3 en 2.12:

$$f'_r = f_s + \frac{v_r}{c} f_s + \frac{v_s}{c} \left(f_s + \frac{v_r}{c} \right) \quad (2.13)$$

si $v_r = v_s$ ($=v$), y observando que $v \ll c$ y el termino v/c puede ser omitido, la ecuación 2.13 queda como:

$$f'_r = f_s + \frac{2v}{c} f_s \quad (2.14)$$

Por lo tanto la frecuencia f_d esta dada por:

$$f_d = \frac{2v}{c} f_s \quad (2.15)$$

La ecuación 2.15 describe el eco reflejado en un receptor en movimiento desde la transmisión, todas las ecuaciones anteriores son llamadas "ecuaciones de Doppler básicas". La expresión 2.15 se aplica cuando el haz ultrasónico es perpendicular al flujo de sangre, cuando este sufre una inclinación, debe de multiplicarse por $\cos\theta$, siendo " θ " el ángulo de inclinación entre el haz y el torrente sanguíneo.

Las ecuaciones anteriores pueden ejemplificarse por medio de la figura 2.3.

- a) Campo ultrasónico
- b) Onda transmitida.
- c) Espectro de transmisión.
- d) Señal de recepción.
- e) Espectro de recepción.
- f) Señal Doppler.
- g) Espectro de la señal Doppler

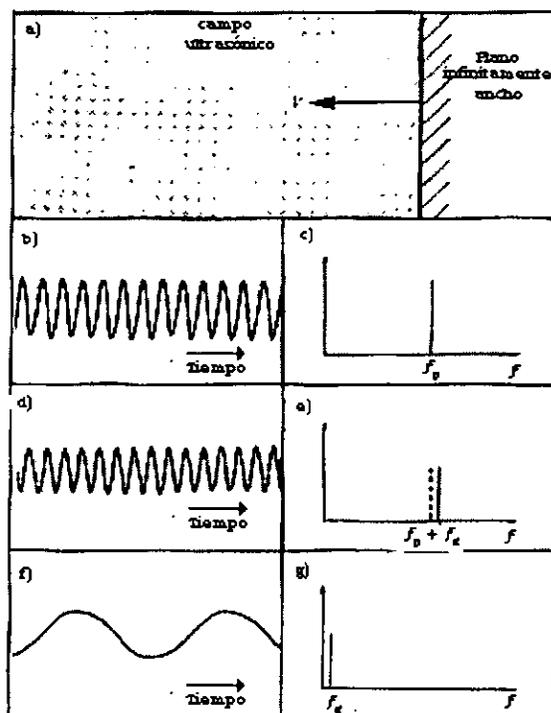


Figura 2.3 Interpretación de las ecuaciones básicas Doppler

Sin embargo, en una situación práctica estas ecuaciones están muy restringidas, pues para que resulten ciertas, el receptor debe de moverse con una velocidad constante dentro de un plano infinitamente ancho a través de un campo ultrasónico a una sola frecuencia.

2.3 Detectores Doppler.

El funcionamiento de los detectores Doppler se basa en el principio del eco. Al transmitir un haz ultrasónico, parte de él se refleja en los diversos obstáculos que se atraviesen en su camino, a esta señal reflejada se le denomina eco, y a los obstáculos por donde se propaga se les denominan interfases.

El medio donde se propaga tiene diversas características, de las más importantes a considerar son la atenuación y la absorción del ultrasonido. En esta aplicación, la atenuación media en los tejidos humanos blandos es de 1 decibelio (dB) por centímetro y por Megahercio, lo que quiere decir que un haz ultrasónico con una frecuencia de 1MHz pierde 1dB de amplitud por cada centímetro que recorre. En esto influyen tres factores principales que son absorción, reflexión y dispersión.

La absorción se presenta cuando la energía del haz ultrasónico es captada o absorbida por el medio en que se propaga. Otra parte del haz ultrasónico se refleja cuando incide sobre distintos objetos, esto es se produce el eco. La otra parte, es dispersada cuando el haz ultrasónico encuentra interfases irregulares y más pequeñas que el diámetro de dicho haz.

Como se dijo anteriormente la reflexión o el eco es la base de los sistemas ultrasónicos, así que examinemos este punto.

La reflexión o el eco se originan cuando el sonido pasa de un elemento de una determinada impedancia acústica a otro elemento con diferente impedancia. La impedancia acústica es la resistencia que presenta un medio a la propagación del sonido. Matemáticamente la impedancia acústica esta dada por el producto de la velocidad del sonido y la densidad del medio por donde se propaga la onda sonora o dicho de otra forma:

$$z = \rho c$$

Donde

z es la impedancia acústica en Rayleigh (R).

ρ la densidad en Kg/m³.

c la velocidad del sonido dada en m/s.

Se considera a la velocidad media de una onda ultrasónica a través de un medio, como un parámetro constante, por lo que z depende de la densidad ρ del medio. Se puede decir por lo tanto que el eco se origina al haber una diferencia de densidades entre diversos medios. En el cuerpo humano las diversas sustancias como la sangre, el agua, bilis, células hepáticas, etc., tienen diferentes densidades como para crear interfases, de aquí la utilidad de los ultrasonidos en medicina.

Un detector Doppler ultrasónico, tiene la misma estructura que un sistema de comunicaciones, es decir, contiene un transmisor, un medio y un receptor. Tanto la parte de transmisión y la de recepción son subsistemas de tipo electrónico, que por el momento se trataran como una caja negra El transductor o cabeza ultrasónica se describe en el siguiente capítulo.

2.3.1 Detector de onda continua.

De los sistemas existentes en la detección de flujo sanguíneo el más sencillo es el de onda continua.

Los elementos básicos de un detector de onda continua (Fig.2.4) son:

- Oscilador.
- Transmisor.
- Transductor para la transmisión.
- Transductor para la recepción.
- Receptor.
- Demodulador.

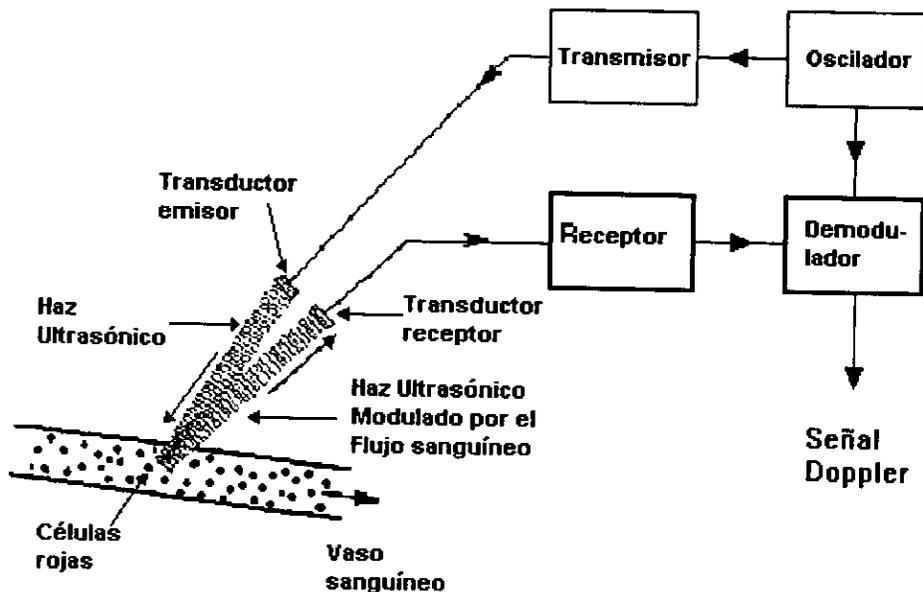


Figura 2.4. - Diagrama a bloques de un detector Doppler de onda continua

El oscilador es una de las partes más importantes para cualquier sistema de ultrasonido (como se verá en el siguiente capítulo), este dispositivo produce una onda de tipo senoidal, la cual es amplificada en transmisor para poder excitar al transductor de transmisión. Al llegar la onda al objetivo (flujo sanguíneo) ésta es reflejada y recibida en el transductor de recepción, esta señal llega atenuada por lo que hay que amplificarla en el receptor. Dicho amplificador es de bajo ruido, la salida del receptor es demodulada. La demodulación involucra dos señales; la onda recibida del receptor y una replica de la onda que será transmitida, para este caso dicha onda sale directamente del oscilador. La salida del demodulador es la señal Doppler f_d .

En la figura 2.5, se observa el efecto de la velocidad (figura 2.5a) en la modulación de la onda reflejada en amplitud (figura 2.5d). Esto es importante porque de ello depende la resolución del dispositivo, según las investigaciones, la velocidad a la que se modula en amplitud a la onda reflejada es inversamente proporcional al ancho del haz ultrasónico (1).

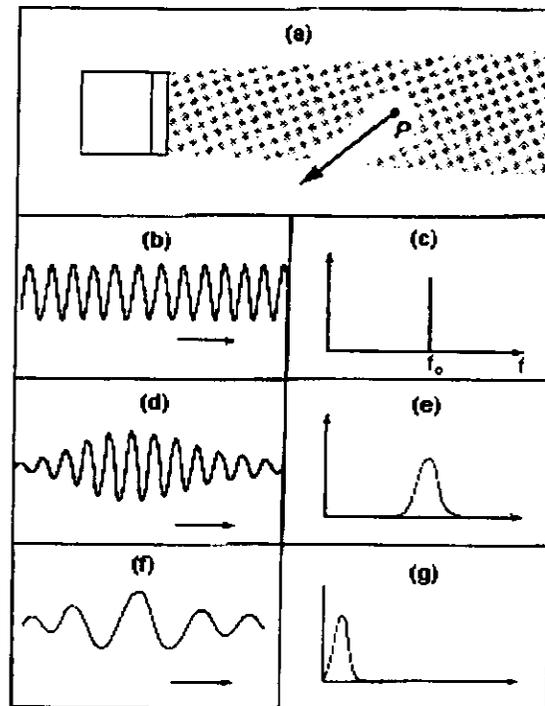


Figura 2.5. - Interpretación de un detector de onda continua; a) Partícula P atravesando el haz ultrasónico; b) Señal transmitida; c) Espectro de la señal transmitida; d) Señal de recepción. e) espectro de la señal recibida; f) Señal Doppler; g) Espectro de la señal Doppler.

Para el caso de un detector de onda continua simple, no se cuenta con la debida resolución que es una de las mayores limitaciones de los primeros detectores Doppler, pues éstos no podían identificar la localización exacta de los cuerpos reflectores que producían las señales Doppler. La profundidad de un vaso sanguíneo no podía ser determinada, lo cual se complica más cuando la velocidad de la sangre varía a lo largo de las venas y arterias.

La resolución es la habilidad de un dispositivo para poder diferenciar dos ecos diferentes y por lo tanto dos estructuras diferentes las cuales están muy cercanas entre sí.

Por lo tanto si un dispositivo no puede diferenciar entre dos substancias con diferente densidad, se origina una mala lectura o interferencia.

2.3.1.1 Detección de la señal Doppler.

Existen diferentes formas de obtener la señal Doppler de flujo sanguíneo, los métodos que a continuación se describen se basan en los modos de demodulación de la señal reflejada.

La modulación es simplemente controlar la forma de transmisión de la onda, es decir, es el proceso de transformar la información de su forma original a una forma más adecuada para su transmisión, esto se logra montando la señal que lleva dicha información sobre una onda portadora. Inversamente la demodulación es el proceso para obtener o extraer la señal que contenga la información de la onda portadora.

En el caso de los detectores de flujo sanguíneo, son los cuerpos móviles en la sangre los que modulan el ultrasonido transmitido en conjunto con elementos estacionarios, cambiando la frecuencia de retorno. Y el propósito de la demodulación es la extracción de la información Doppler dentro de los cambios de frecuencia del eco de retorno.

El eco que retorna al transductor de recepción está constituido de una combinación de componentes en frecuencia. Lo cual es producto de la modulación de los cuerpos móviles así como del ruido, estas señales indeseadas provienen de elementos estacionarios o de poco movimiento. Por lo tanto el ultrasonido de retorno debe de ser considerado como el producto de la portadora modulada por el ruido y la señal Doppler de flujo sanguíneo. La componente de ruido es generalmente más grande que la señal Doppler debido a que el factor v/c es muy pequeño. El éxito en la demodulación Doppler demanda la detección de la pequeña señal Doppler la cual esta por debajo del 1% de la magnitud de la frecuencia transmitida y además esta combinada con la señal de ruido. Esta es la razón por la que el circuito del receptor debe de ser de bajo ruido.

2.3.1.1.1 Demodulación coherente.

Como planteamos anteriormente, debido a que las desviaciones Doppler son muy pequeñas a comparación de la frecuencia ultrasónica, es usualmente poco práctico detectar el desplazamiento Doppler directamente de la portadora recibida, es más fácil comparar la frecuencia del eco de retorno con la frecuencia que fue transmitida.

El principio básico de detección coherente se ilustra en la figura 2.6, en ella se observa que la señal recibida (b) de frecuencia (f_0+f_d) es mezclada por multiplicación electrónica con la señal transmitida (a) de frecuencia f_0 para dar el producto en una onda (c). Donde un filtro paso-bajas remueve las frecuencias alrededor de f_0 y el resultado es (d), que es la señal Doppler (1,19,23 31).

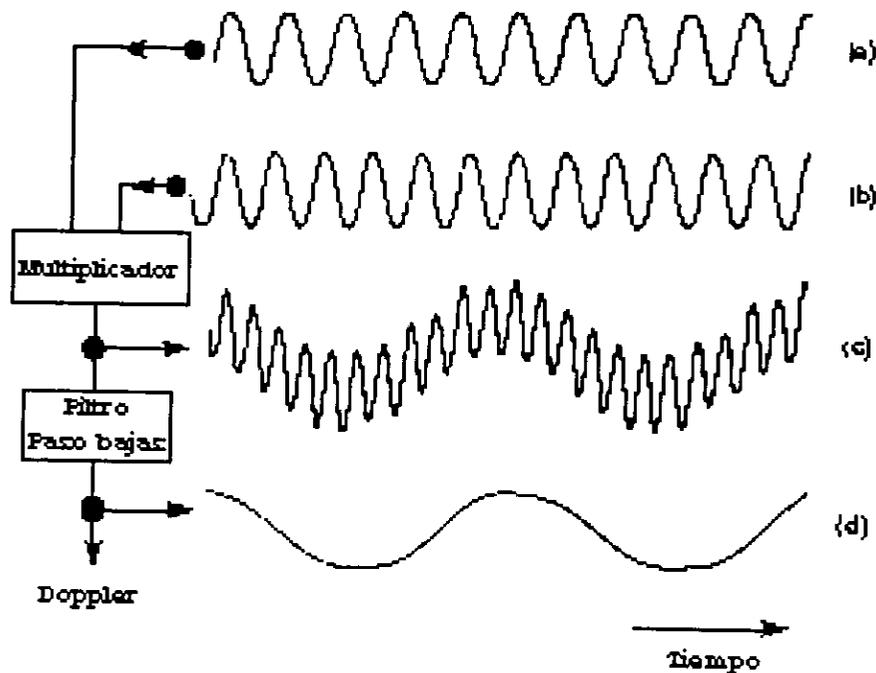


Figura 2.6 Detección coherente; a) Señal transmitida; b) Señal recibida; c) Producto entre la señal a y b; d) Señal Doppler.

Para expresar lo anterior de manera matemática, se define a la señal transmitida por la ecuación:

$$T(t) = \cos \omega_0 t \quad (2.16)$$

donde $\omega_0 = 2\pi f_0$, es la frecuencia angular ultrasónica.

El eco Doppler recibido desde los puntos móviles tiene la forma general:

$$R_d(t) = B \cos(\omega_0 t + \omega_d + \phi_d) \quad (2.17)$$

En tanto que el eco que contiene la señal de ruido dada por los cuerpos en reposo esta dada por:

$$R_c(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_c) \quad (2.18)$$

Donde A y B describen la amplitud del eco y φ_c y φ_d su fase relativa a la onda transmitida en $t=0$. Entonces la frecuencia Doppler $\omega_d (=2\pi f_d)$ es dada por la relación Doppler de:

$$\omega_d = \frac{2v}{c} \omega_0 \quad (2.19)$$

siendo v la velocidad de la sangre en cm/s y c la velocidad del sonido a través de la sangre dada en m/s.

la perturbación y los ecos Doppler combinados linealmente dan la señal recibida $R(t)$:

$$R(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_c) + B \cos(\omega_0 t + \omega_d t + \varphi_d) \quad (2.20)$$

La señal $D(t)$ a la salida del detector será:

$$D(t) = \{A \cos(\omega_d t + \varphi_c) + B \cos(\omega_d t + \omega_d t + \varphi_d)\} \cos(\omega_d t) \quad (2.21)$$

Los componentes de alta frecuencia en la región de $2\omega_0$ son entonces removidos por el filtrado:

$$D_{fil}(t) = \frac{A}{2} \cos \varphi_c + \frac{B}{2} \cos(\omega_d t + \varphi_d) \quad (2.22)$$

El primer término de la ecuación anterior corresponde a la reflexión de la arteria estacionaria ("clutter") y el segundo a la señal Doppler de flujo sanguíneo.

La demodulación coherente elimina la portadora y por tanto desplaza el espectro de la señal hacia la zona de baja frecuencia (banda base) o parte Doppler. Las frecuencias que corresponden a las dos direcciones del flujo no son separadas y caen en la misma zona espectral. Por tanto este método no permite recuperar la información direccional del flujo sanguíneo.

2.3.1.1.2 Demodulación no coherente.

Los principios de la demodulación no coherente para el caso de un detector de onda continua son ilustrados en la figura 2.7

La señal de perturbación (a) es posible que se origine no solo por los objetivos estáticos sino también por la dispersión de energía eléctrica y ultrasónica entre la transmisión continua y los elementos receptores del

transductor. Cualquier cosa puede ser fuente de perturbación, la señal (a) puede ser mayor que la señal (b) de retrodispersión por flujo de la sangre.

Las dos componentes combinadas con los ecos ultrasónicos, para producir el resultado (c) detectado en el receptor, la modulación puede ser producida por las variaciones de amplitud en la señal recibida; esta modulación puede ser extraída por rectificación obtener la señal (d) y limpiada por el filtro paso-bajas en la salida que produce para obtener la señal Doppler (e).

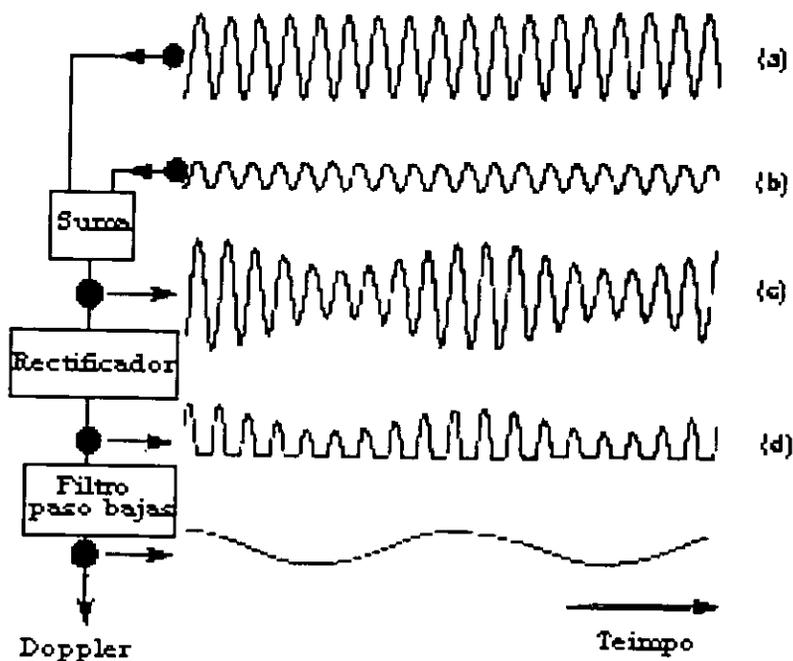


Figura 2.7 Demodulación no coherente; a) Señal de perturbación; b) Señal de retrodispersión; c) Suma de las señales anteriores; d) Rectificación; e) señal Doppler.

La señal (c), en este caso es dada por los fenómenos de interferencia mecánica y por tanto se puede expresar matemáticamente como una suma en vez de una multiplicación como en el caso anterior (1,19,23 31) .

Matemáticamente el desarrollo es similar al de la sección anterior, solo que no se realiza la multiplicación con la portadora y solo es necesario utilizar la expresión 2.20 que contiene la información por suma necesaria, es decir la superposición no coherente (como vemos, el sistema coherente lleva implícito además el no coherente). La expresión puede ser llevada a:

$$R(t) = \left[A + B \sin(\omega_d t + \varphi_d) \right] \cos \left[\omega_c t + \tan^{-1} \left(\frac{B}{A} \cos(\omega_d t + \varphi_d) \right) \right] \quad (2.22)$$

Si asumimos que B es menor que A, lo cual es cierto en la practica nos queda:

$$R(t) = [A + B \sin(\omega_d t + \varphi_d)] \cos(\omega_o t) \quad (2.23)$$

De donde tenemos que estamos ante la presencia de una portadora con frecuencia ω_o modulada en amplitud por la frecuencia Doppler. De lo anterior vemos que un simple detector de AM, es decir, un proceso de rectificación junto a un filtrado sirve para obtener la envolvente Doppler.

Tal como en el caso coherente no existe la posibilidad de separar la dirección del flujo.

2.3.1.2 Doppler Bidireccional.

Este es un método útil clínicamente para monitorear no solo la velocidad de la sangre sino también su dirección del flujo. Esto es, si

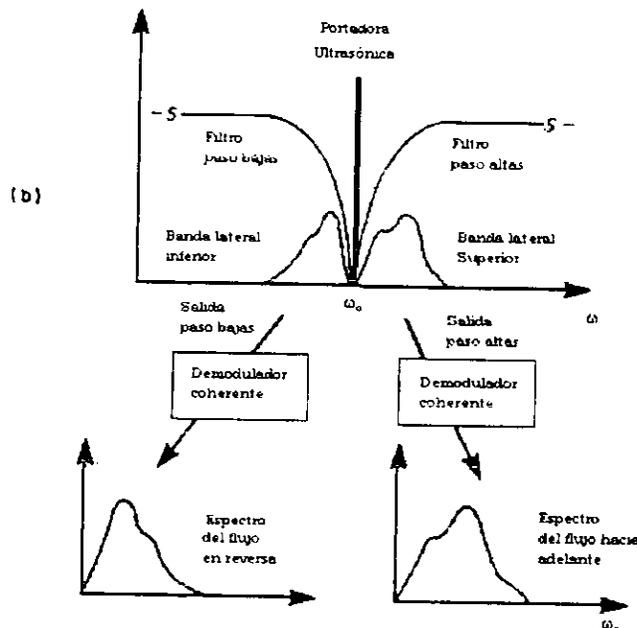
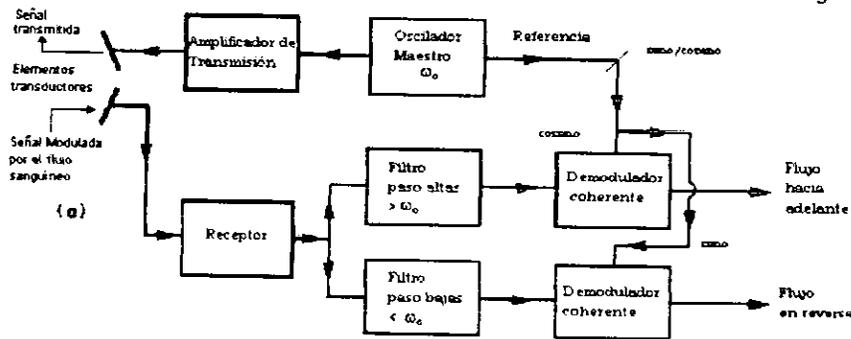


Figura 2.8 Filtrado de banda lateral única; a) Configuración básica; b) Espectro de salida.

los receptores móviles se acercan o se alejan del transductor, sin embargo se ha visto que las técnicas de demodulación sencillas destruyen la información de dirección para ambas bandas superior e inferior de la frecuencia Doppler alrededor de la portadora en la misma región de la banda de paso, las técnicas para la separación de la información de la portadora es un problema que se encuentra comúnmente en los sistemas de comunicaciones, y se han logrado adaptar para la demodulación bidireccional de la señal Doppler del flujo sanguíneo.

Existen varias variantes para realizar la detección bidireccional, algunos de estos se basan en el empleo de filtros paso altas y paso bajas. Los cuales deben separar los espectros a ambos lados de la portadora ultrasónica. (Fig. 2.8b) Este sistema sin embargo es complicado pues es difícil diseñar filtros con tales características de no cruzarse en las frecuencias de corte junto al hecho de tener una pendiente muy abrupta en la frecuencia de corte.

Una solución es realizar la detección por cuadratura, la cual es una adaptación de los métodos empleados en la detección de banda lateral única (SSB) (1) (16). En la Fig. 2.9 se observa un esquema simplificado de este sistema. Un oscilador de frecuencia f_0 se aplica sobre el transmisor y una copia de su señal es mezclada con otra obtenida en cuadratura a través de un mezclador (Mixer), la salida se aplica a dos detectores coherentes en paralelo que utilizan la misma señal de RF que viene del receptor. La aplicación de filtros pasa banda se realiza de forma similar y mediante un proceso de detección se obtienen las señales por dos canales. A continuación se describen los aspectos matemáticos de este método así como detalles del proceso de detección.

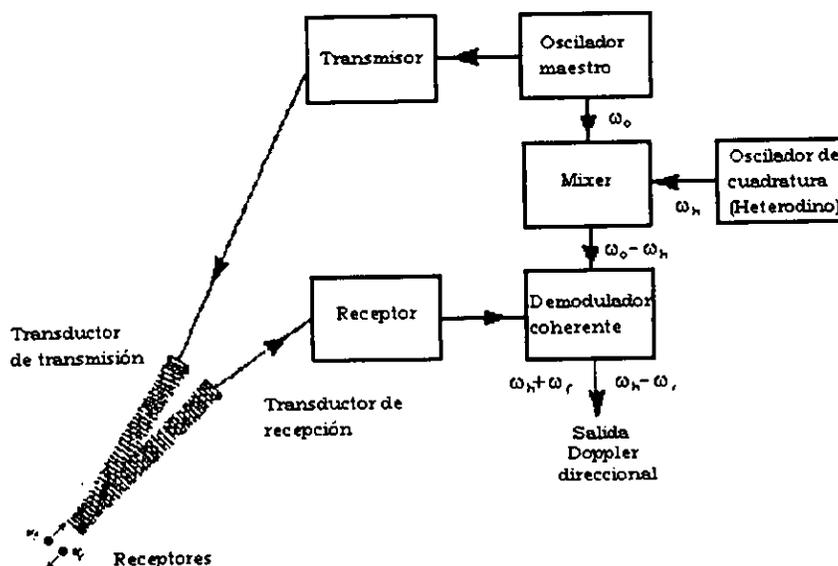


Figura 2.9 demodulador en cuadratura (Heterodino).

El desarrollo es similar al de demodulación coherente sencillo, en este caso la señal recibida se puede expresar de la siguiente manera:

$$R(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_c) + B \cos(\omega_0 t + \omega_f t + \varphi_f) + B \cos(\omega_0 t - \omega_r t + \varphi_r) \quad (2.25)$$

En este caso la señal se ha separado explícitamente en tres componentes que representan la señal de la portadora ω_0 , la señal del flujo directo ω_f y la de flujo inverso ω_r . De igual forma se definen las amplitudes B de cada una de estas partes.

Siguiendo un proceso similar al caso coherente sencillo, donde en este caso multiplicamos la señal anterior en forma separada por seno y coseno y realizando el proceso de filtraje para eliminar las componentes de alta frecuencia, se obtiene un par de señales D (Directa) y Q (cuadratura) que viene dadas por las expresiones:

$$D(t) = \frac{1}{2} [A \cos(\varphi_c) + B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f) + B_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)] \quad (2.26)$$

$$Q(t) = -\frac{1}{2} [A \sin(\varphi_c) + B_f \sin(\omega_f t + \varphi_f) - B_r \sin(\omega_r t + \varphi_r)] \quad (2.27)$$

Las cuales pueden expresarse además como:

$$D(t) = \frac{1}{2} \overbrace{B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f)}^{\text{flujo hacia delante}} + \frac{1}{2} \overbrace{B_r \cos(\omega_r t - \varphi_r)}^{\text{flujo hacia atras}} \quad (2.28)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2} B_f \cos\left(\omega_f t + \varphi_f - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} B_r \cos\left(\omega_r t - \varphi_r + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.29)$$

De estas expresiones, vemos que si bien las señales D y Q todavía no están separadas según la dirección de los flujos, presentan un desfase de $\pi/2$ entre las mismas. Estas señales pueden entonces ser procesadas para extraer las informaciones direccionales en ellas y para esto se han desarrollado varios métodos, dos de los cuales describiremos a continuación y que fueron utilizados en el presente trabajo de tesis.

2.3.1.2.1 Bloque separador de las señales de flujo sanguíneo.

En la Fig. 2.10 se muestra un esquema de este tipo de procesamiento.

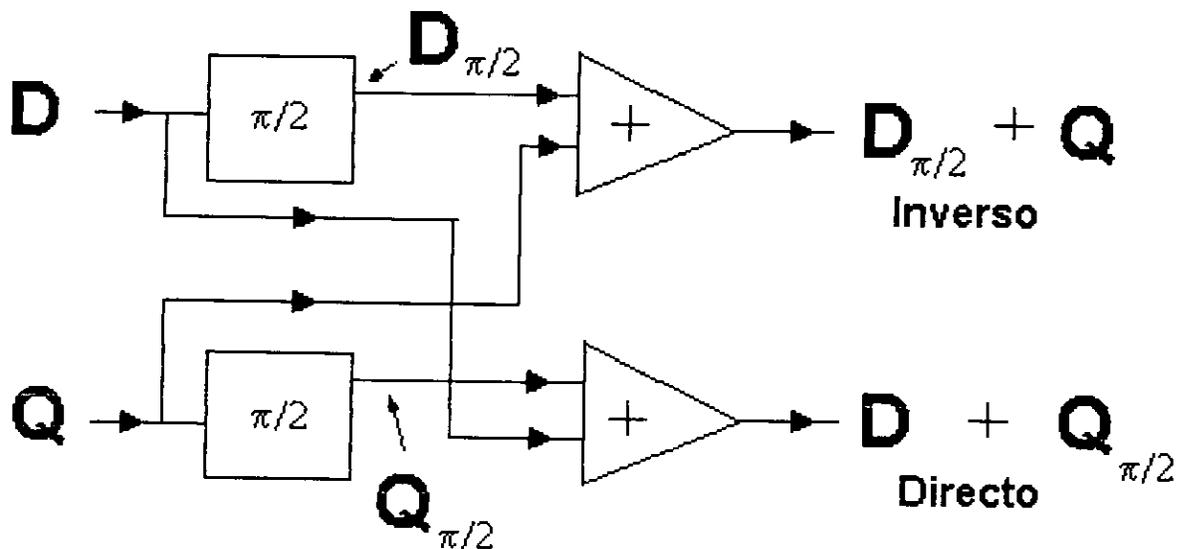


Figura 2.10 Diagrama a bloques del circuito defasador $\pi/2$.

Matemáticamente el proceso se describe de la siguiente forma. Aplicando el defasador de $\pi/2$ a la señal directa, lo cual corresponde a la rama superior de la figura anterior, nos queda:

$$D_{\pi/2}(t) = \frac{1}{2} B_f \cos\left(\omega_f t + \varphi_f + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{2} B_r \cos\left(\omega_r t - \varphi_r + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.30)$$

de igual forma para la señal Q:

$$Q_{\pi/2}(t) = \frac{1}{2} B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f) + \frac{1}{2} B_r \cos(\omega_r t - \varphi_r + \pi) \quad (2.31)$$

Realizando la operación de suma de la rama superior de la figura 2.10, nos queda:

$$D(t) + Q_{\pi/2}(t) = \frac{1}{2} B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f) + \frac{1}{2} B_r \cos(\omega_r t - \varphi_r) + \frac{1}{2} B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f) + \frac{1}{2} B_r \cos(\omega_r t - \varphi_r + \pi) = B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f) \quad (2.32)$$

De igual forma para la rama inferior:

$$D_{\pi/2} + Q = \frac{1}{2} B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2} B_r \cos(\omega_r t - \varphi_r + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2} B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f - \frac{\pi}{2}) +$$

$$\frac{1}{2} B_r \cos(\omega_r t - \varphi_r + \frac{\pi}{2}) = B_r \cos(\omega_r t + \varphi_r + \frac{\pi}{2})$$

(2.33)

Las expresiones anteriores, nos dan los flujos directo e inverso, los cuales pueden ser aplicados a sistemas de amplificación de potencia para ser escuchados en bocinas. Esto permite al médico escuchar por cada canal los flujos separados, lo cual es de gran utilidad. Sin embargo, presenta problemas para el procesamiento de señales mediante transformada de Fourier, información que el médico necesita. Para esto es necesario presentar un solo canal con toda la información, para lo cual se vuelve hacer una mezcla con una portadora arbitraria (ubicada en los 3KHz). Esto se explica a detalle en la próxima sección.

2.3.1.2.2 Modulación en cuadratura.

Una de los problemas de comunicación es llevar dos informaciones de ancho de banda conocido sobre una misma portadora. Para esto se realiza un método de modular mediante dos señales senoidales en cuadratura en el rango audible. Esta frecuencia se plantea sobre los 3KHz, de tal forma que en el rango desde 0 a 3KHz, se coloca el flujo inverso, el cual tiene una banda que ocupa perfectamente ese espacio de frecuencia, y por en cima se coloca el flujo directo. Esto evidentemente es una condición médica acorde a la fisiología del cuerpo humano, en la cual se tiene que los flujos directos son mayores que los inversos, ya que sino sería incompatible con la vida. Para que esto sea verdad hay que colocar siempre el transductor con una inclinación favorable hacia el flujo directo.

En la Fig. 2.11 se muestra el proceso de modulación en cuadratura con una portadora de audio ($f_p = 3\text{KHz}$).

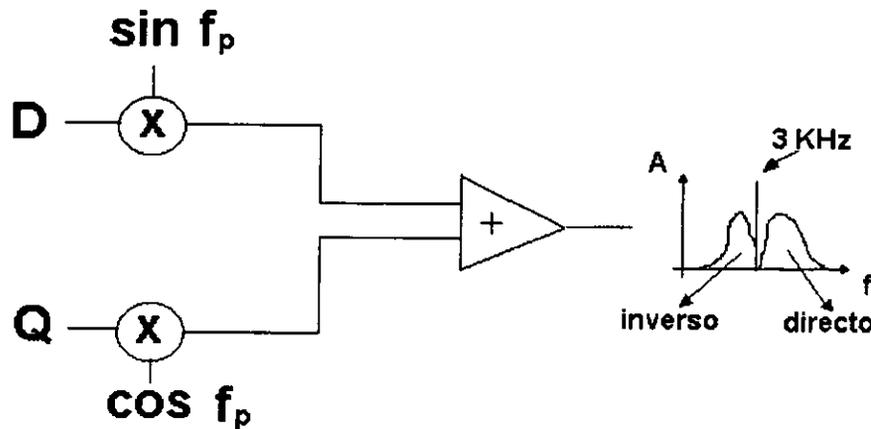


Figura 11 Diagrama a bloques del circuito para la modulación en cuadratura.

En la figura anterior se observa que a la salida se tiene el espectro donde los flujos directos e inversos son bandas laterales de la portadora de 3KHz. Matemáticamente el canal D y el canal Q se multiplican por seno y coseno de f_p respectivamente. Usando las ecuaciones 2.26 y 2.27, las salidas de estos multiplicadores puede ser expresadas por:

$$D_s(t) = \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} &A \cos(\varphi_c) \sin(\omega_p t) + B_f \cos(\omega_f t + \varphi_f) \sin(\omega_p t) \\ &+ B_r \cos(\omega_f t - \varphi_r) \sin(\omega_p t) \end{aligned} \right] \quad (2.34)$$

$$Q_c(t) = \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} &A \text{sen} \varphi_c \cos(\omega_p t) + B_f \sin(\omega_f t + \varphi_f) \cos(\omega_p t) \\ &- B_r \text{sen}(\omega_f t - \varphi_r) \cos(\omega_p t) \end{aligned} \right] \quad (2.35)$$

Sumando las salidas se obtiene:

$$D_s(t) + Q_c(t) = \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} &A(\text{sen} \omega_p t \cos \varphi_c + \cos \omega_p t \text{sen} \varphi_c) + \\ &B_f [\text{sen} \omega_p t \cos(\omega_f t + \varphi_f) + \cos(\omega_f t) \text{sen}(\omega_f t + \varphi_f)] + \\ &B_r [\text{sen} \omega_p t \cos(\omega_f t - \varphi_r) - \cos(\omega_p t) \text{sen}(\omega_f t - \varphi_r)] \end{aligned} \right] \quad (2.36)$$

y mediante transformaciones trigonométricas se obtiene la siguiente expresión final:

$$D_s(t) + Q_c(t) = A \text{sen}(\omega_p t + \varphi_c) + B_f \text{sen}[(\omega_p + \omega_f)t + \varphi_f] + B_r \text{sen}[(\omega_p - \omega_r)t + \varphi_r] \quad (2.37)$$

Como se observa el flujo directo e inverso están a ambos lados de la portadora. Es conveniente señalar que en todas estas demostraciones, desde el comienzo de este capítulo se ha hecho uso del hecho de que hemos considerado señales puras reflejadas dadas por una sola frecuencia y no por un espectro como ocurre en la realidad. Esto no resta formalidad a las expresiones antes dadas ya que utilizaríamos integrales que no es más que aplicar un concepto de superposición de las distintas frecuencias espectrales.

2.3.2 Doppler pulsado.

El mayor limitante de los instrumentos de onda continua es que no pueden separar las señales de dos o más vasos sanguíneos en el haz y no hay separación de señales en diferentes partes del mismo vaso sanguíneo. Para esto se desarrollaron los sistemas de detección en modo pulsado, los cuales permiten discriminar vasos a diferentes profundidades. En este caso, un solo transductor es usado como transmisor y también como receptor. Este sistema no será discutido en el presente trabajo, pero vale la pena destacar que si bien permite analizar diferentes vasos en forma separada, tiene limitaciones en la velocidad máxima a resolver, pues utilizan el teorema del muestreo y presentaran por tanto la limitación impuesta por la frecuencia de Nyquist.

CAPITULO 3

DESARROLLO E IMPLEMENTACION DE UN DETECTOR DE FLUJO SANGUINEO BIDIRECCIONAL

Capítulo 3

DESARROLLO E IMPLEMENTACION DE UN DETECTOR DE FLUJO SANGUINEO BIDIRECCIONAL

3.1 Introducción

El sistema que se diseñó es un detector de onda continua bidireccional, es decir, además de ser capaz de proporcionarnos la información de velocidad, también obtenemos la dirección del flujo sanguíneo, utilizando la técnica de modulación por cuadratura, esta información puede ser captada auditiva y visualmente en una PC, es decir, se logra adaptarlo a un ambiente multimedia.

En este capítulo se describe el sistema diseñado, así como las consideraciones técnicas para su diseño, selección de componentes, diseño del sistema y eficiencia del mismo.

Para facilitar la descripción del sistema se hace una separación a manera de bloques como se observa en la figura 3.1.

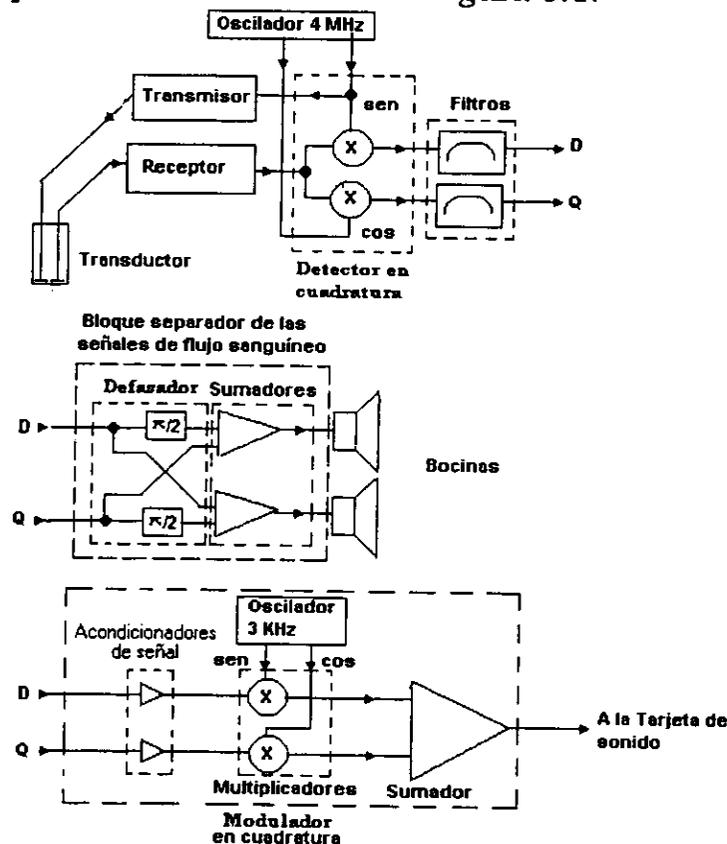


Fig. 3.1 Diagrama a bloques del sistema bidireccional desarrollado.

En la figura 3.1, los bloques del sistema desarrollado pueden resumirse como:

1. Transductor
2. Oscilador
3. Transmisor
4. Receptor
5. Detector de cuadratura
6. Filtros
7. Bloque separador de las señales de flujo sanguíneo.
8. Modulador en cuadratura.

3.2 Transductor.

El transductor desarrollado para este trabajo consta de dos cerámicas piezoeléctricas cortadas en forma de D, y pegadas a una capa de plástico del tipo $\lambda/2$ como se observa en la figura 3.2. Estas cerámicas son del tipo PZT-5, (Zirconato, Titanato de Plomo) dopadas con Lantano, un componente que permite obtener cerámicas de alta constante dieléctrica, necesaria para el acople de impedancia con la línea de transmisión dadas en los cables coaxiales que conectan el sensor al equipo.

Este transductor presenta una frecuencia de resonancia sobre los 4MHz, la cual se ajusta en el equipo tanto en el oscilador principal, como en los transformadores de entrada y salida del transmisor y receptor respectivamente. Este ajuste se realiza colocando un osciloscopio a la salida de la primera etapa de amplificación y buscando un máximo, dentro de los tres ajustes antes mencionados.

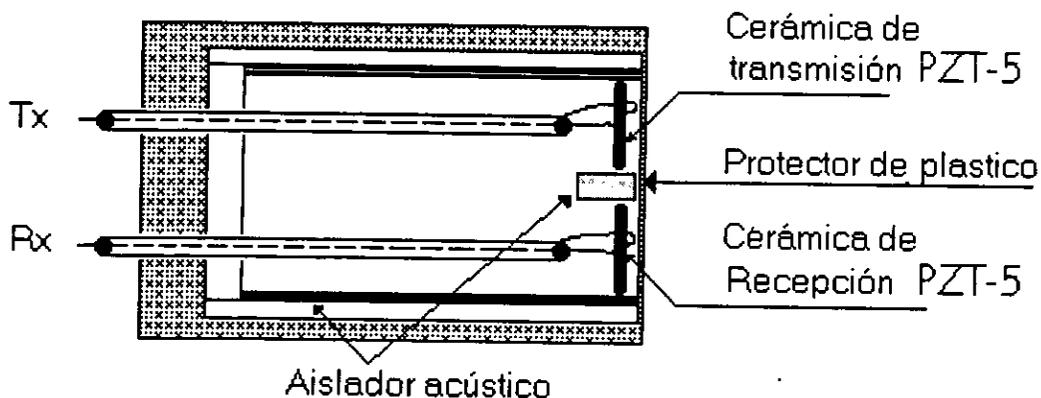


Figura 3.2 Sección del transductor

3.3 Oscilador

El oscilador, es una parte muy importante dentro del sistema en estudio, tiene la característica de ser autosuficiente, es decir, no requiere de una señal externa para operar que no sea un voltaje de alimentación, esto hace que los cambios o fluctuaciones que produce sean constantes y repetitivos, en la figura 3.3 se muestra el esquema del circuito oscilador maestro, está diseñado para generar una señal con una frecuencia 4 veces la frecuencia de operación del sensor. Esto se realiza por la necesidad de generar dos señales desfasadas en 90° , o señales en cuadratura. Incluye una inductancia variable y dos capacitores que permiten realizar el ajuste de la frecuencia de acuerdo al punto de resonancia de la cerámica piezoeléctrica del transductor, consta también de circuitos inversores, los cuales mantienen la oscilación; con ésto, el oscilador cumple con los requisitos para su funcionamiento.

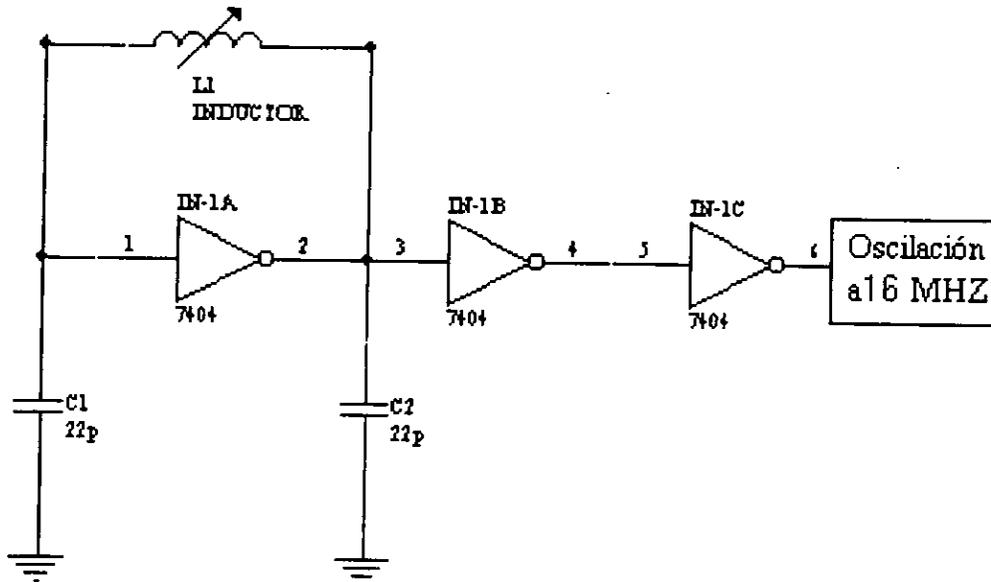


Figura 3.3 Oscilador maestro.

Los circuitos "flip-flop" tipo D 74HC74, son utilizados para hacer dos divisiones de 2MHz cada una, de la señal del oscilador maestro (figura 3.4), con la particularidad de que la salida se encuentra en cuadratura (señales seno y coseno). Una de estas señales se utiliza en el transmisor y ambas se llevan a los mezcladores del detector de cuadratura (véase receptor).

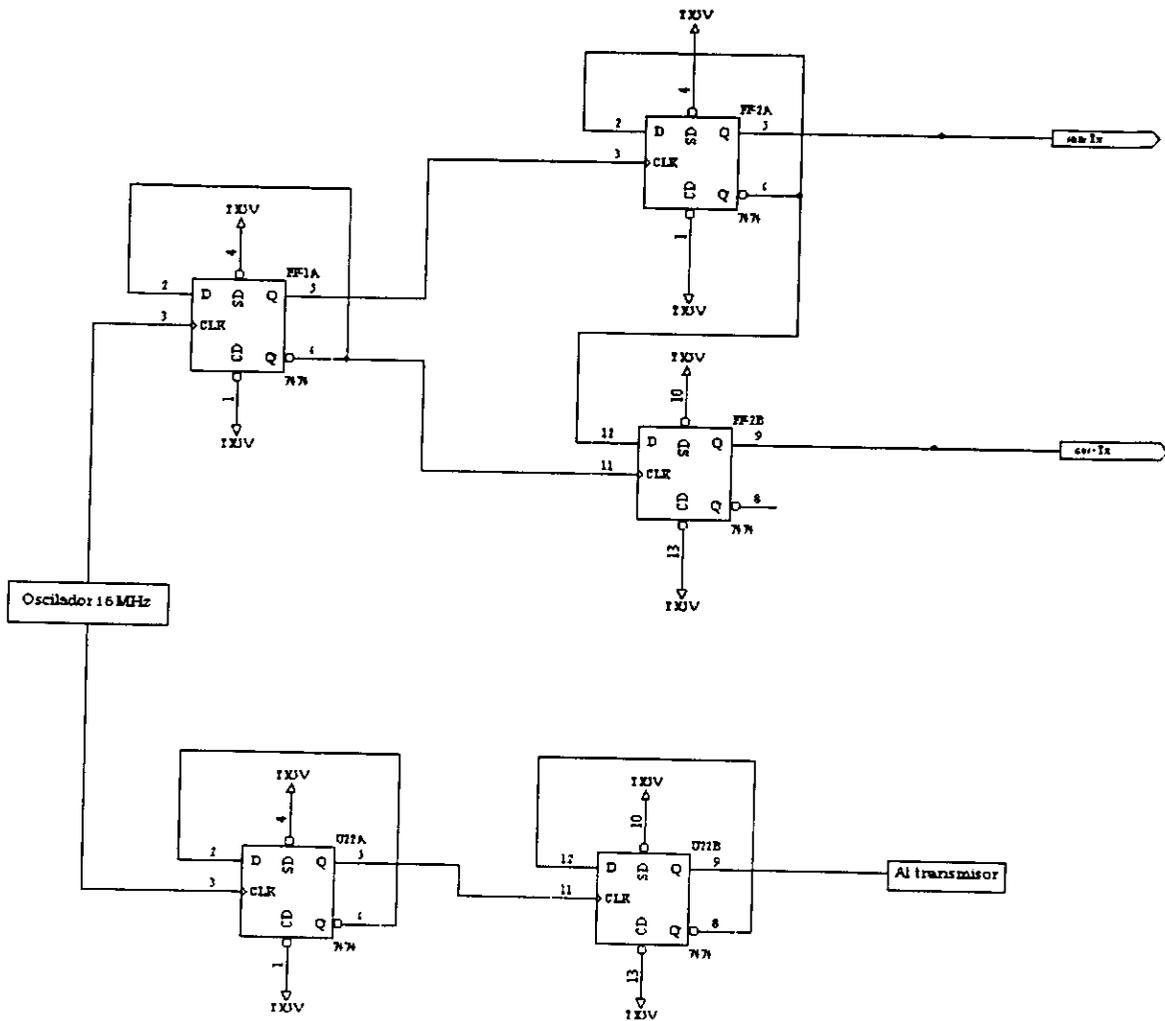


Figura 3.4 Divisores de frecuencia.

3.4 Transmisor.

El circuito del transmisor se muestra en la figura 3.5, dicho circuito es un amplificador tipo C (32), con un circuito tanque (embobinado L1) como sintonizador que debe ser ajustado a la frecuencia de operación del transductor. Este tipo de amplificador se selecciona porque podemos excitarlo con una señal cuadrada y él entrega una señal senoidal amplificando únicamente la señal de sintonía. Este tanque sintonizado se encuentra en el primario de un transformador cuya salida se aplica a la

se aplica a la cerámica transmisora. La reducción de vueltas en el secundario es para asegurar un nivel de voltaje sobre 5V pico a pico. Esto se requiere para cumplir normas de seguridad médica, dada por una restricción del orden de $10\text{mW}/\text{cm}^2$ de la intensidad máxima acústica radiada en el cuerpo humano (20). El voltaje de excitación puede regularse a partir del potenciómetro R7. El sistema cuenta con dos transmisores a frecuencias de 4MHz y 8MHz, para ambos casos, el circuito es el mismo, cambiando solo la frecuencia de operación.

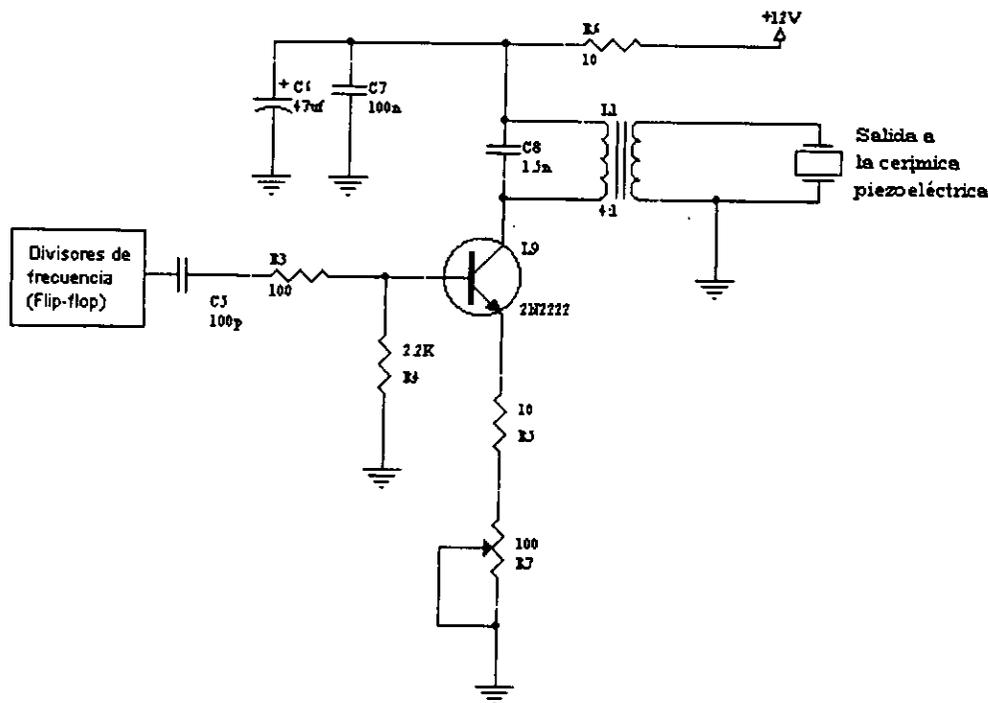


Figura 3.5 Circuito Transmisor a 4MHz.

3.5 Receptor.

Para que un receptor sea eficiente, debe cumplir con los siguientes parámetros:

- Selectividad.
- Mejora del ancho de banda.
- La sensibilidad.
- Rango dinámico.
- Fidelidad.
- Pérdida por inserción.

Para cumplir con las características antes mencionadas, el receptor (figura 3.6) cuenta con dos etapas en cascada con una amplificación total

de 40 dB o 100 veces. La primera etapa forma el MAX4107 de la Maxim, un operacional de alta frecuencia y bajo ruido, cuya entrada presenta un transformador T₁. La relación de vueltas está ajustada a los niveles de voltajes típicos de esta señal, que es del orden de mV's, el amplificador tiene un rango dinámico, un rango dinámico bajo causa distorsión de intermodulación severa de las señales de entrada más débiles.

La segunda etapa lo forma un Amplificador programable de 0 - 40dB de la Analog Devices, el AD603 que presenta la posibilidad de ajuste de la ganancia a través de las posiciones G+ y G-, lo que permite tener una ganancia uniforme evitando así la distorsión por amplitud, también permite poder controlar en un futuro la ganancia mediante una PC o incluir en el diseño un AGC, o sea una ganancia controlada según la profundidad de penetración del ultrasonido en el cuerpo humano. Como el diseño fue realizado para aplicaciones en vasos periféricos, no fue necesaria este ajuste, aunque es posible en futuras aplicaciones.

Ambas componentes son de montaje superficial y para obtener el menor ruido posible se utiliza condensadores cerámicos de montaje superficial y se realiza un diseño de impreso de acuerdo a las especificaciones del fabricante, tales como colocar los condensadores de desacoplo de fuentes, lo más cercano posible a los circuitos integrados. Ambas etapas se cubren por una "jaula de Faraday" para evitar interferencias y mejorar la relación señal a ruido (S/N).

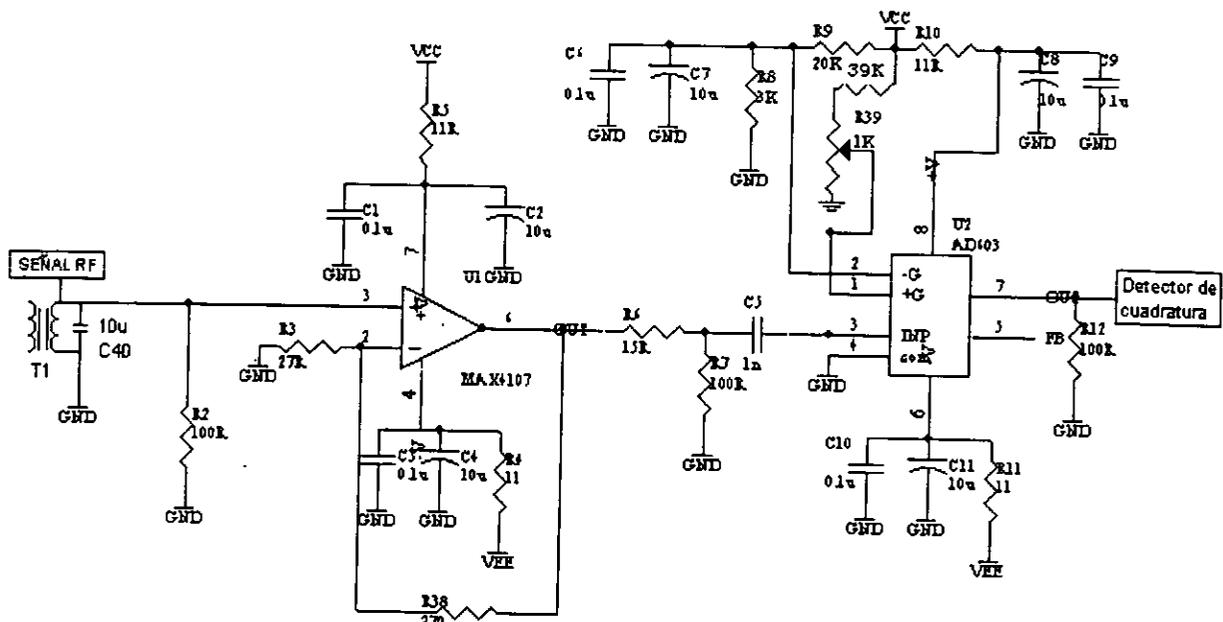


Figura 3.6 Circuito de recepción; V_{CC} = 5V, V_{EE} = -5V.

3.6 Detector de cuadratura.

Esta etapa mostrada en la figura 3.7, está acoplada al circuito del receptor de la figura 3.6, la demodulación en cuadratura se realiza mediante dos mezcladores trabajando en régimen coherente a partir de las señales en cuadratura seno y coseno, las cuales se obtienen de la etapa de oscilación vista anteriormente (divisores de frecuencia).

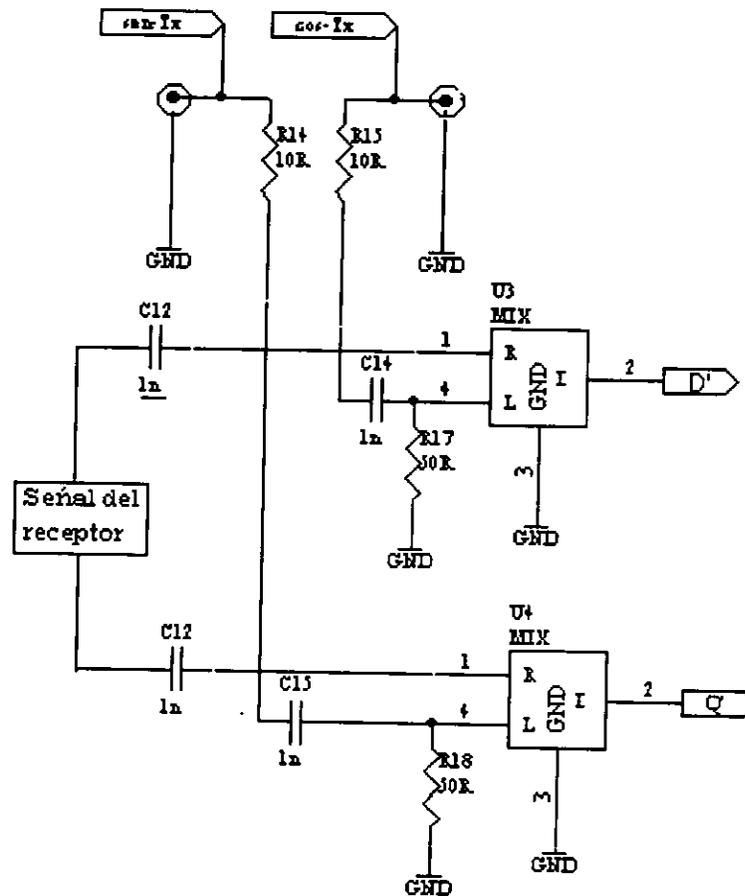


Figura 3.7 Detector en cuadratura.

Para esto se utilizó el Mezclador (MIX) de frecuencia TUF-3H de Minicircuits, el cual está formado internamente por un puente de diodos y transformadores tal como se muestra en la Fig. 3.8. Utilizando las características no lineales de los diodos es posible realizar esta mezcla por multiplicación. Este mezclador se ajusta para que las entradas sean de 17dBm y 14dBm respectivamente en las entradas L y R. Como se especifica, las entradas están desbalanceadas en amplitud, lo cual es típico de este mezclador. Las salidas obtenidas D' y Q' se aplican a las etapas de filtros.

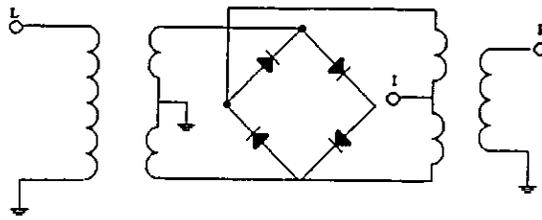


Figura 3.8 Circuito eléctrico del mezclador TUF-3H

3.7 Filtros.

Para reducir el "clutter" (baja frecuencia) así como la alta frecuencia y obtener la señal Doppler de flujo sanguíneo, dos etapas paralelas de filtros con respuesta Butterworth fueron diseñadas para las señales D y Q (Figura 3.9). Estos filtros pasa banda tiene sus limites entre 75Hz y 13KHz, lo cual corresponde a las velocidades del flujo sanguíneo entre 1.4cm/s y 243cm/s (19), de acuerdo a la fórmula Doppler; asumiendo $\theta = 90^\circ$, $c = 1500\text{m/s}$ y $f_0 = 4\text{MHz}$. Estas velocidades son típicas en el cuerpo humano tanto sano como enfermo. Los filtros son del tipo "Ganancia Unitaria" cuarto orden, los cuales están formados por dos filtros en cascada de segundo orden acorde a los dos polos que presentan. En la figura 3.9 se presentan estos filtros, se observan dos etapas pasa bajo y dos etapas paso alto, en cada una de las ramas D y Q. Como es típico de este orden de filtros le corresponde una caída de 24 dB por octava en la zona de corte. Los amplificadores a la salida de los filtros, mantienen la fase de la señal y la amplifica, el primero es un seguidor unitario, que actúa como buffer y el segundo un amplificador no inversor.

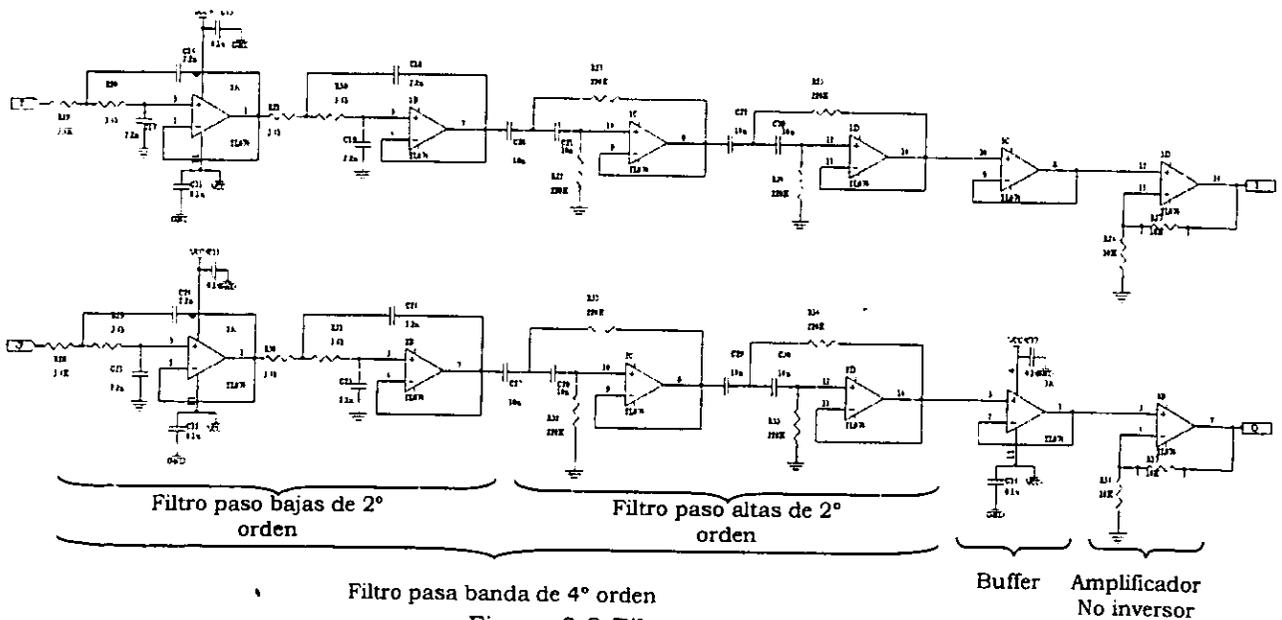
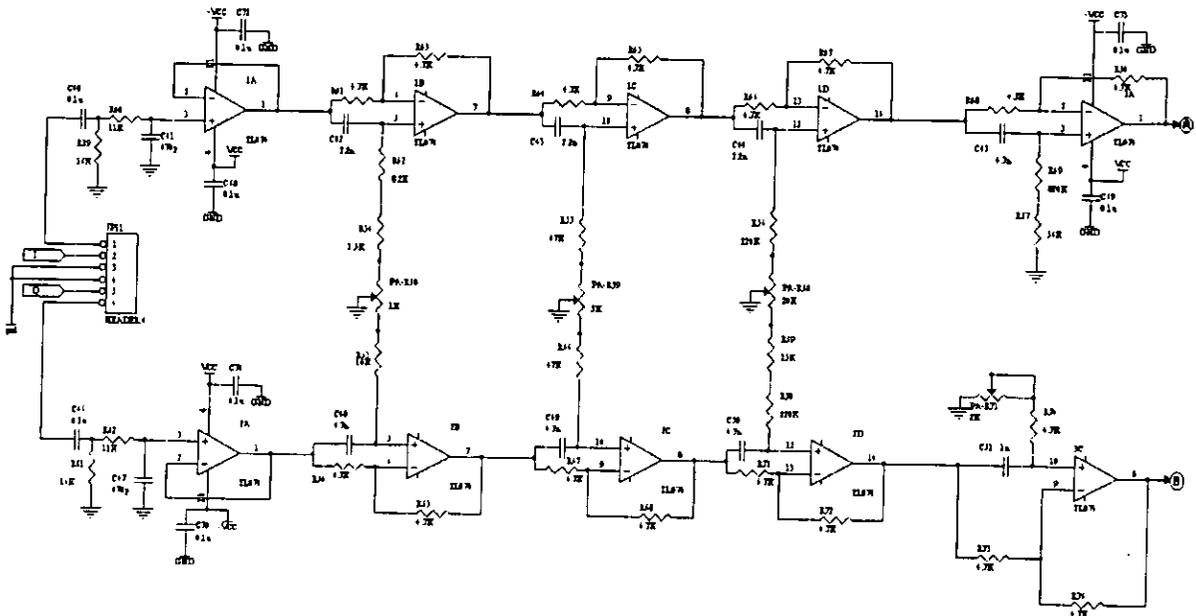


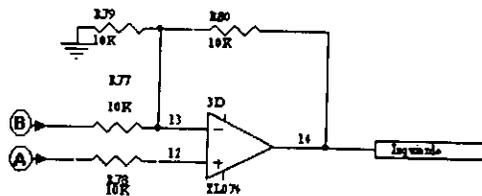
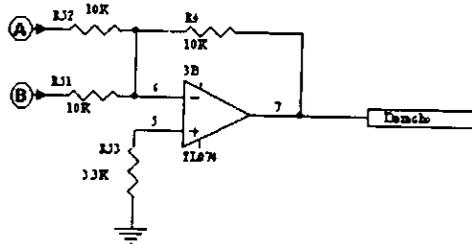
Figura 3.9 Filtros pasa banda.

3.8 Bloque separador de las señales de flujo sanguíneo.

El bloque lo conforman una red de defasamiento y dos sumadores. La red de defasamiento tiene como finalidad realizar un procesamiento en el dominio de la fase (figura 3.10a).



(a)



(b)

Figura 3.10 Bloque separador de los flujos directo e inverso; a) Circuito defasador $\pi/2$; b) Sumadores.

En este caso las señales D y Q son aplicadas a una serie de 5 circuitos activos con entrada diferencial, cada uno de los cuales aplica un defasamiento de $\pi/2$ entre las dos señales. El diseño de este sistema es descrito por Bedrosian (17). La salida de estos defasadores se aplica a dos operacionales que realiza la suma y resta de las señales (fig. 3.10b), cuyos resultados corresponden a los flujos directos e inverso.

El ajuste de este sistema se realiza por medio de dos circuitos auxiliares, descritos en la figura 3.11.

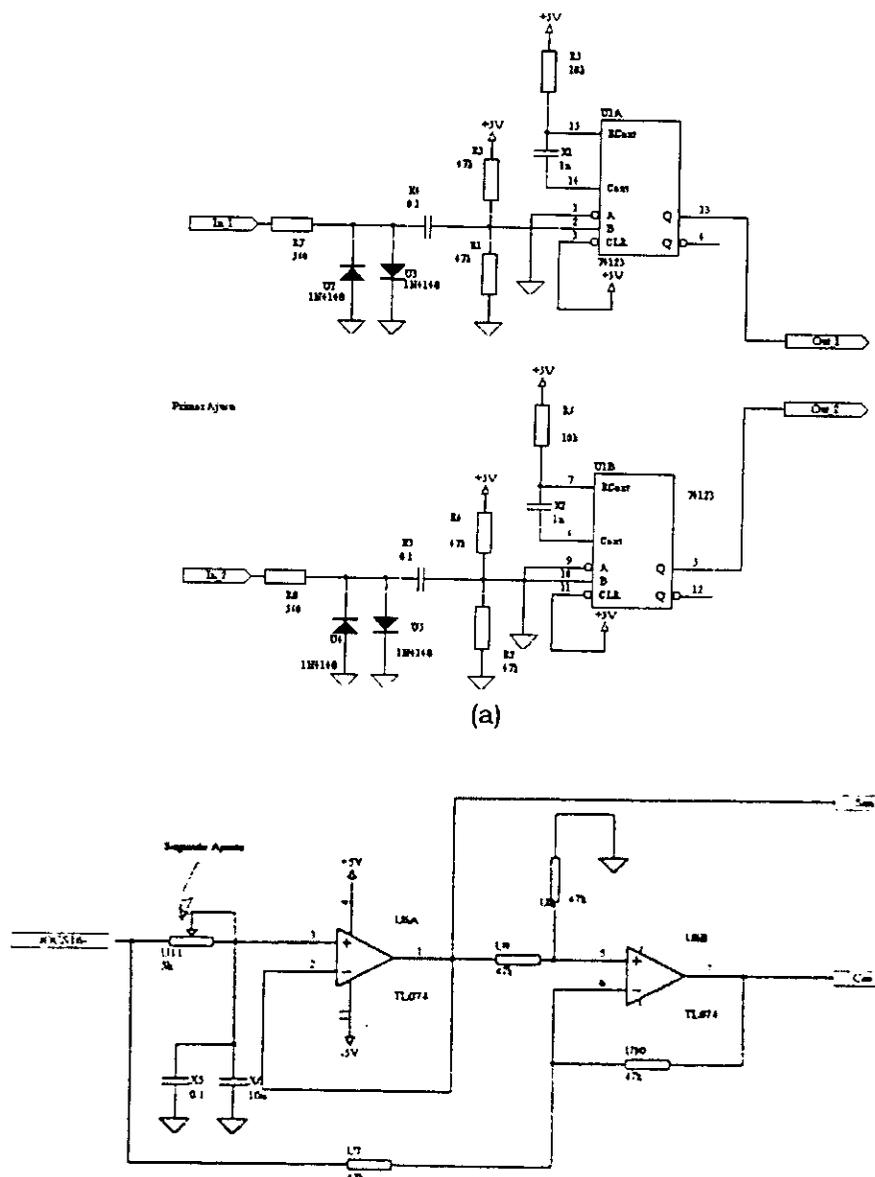


Figura 3.11 Circuitos de ajuste para el defasador; a) Generador de pulsos en cuadratura; b) Generador de señales patrón.

El primero de ellos convierte dos señales senoidales a dos pulsos sincronizados con la subida de la señal senoidal, mediante un mecanismo de comparación. Este circuito se aplica a los puntos de análisis P₁ y P₂ del defasador. Para esto es necesario que previamente se inyecte la salida de un generador de señal senoidal a ambas entradas del defasador. En la figura 3.12 se muestra un diagrama a bloques de este procedimiento. Los potenciómetros PA-R58, PA-R59, PA-R60 y PA-R73 se ajustan a las frecuencias dadas por la siguiente tabla:

Potenciómetro	Frecuencia [KHz]
PA-R58	5
PA-R59	1
PA-R60	.2
PA-R73	10

En cada frecuencia se busca que la distancia temporal en los pulsos de salida del circuito auxiliar (Fig. 3.11a), le corresponde un defasaje de $\pi/2$ de acuerdo a la expresión:

$$\text{Diferencia de tiempo} = \text{periodo}/4$$

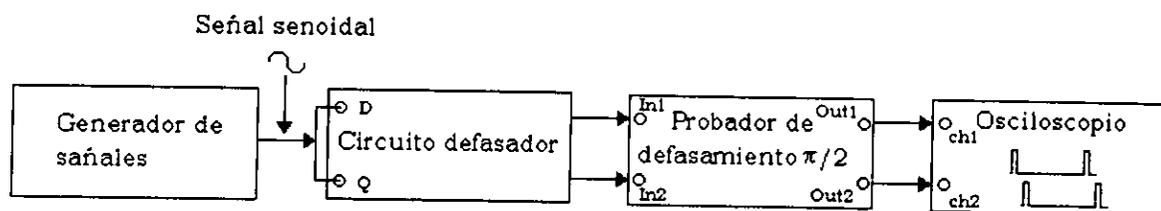


Figura 3.12 Diagrama a bloques que muestra el procedimiento para calibrar el circuito defasador

El método anterior no analiza el estado electrónico de la etapa final de suma y resta (operacionales 3B y 3D), para esto se utiliza el circuito de la figura 3.11b, el cual genera dos señales en cuadratura, cuyas amplitudes deben ser iguales, lo cual se realiza mediante el potenciómetro PA-R73. Introduciendo ambas señales en las entradas D y Q, se debe obtener en las salidas de suma y resta el doble de la señal y cero respectivamente. Pero esto último dependerá de la forma de entrada. Intercambiando las mismas se obtendrá el fenómeno inverso y nos dará una evaluación del estado de esta etapa.

Las señales directa e inversa se aplican a bocinas, mediante una etapa de amplificación de potencia y esto permite que el médico pueda escuchar ambos flujos en forma diferenciada.

3.9 Modulador en cuadratura.

Para recuperar la información completa, es necesario realizar un procesamiento de las señales D y Q en el dominio de la frecuencia. Este

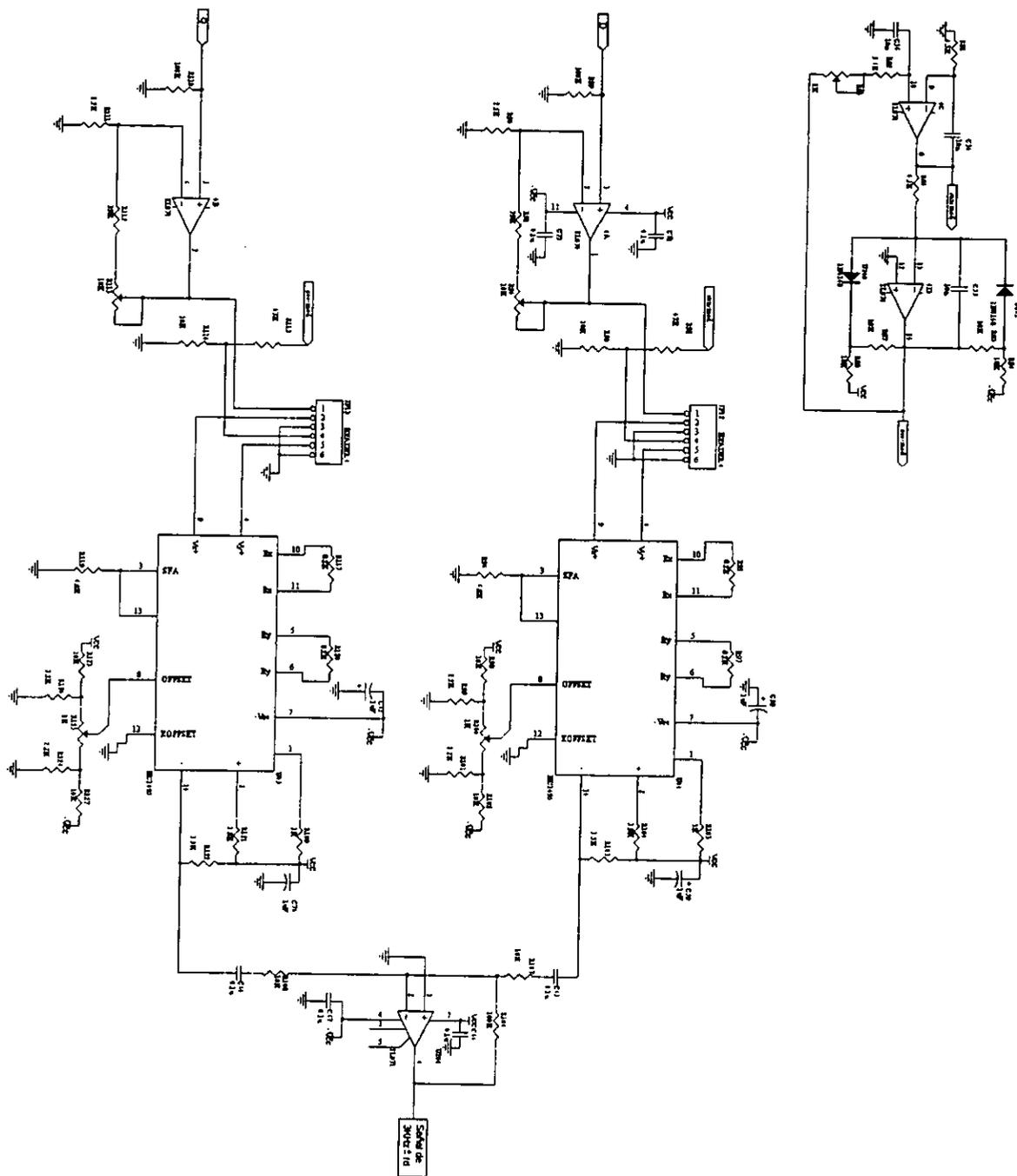


Figura 3.13 Esquema del circuito, por medio del cual se obtiene la modulación en cuadratura para su posterior procesamiento.

procedimiento se realiza con un circuito modulador en cuadratura, dicho circuito mezcla las señales I y D en un mismo canal de información lo cual se realiza mediante una mezcla heterodina de ambas señales mediante una portadora (18), que este caso es de baja frecuencia y está asignada a 3KHz por razones médicas, pues no se esperan flujos inversos cuya frecuencia Doppler sea mayor que la propuesta. En la figura 3.13 se muestran detalles de este circuito, incluye un oscilador de cuadratura con operacionales que generan las señales seno y coseno de 3KHz. Esta señal se inyecta al MC1495 el cual realiza la multiplicación con las señales D y Q provenientes de la etapa de filtro y amplificaciones a través de los operacionales 4A y 4B. Es importante que ambas etapas de multiplicación estén bien balanceadas en las ganancias de las señales de entrada para evitar el cruzamiento de las señales directa e inversa ("crossover"). Para realizar el ajuste de la etapa de multiplicación se utilizaron dos generadores de señales asincrónicos por ambas entradas con frecuencias de 300Hz y 3KHz respectivamente.

En la figura 3.14 se muestra la señal del osciloscopio que se obtiene a la salida del multiplicador y que corresponde a un efecto de modulación, típico de esta etapa.

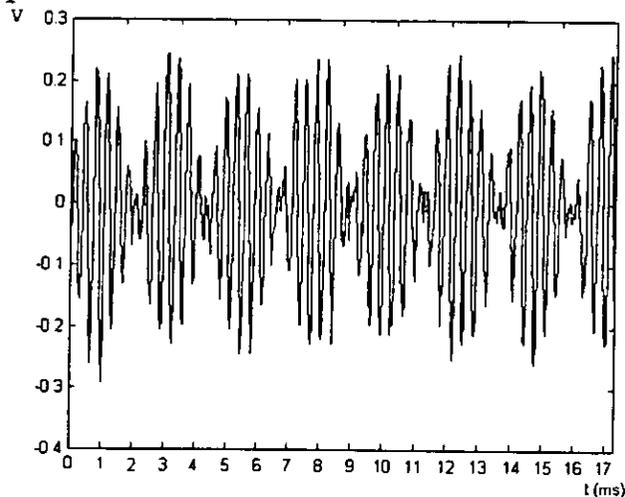


Figura 3.14 Prueba del multiplicador con señales de 300Hz (moduladora) y 3KHz (portadora)

En la figura 3.15 se muestra una comparación de señales al momento de introducir y sacar el transductor de un recipiente con agua, simulando así el flujo en ambos sentidos (directo e inverso), observando como la frecuencia aumenta y disminuye, lo cual se puede apreciar mejor en los espectros en frecuencia para las dos señales.

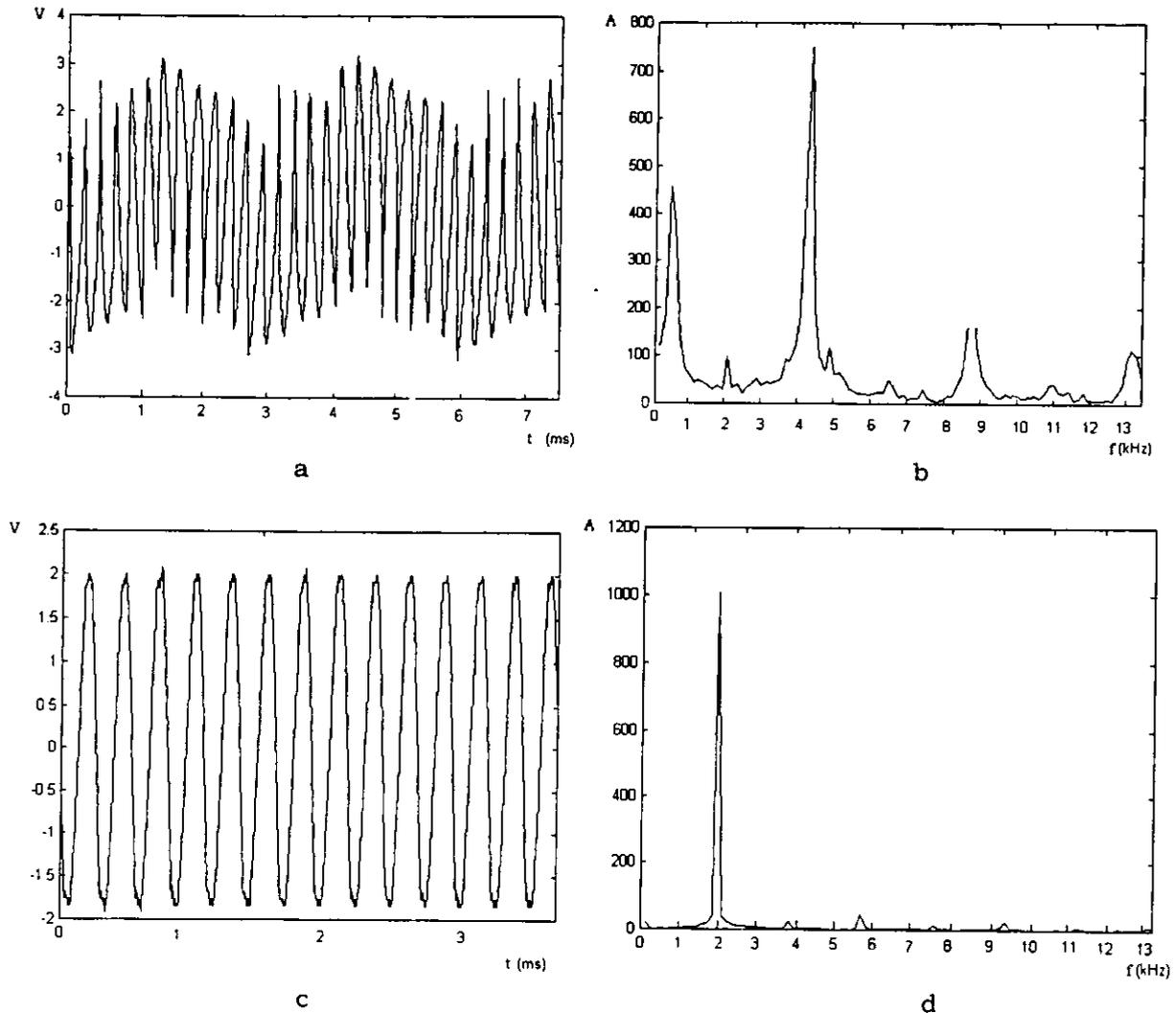


Figura 3.15 a) Señal producida al momento de introducir el transductor en el recipiente con agua, provocando un aumento en la frecuencia; b) Espectro de frecuencia para la señal a); c) Señal obtenida al momento de sacar el transductor del agua observándose una disminución en la frecuencia; d) Espectro de frecuencia para la señal c).

El operacional (sumador) a la salida de los multiplicadores, es el encargado de mezclar las señales I y D en un mismo canal de información mediante la mezcla heterodina de las señales a una frecuencia de 3KHz.

CAPITULO 4
PRUEBAS Y RESULTADOS

Capítulo 4 PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 Pruebas

Para llevar a cabo las pruebas del sistema Doppler ultrasónico bidireccional, se utilizó una computadora personal (PC Pentium II, 450MHz) con tarjeta multimedia, a través de la cual se le inyecta la señal Doppler de flujo sanguíneo, dicha tarjeta actúa como un convertidor Analógico/Digital con una frecuencia de muestreo de 44KHz, esto permite obtener en formas digital la señal que sale del modulador de cuadratura, la computadora mediante un algoritmo desarrollado en el IIMAS, el cual permite procesar la señal y desplegar su contenido espectral en forma de un espectrograma de dos dimensiones. La figura 4.1 muestra el diagrama a bloques de la conexión utilizada para llevar a cabo las pruebas del sistema.

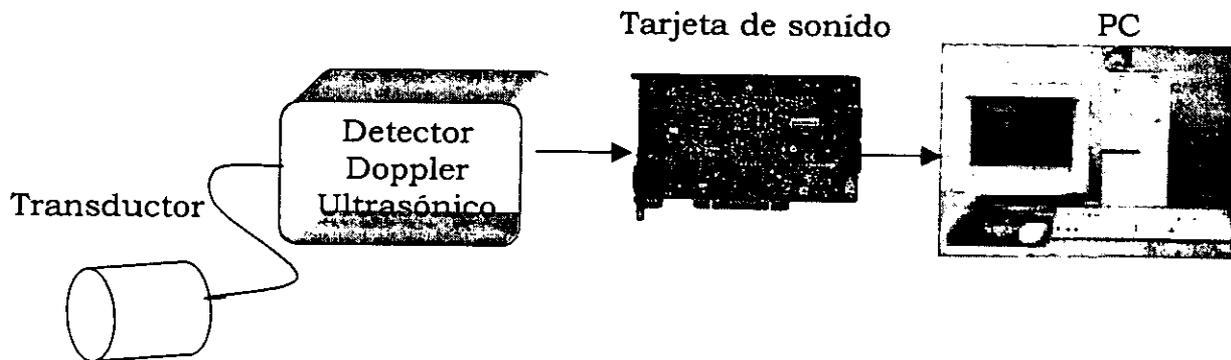


Figura 4.1 Diagrama a bloques de la conexión del sistema

Con el sistema mostrado en la figura anterior se llevo a cabo un número de pruebas clínicas en diversos hospitales, en particular en el Instituto de Cardiología y Cirugía Cardiovascular, el Instituto de Angiología y el hospital Hermanos Amejeiras, situados en la ciudad de la habana Cuba. Se realizaron pruebas en diferentes arterias del cuerpo humano en pacientes con diversas patologías.

Las pruebas se realizaron en las arterias carótida, radial, humeral y subclavia, cuyos resultados se muestran en la sección posterior.

Cabe señalar que con el desarrollo de análisis espectral en tiempo real, ha sido posible el producir un tipo de despliegue que representa el contenido espectral de la señal Doppler, variando en el tiempo durante cada ciclo cardiaco. De esta forma se determina y despliega la amplitud de la señal correspondiente a cada frecuencia, como brillantes en la pantalla del monitor de la PC, la escala vertical es proporcional a la frecuencia

Doppler y la escala horizontal corresponde al tiempo. La figura 4.2 muestra un ejemplo del proceso de construcción de diagramas espectrales.

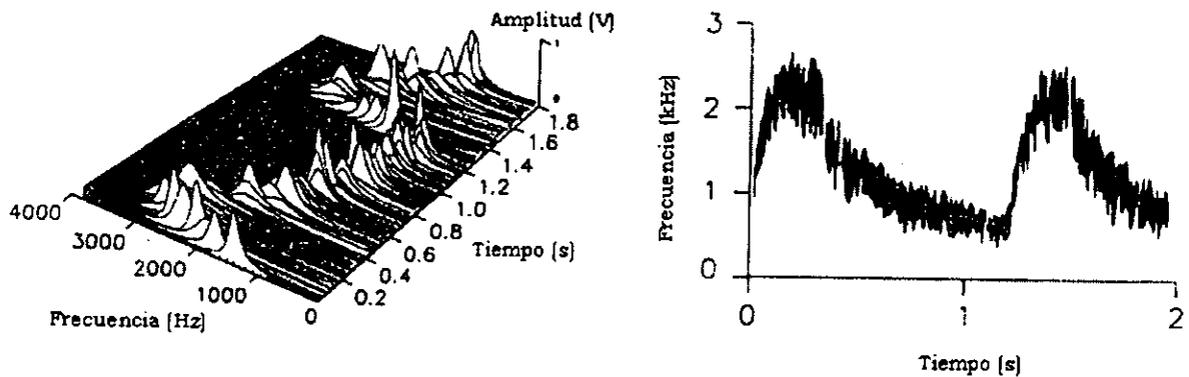


Figura 4.2 Ejemplos de diagramas espectrales.

4.2 Resultados

Los resultados obtenidos a partir de las pruebas desarrolladas, se presentan en la forma de espectrogramas.

En la figura 4.3 se muestra un flujo arterial de carótida. Esta arteria presenta un flujo unidireccional, con un espectro que decae entre latidos cardiacos, pero que nunca llega a cero a consecuencia de que el cerebro necesita flujo continuo de sangre. Esto es posible, ya que este tipo de arteria se comporta como una línea de transmisión con efectos capacitivos, que permite que se mantenga un flujo sanguíneo en forma análoga a un sistema eléctrico de rectificación de media onda donde el condensador hace este efecto.

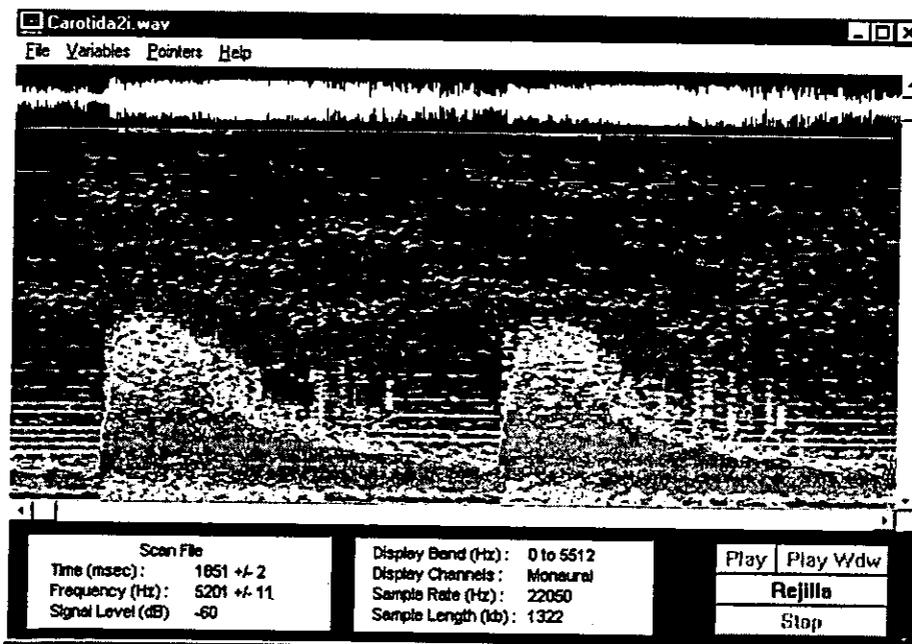


Figura 4.3 Espectrograma producido por el flujo en la arteria carótida

En la figura 4.4 se muestra un espectro de la arteria radial del brazo. Este flujo tiene carácter bidireccional, lo cual se muestra a partir del espectro negativo, es decir, menor a 3KHz. Antiguamente se pensaba que el flujo arterial en personas sanas era en un solo sentido. El sistema Doppler muestra todo lo contrario. Esta inversión del flujo no es más que una consecuencia de reflexiones de la sangre en el vaso al ocurrir una bifurcación del mismo. Así como en las propias válvulas del corazón. Esto refuerza mas el modelo de línea de transmisión del sistema arterial, donde el corazón hace el papel de fuente pulsada que envía una señal a través de una línea de transmisión, el cual puede producir reflejos en distintas partes del mismo como son las bifurcaciones, y cambios abruptos de áreas de la misma. En este modelo, los efectos capacitivos e inductivos se reflejan a través de la elasticidad de la arteria las cuales se dilatan lateralmente al paso del flujo sanguíneo fundamentalmente durante la sistole del corazón.

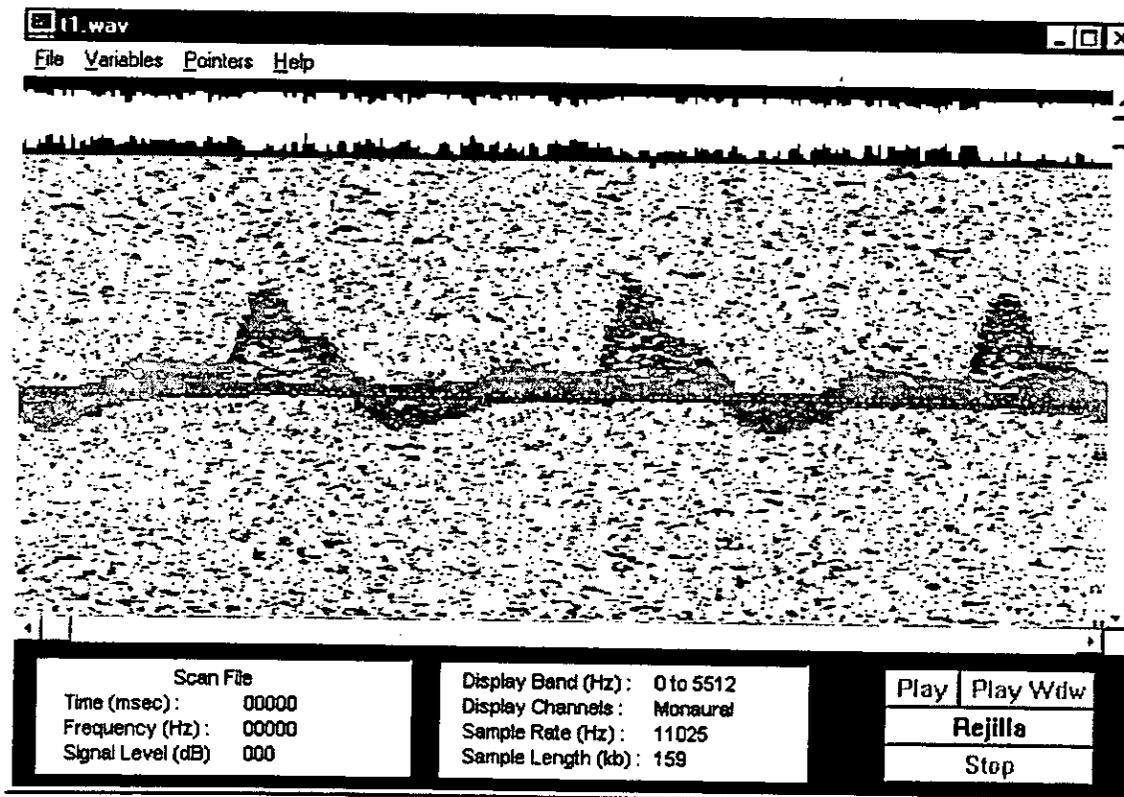


Figura 4.4 representación espectral del flujo sanguíneo en la arteria radial.

De la misma forma, se obtuvieron espectros de las arterias humeral y subclavia. Las cuales se muestran en las figuras 4.5 y 4.6. De esta manera, se demuestra como es el flujo en diversas arterias mostrando su

dirección, la arteria radial es la única en este ejemplo que tiene un flujo tanto en reversa como hacia delante.

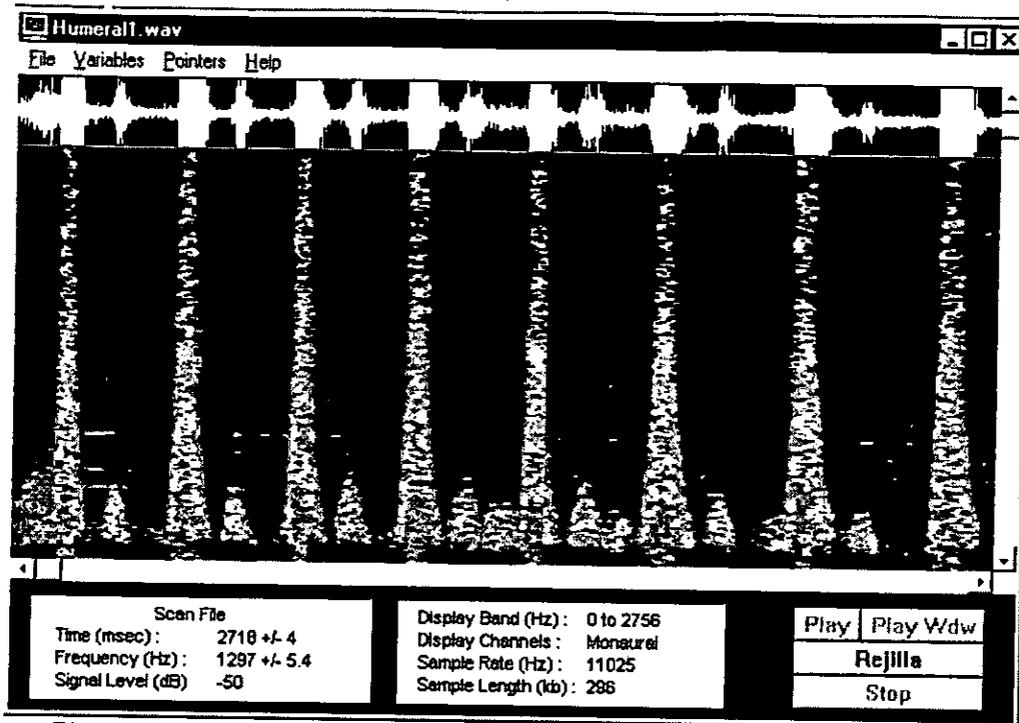


Figura 4.5 Espectrograma producido por el flujo de la arteria humeral.

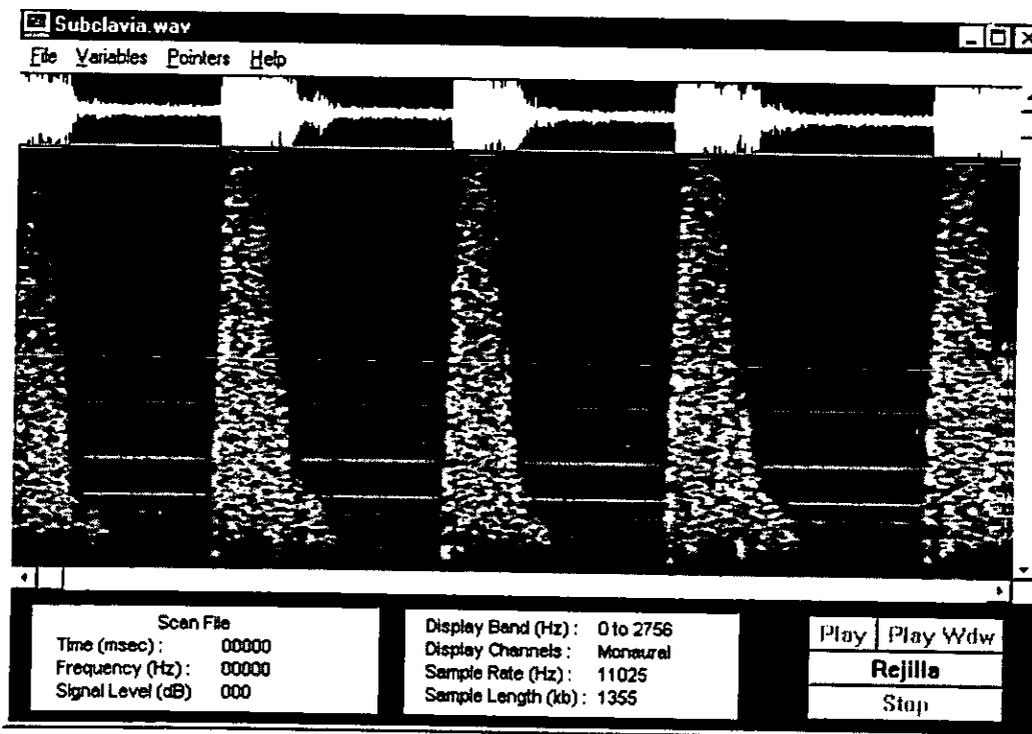


Figura 4.6 Espectrograma producido por el flujo de la arteria subclavia.

CAPITULO 5

***CONCLUSIONES Y TRABAJO
FUTURO***

5.1 Conclusiones.

Del presente trabajo de tesis se han obtenido las siguientes conclusiones:

1. Se realizó una investigación bibliográfica en el área de instrumentación Doppler ultrasónica, enfocándose en el trabajo asociado con los instrumentos detectores de flujo sanguíneo. Se llevó a cabo una reseña de la problemática de la detección de flujo sanguíneo, analizando los principios de operación de los sistemas detectores existentes cuya estructura rígida planteó la necesidad de adoptar un enfoque de diseño diferente, el cual se basó en una arquitectura flexible y modular.
2. Se diseñó y desarrolló un sistema Doppler ultrasónico bidireccional que permite detectar la velocidad y dirección del flujo sanguíneo, partiendo de la señal Doppler que se genera al incidir un haz ultrasónico sobre el torrente sanguíneo. Este sistema se desarrolló utilizando una arquitectura modular y abierta, implementada con tecnología propia. El costo de un equipo comercial, está por encima de los 10 mil dólares, además del inconveniente de la dependencia tecnológica con los países altamente desarrollados dueños de dichas tecnologías.
3. Se llevó a cabo un número de pruebas clínicas en hospitales especializados realizando estas pruebas en diferentes arterias del cuerpo humano, en pacientes con diversas patologías.
4. El análisis espectral de las señales Doppler adquiridas se llevó a cabo utilizando los recursos de multimedia en una PC convencional y un programa procesa y despliega el contenido espectral de las señales en la forma de un espectrograma de dos dimensiones, formato utilizado en equipos comercialmente disponibles, lo que permitió comprobar el funcionamiento del equipo como herramienta de diagnóstico médico.
5. La detección por cuadratura mediante mezcladores de frecuencia presenta una relación señal ruido de 10dB que permite su implementación práctica, dando también eficiencia al sistema.

5.2 Trabajo Futuro.

Para un trabajo futuro, se propone digitalizar el procesamiento de defasamiento analógico, para lo cual existen diversas técnicas, pensamos que es posible realizar este proceso tomando las señales I o Q, y mediante un proceso de transformada de Hilbert; obtener, tanto la separación de las señales correspondientes a la dirección del flujo sanguíneo, como el espectro de la misma mediante el uso de una portadora de frecuencia igual a 3 KHz. Este proceso sería imponer un peso digital mucho mayor en este

tipo de sistemas lo cual ayudaría a la eliminación de ruido y el aumento del rango dinámico de la señal a analizar.

APENDICE A

***DIAGRAMAS ESQUEMATICOS Y
CIRCUITOS IMPRESOS***

A1. Circuitos transmisor y oscilador maestro.

La figura A3 corresponde al esquemático que comprende al oscilador maestro oscilando a 16 MHz, así como a los divisores de frecuencia (flip-flop's) y el circuito transmisor trabajando a 4 MHz.

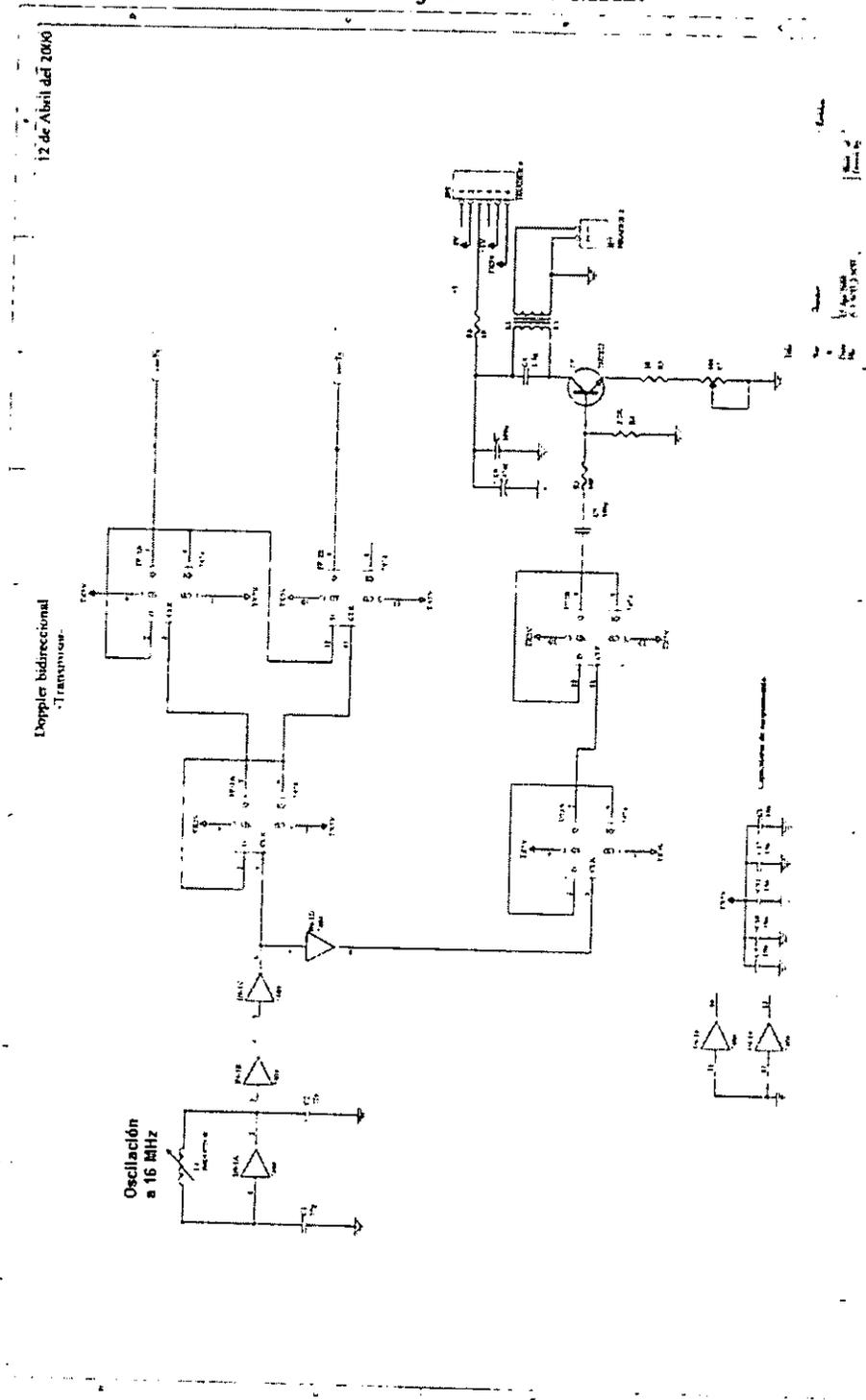
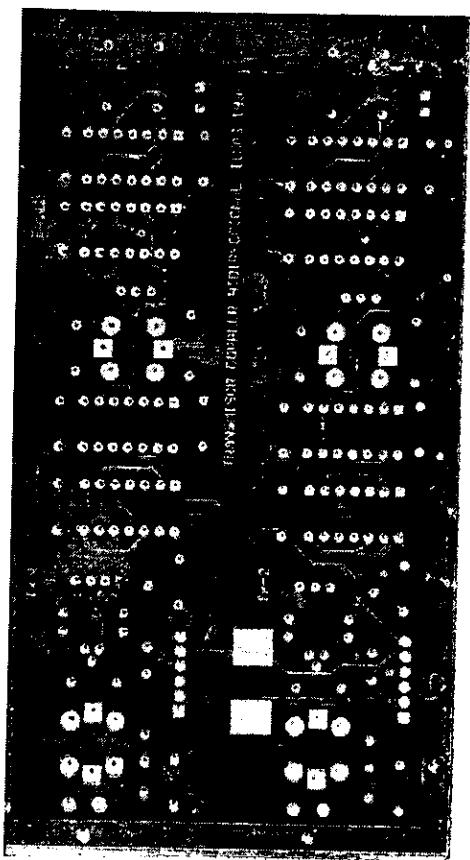
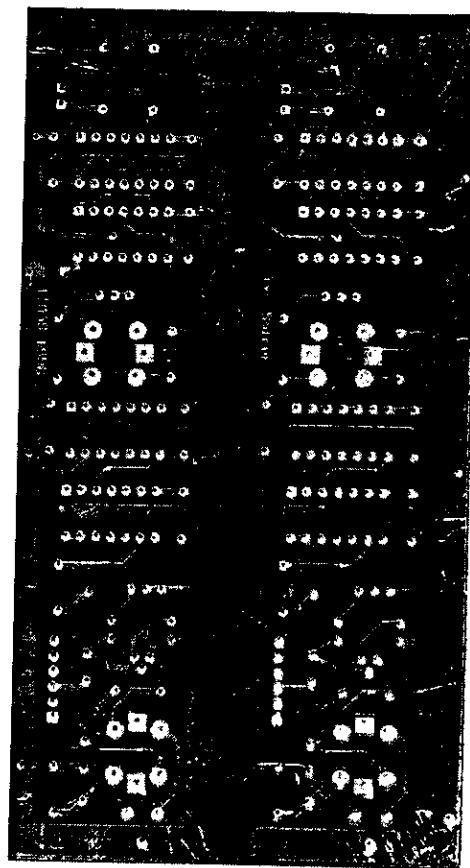


Figura A3 Diagrama esquemático que contiene al oscilador maestro, a los divisores de frecuencia y al circuito transmisor.

En la figura A4 se muestra el circuito impreso, de la etapa de transmisión.



(a)



(b)

Figura A4 Circuito impreso para el oscilador maestro, los divisores de frecuencia y el circuito de transmisión; a) Lado de componentes; b) lado de soldadura

A2 Circuitos de recepción, detector de cuadratura y filtros.

La figura A5, muestra el esquemático del circuito de recepción, la detección en cuadratura y los filtros.

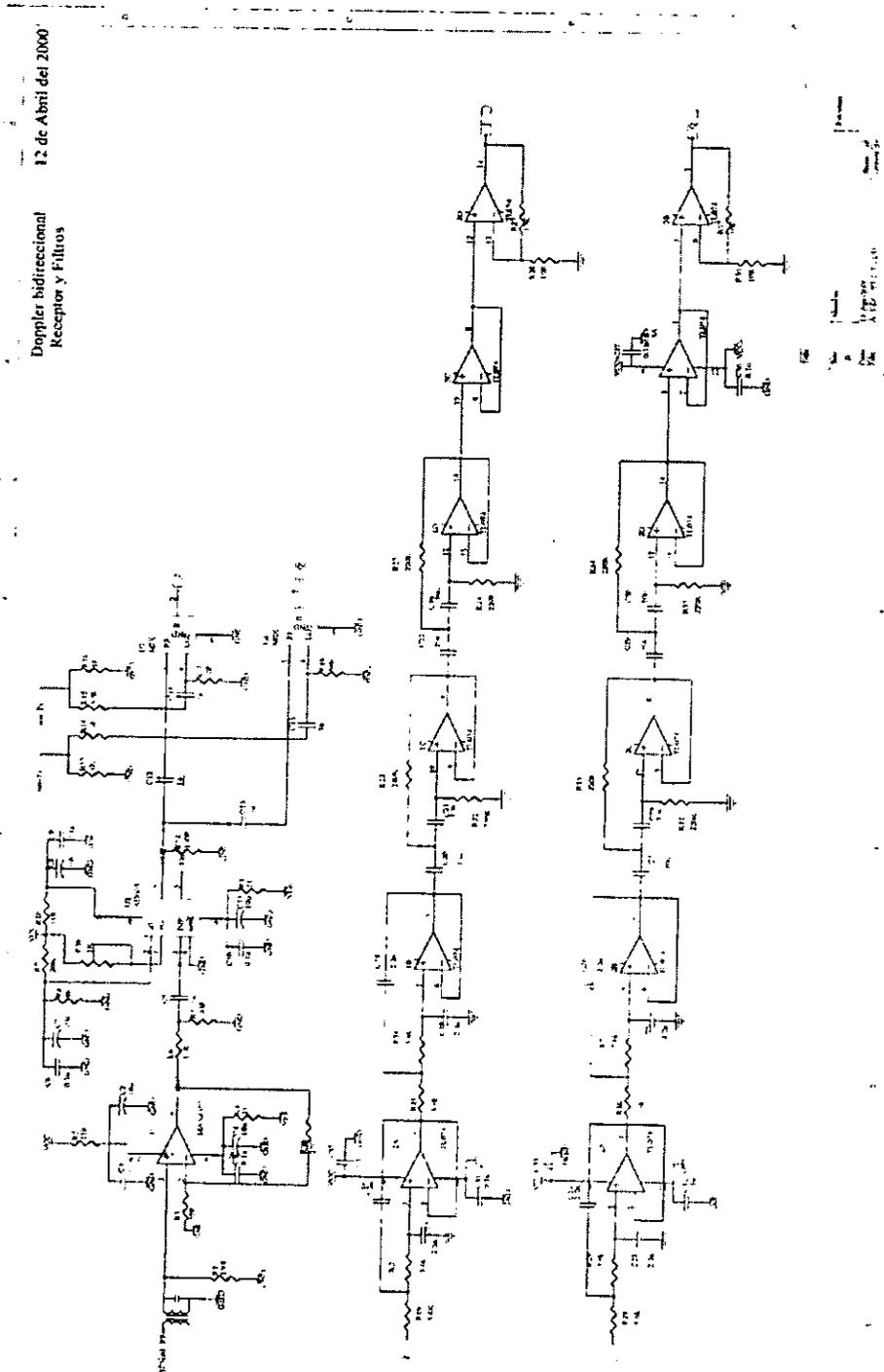
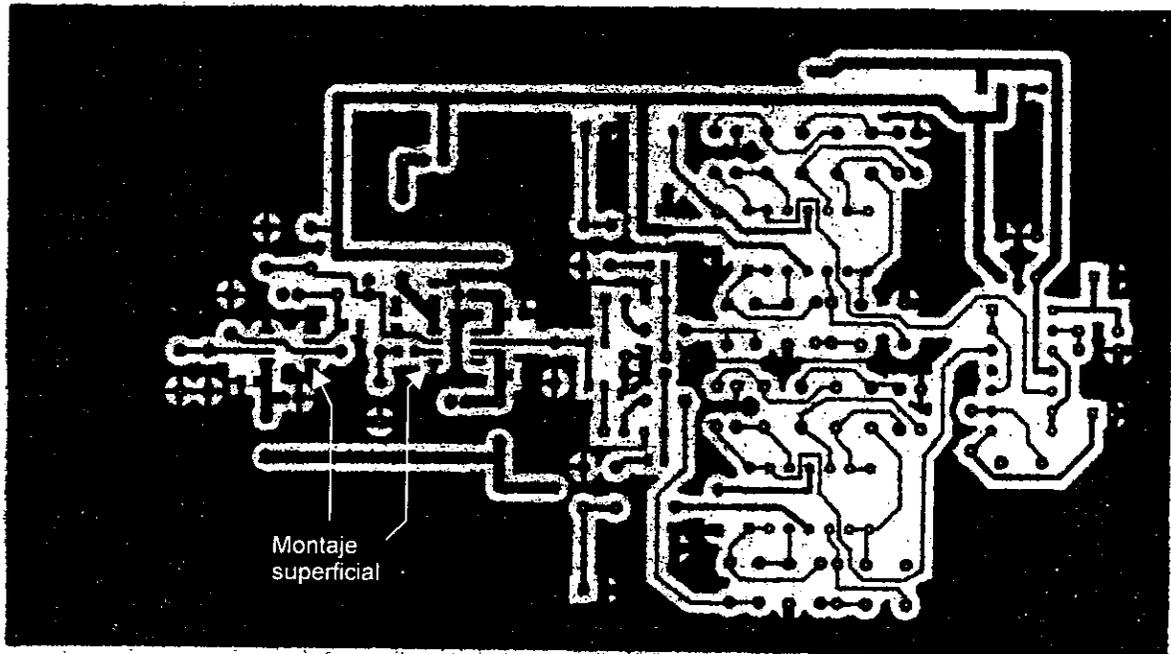
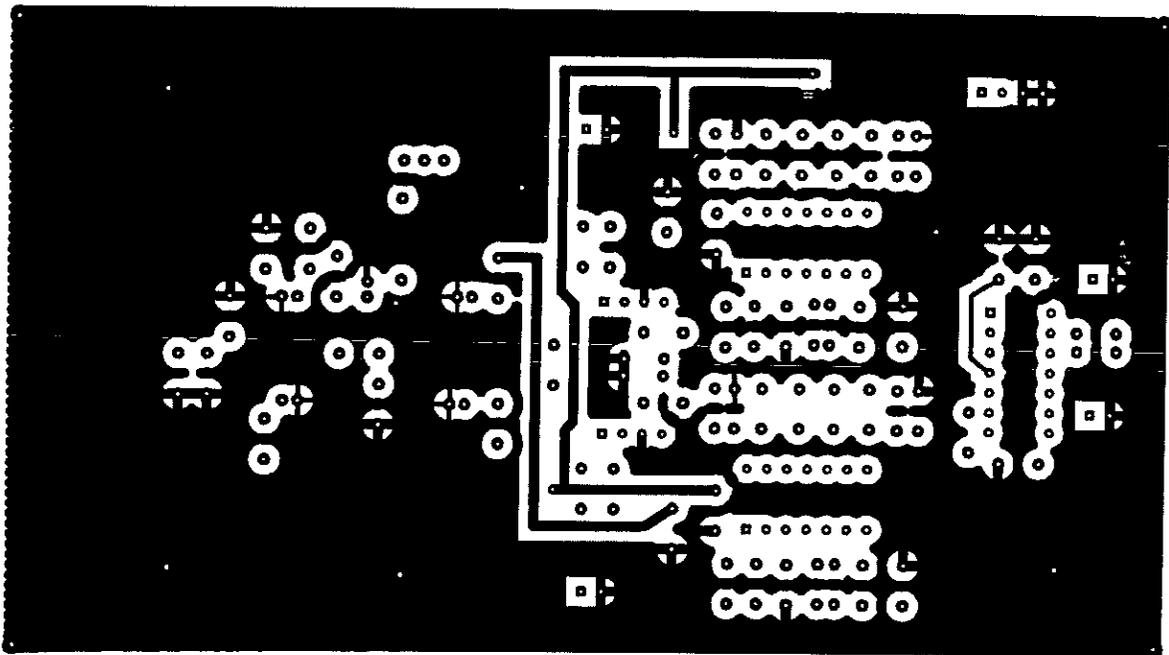


Figura A5 Diagrama esquemático; Circuito de recepción, detección en cuadratura y filtros.

La figura A3.2 presenta el circuito impreso para esta etapa.



(a)



(b)

Figura A3.2 Circuito impreso para la etapa de recepción, filtros y detección en cuadratura; a) Lado de componentes; b) Lado de soldadura.

A3. Circuitos Defasador, Oscilador y Modulador en cuadratura.

En la figura A1 se presenta el diagrama esquemático del defasador (Fig. A1a), el oscilador a 3KHz (Fig. A1b) y el modulador en cuadratura (Fig. A1c).

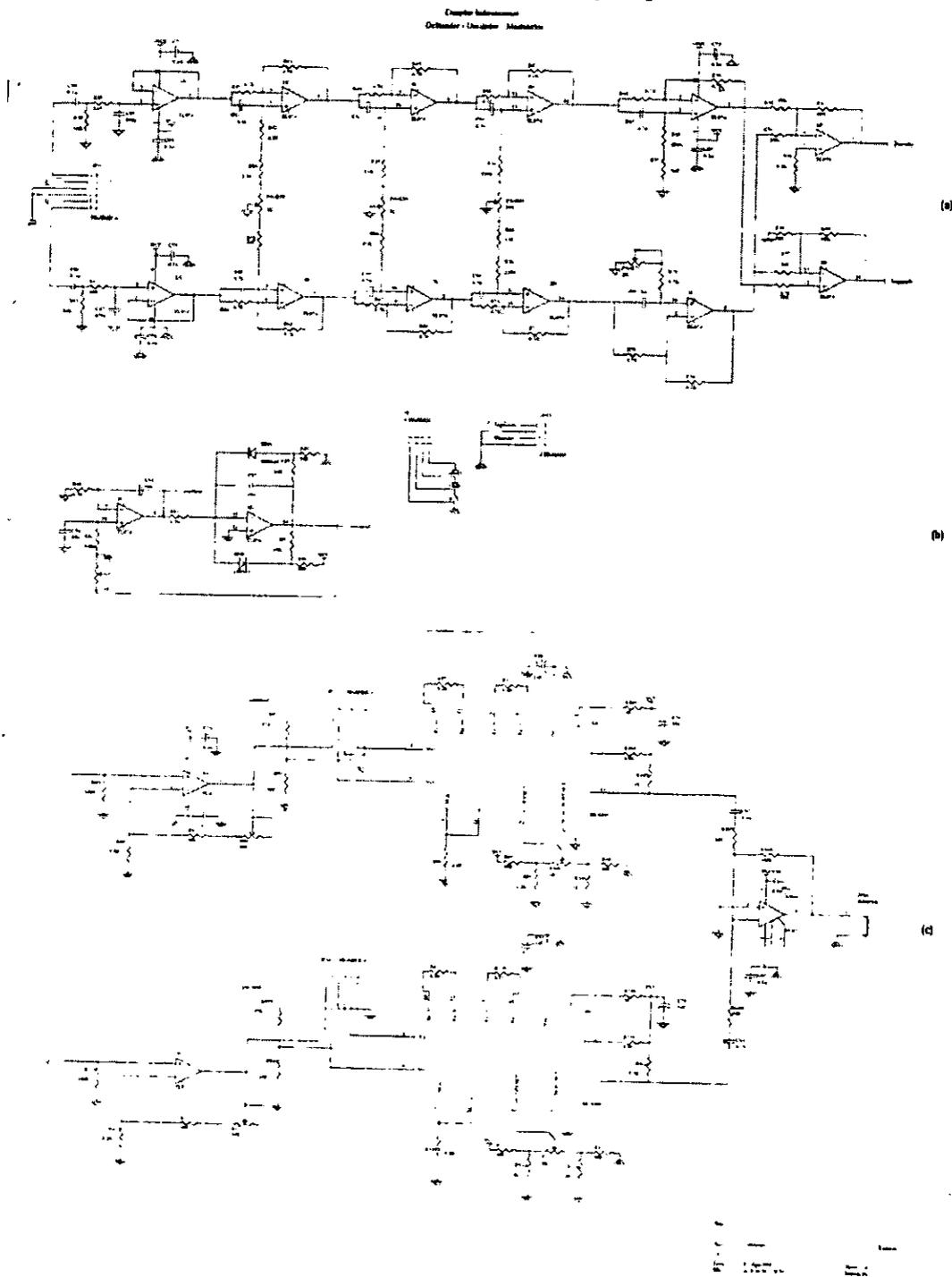


Figura A1.- Diagrama esquemático: a) Defasador; b) Oscilador (3KHz); c) Modulador en cuadratura.

La etapa del defasador entrega dos señales de audio para su posterior amplificación y escucha,

mientras que el Modulador en cuadratura entrega una señal de audio montada sobre una portadora de 3 KHz con la cual se realiza el procesamiento y despliegue espectral mediante la FFT (Transformada rápida de Fourier).

Así mismo la figura A2 presenta los circuitos impresos diseñados.

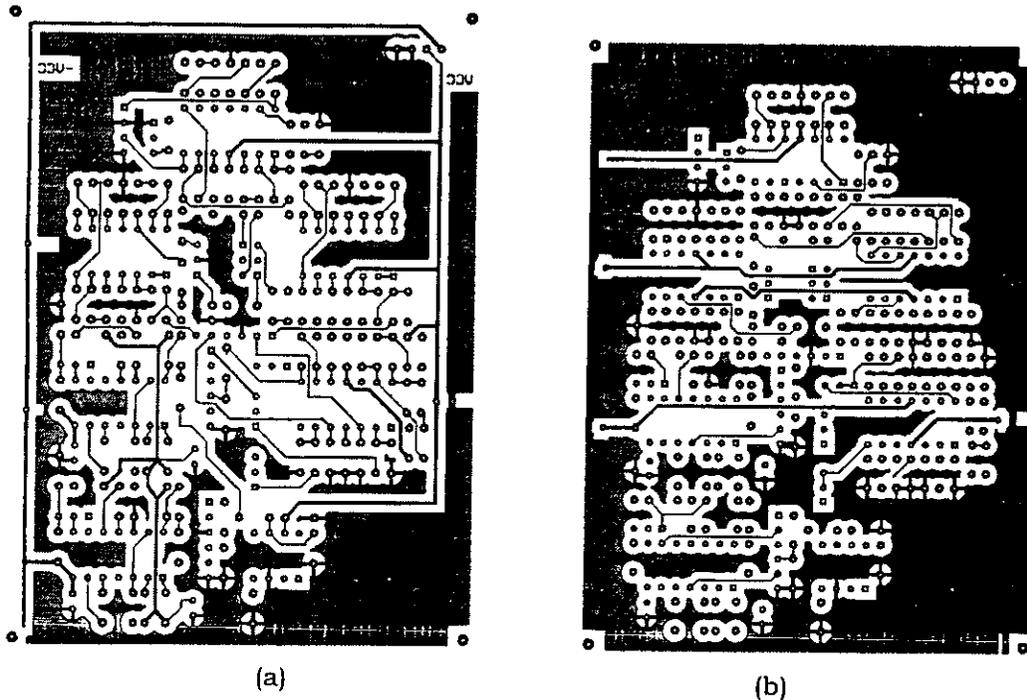


Figura A2 Circuito impreso para el defasador, oscilador de 3kHz y modulador en cuadratura; a) lado de componentes; b) lado de soldadura.

APENDICE B

INFORMACION TECNICA DE COMPONENTES ELECTRONICOS

B1. AD603



Low Noise, 90 MHz Variable-Gain Amplifier

AD603*

FEATURES

- "Linear in dB" Gain Control
- Pin Programmable Gain Ranges
 - 11 dB to +31 dB with 90 MHz Bandwidth
 - +9 dB to +51 dB with 9 MHz Bandwidth
- Any Intermediate Range, e.g., -1 dB to +41 dB with 30 MHz Bandwidth
- Bandwidth Independent of Variable Gain
- 1.3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Input Noise Spectral Density
- ± 0.5 dB Typical Gain Accuracy
- MIL-STD-883 Compliant and DESC Versions Available

APPLICATIONS

- RF/IF AGC Amplifier
- Video Gain Control
- A/D Range Extension
- Signal Measurement

PRODUCT DESCRIPTION

The AD603 is a low noise, voltage-controlled amplifier for use in RF and IF AGC systems. It provides accurate, pin selectable gains of -11 dB to +31 dB with a bandwidth of 90 MHz or +9 dB to +51 dB with a bandwidth of 9 MHz. Any intermediate gain range may be arranged using one external resistor. The input referred noise spectral density is only 1.3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ and power consumption is 125 mW at the recommended ± 5 V supplies.

The decibel gain is "linear in dB," accurately calibrated, and stable over temperature and supply. The gain is controlled at a high impedance (50 M Ω), low bias (200 nA) differential input; the scaling is 25 mV/dB, requiring a gain-control voltage of only

1 V to span the central 40 dB of the gain range. An over- and under-range of 1 dB is provided whatever the selected range. The gain-control response time is less than 1 μs for a 40 dB change.

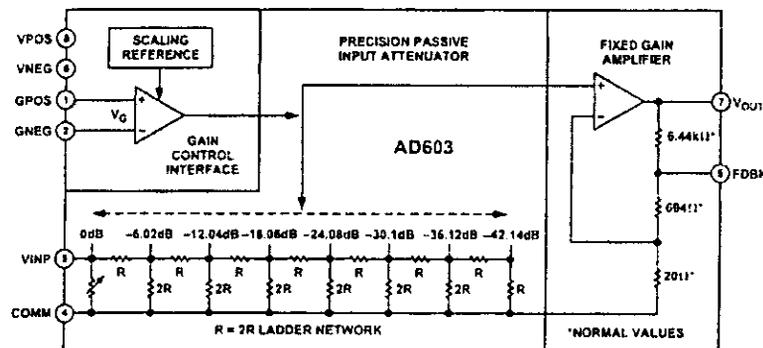
The differential gain-control interface allows the use of either differential or single-ended positive or negative control voltages. Several of these amplifiers may be cascaded and their gain-control gains offset to optimize the system S/N ratio.

The AD603 can drive a load impedance as low as 100 Ω with low distortion. For a 500 Ω load in shunt with 5 pF, the total harmonic distortion for a ± 1 V sinusoidal output at 10 MHz is typically -60 dBc. The peak specified output is ± 2.5 V minimum into a 500 Ω load, or ± 1 V into a 100 Ω load.

The AD603 uses a proprietary circuit topology—the X-AMP™. The X-AMP comprises a variable attenuator of 0 dB to -42.14 dB followed by a fixed-gain amplifier. Because of the attenuator, the amplifier never has to cope with large inputs and can use negative feedback to define its (fixed) gain and dynamic performance. The attenuator has an input resistance of 100 Ω , laser trimmed to $\pm 3\%$, and comprises a seven-stage R-2R ladder network, resulting in an attenuation between tap points of 6.021 dB. A proprietary interpolation technique provides a continuous gain-control function which is linear in dB.

The AD603A is specified for operation from -40°C to +85°C and is available in both 8-lead SOIC (R) and 8-lead ceramic DIP (Q). The AD603S is specified for operation from -55°C to +125°C and is available in an 8-lead ceramic DIP (Q). The AD603 is also available under DESC SMID 5962-94572

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



*Patented

X-AMP is a trademark of Analog Devices, Inc.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2000

AD603—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 5\text{ V}$, $-500\text{ mV} \leq V_G \leq +500\text{ mV}$, $\text{GNEG} = 0\text{ V}$, -10 dB to $+30\text{ dB}$ Gain Range, $R_L = 500\ \Omega$, and $C_L = 5\text{ pF}$, unless otherwise noted.)

Model Parameter	Conditions	AD603			Unit
		Min	Typ	Max	
INPUT CHARACTERISTICS					
Input Resistance	Pins 3 to 4	97	100	103	Ω
Input Capacitance			2		pF
Input Noise Spectral Density ¹	Input Short Circuited		1.3		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Noise Figure	$f = 10\text{ MHz}$, Gain = max, $R_S = 10\ \Omega$		8.8		dB
1 dB Compression Point	$f = 10\text{ MHz}$, Gain = max, $R_S = 10\ \Omega$		-11		dBm
Peak Input Voltage			± 1.4	± 2	V
OUTPUT CHARACTERISTICS					
3 dB Bandwidth	$V_{\text{OUT}} = 100\text{ mV rms}$		90		MHz
Slew Rate	$R_L \geq 500\ \Omega$		275		V/ μs
Peak Output ²	$R_L \geq 500\ \Omega$	± 2.5	± 3.0		V
Output Impedance	$f \leq 10\text{ MHz}$		2		Ω
Output Short-Circuit Current			50		mA
Group Delay Change vs. Gain	$f = 3\text{ MHz}$; Full Gain Range		± 2		ns
Group Delay Change vs. Frequency	$V_G = 0\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$ to 10 MHz		± 2		ns
Differential Gain			0.2		%
Differential Phase			0.2		Degree
Total Harmonic Distortion	$f = 10\text{ MHz}$, $V_{\text{OUT}} = 1\text{ V rms}$		-60		dBc
3rd Order Intercept	$f = 40\text{ MHz}$, Gain = max, $R_S = 50\ \Omega$		15		dBm
ACCURACY					
Gain Accuracy	$-500\text{ mV} \leq V_G \leq +500\text{ mV}$		± 0.5	± 1	dB
T_{MIN} to T_{MAX}				± 1.5	dB
Output Offset Voltage ³	$V_G = 0\text{ V}$			20	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				30	mV
Output Offset Variation vs. V_G	$-500\text{ mV} \leq V_G \leq +500\text{ mV}$			20	mV
T_{MIN} to T_{MAX}				30	mV
GAIN CONTROL INTERFACE					
Gain Scaling Factor		39.4	40	40.6	dB/V
T_{MIN} to T_{MAX}		38		42	dB/V
GNEG, GPOS Voltage Range ⁴		-1.2		+2.0	V
Input Bias Current			200		nA
Input Offset Current			10		nA
Differential Input Resistance	Pins 1 to 2		50		M Ω
Response Rate	Full 40 dB Gain Change		40		dB/ μs
POWER SUPPLY					
Specified Operating Range		± 4.75		± 6.3	V
Quiescent Current			12.5	17	mA
T_{MIN} to T_{MAX}				20	mA

NOTES

¹Typical open or short-circuited input noise is lower when system is set to maximum gain and input is short-circuited. This figure includes the effects of both voltage and current noise sources.

²Using resistive loads of 500 Ω or greater, or with the addition of a 1 k Ω pull-down resistor when driving lower loads.

³The dc gain of the main amplifier in the AD603 is $\times 33.7$; thus, an input offset of 100 μV becomes a 3.37 mV output offset.

⁴GNEG and GPOS gain controls voltage range is guaranteed to be within the range of $-V_S + 4.2\text{ V}$ to $+V_S - 3.4\text{ V}$ over the full temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage $\pm V_S$	± 7.5 V
Internal Voltage VINP (Pin 3)	± 2 V Continuous
.....	$\pm V_S$ for 10 ms
GPOS, GNEG (Pins 1, 2)	$\pm V_S$
Internal Power Dissipation ²	400 mW
Operating Temperature Range	
AD603A	-40°C to +85°C
AD603S	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	+300°C

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Thermal Characteristics:

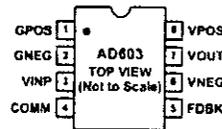
8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 33^\circ\text{C/W}$
 8-Lead Ceramic Package: $\theta_{JA} = 140^\circ\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 15^\circ\text{C/W}$

PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin	Mnemonic	Description
Pin 1	GPOS	Gain-Control Input "HI" (Positive Voltage Increases Gain)
Pin 2	GNEG	Gain-Control Input "LO" (Negative Voltage Increases Gain)
Pin 3	VINP	Amplifier Input
Pin 4	COMM	Amplifier Ground
Pin 5	FDBK	Connection to Feedback Network
Pin 6	VNEG	Negative Supply Input
Pin 7	VOUT	Amplifier Output
Pin 8	VPOS	Positive Supply Input

CONNECTION DIAGRAMS

8-Lead Plastic SOIC (R) Package
 8-Lead Ceramic DIP (Q) Package



ORDERING GUIDE

Part Number	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD603AR	-40°C to +85°C	8-Lead SOIC	SO-8
AD603AQ	-40°C to +85°C	8-Lead Ceramic DIP	Q-8
AD603SQ-883B*	-55°C to +125°C	8-Lead Ceramic DIP	Q-8
AD603-EB		Evaluation Board	
AD603ACHIPS	-40°C to +85°C	Die	
AD603AR-REEL	-40°C to +85°C	13" Reel	SO-8
AD603AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" Reel	SO-8

*Refer to AD603 Military data sheet. Also available as 5962-9157203MPA.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD603 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



B2. MAX4107



MAXIM

350MHz, Ultra-Low-Noise Op Amps

MAX4106/MAX4107

General Description

The MAX4106/MAX4107 op amps combine high-speed performance with ultra-low-noise performance. The MAX4106 is compensated for closed-loop gains of 50V, while the MAX4107 is stable in closed-loop gains of 100V or greater.

The MAX4106/MAX4107 require only 15mA of supply current while delivering a 350MHz or a 300MHz bandwidth, respectively. Voltage noise is an ultra-low 0.75nV/√Hz, and a low-distortion architecture provides a spurious-free dynamic range (SFDR) of 63dB at 5MHz.

These high-speed op amps have a wide output voltage swing of ±3.2V and a high current-drive capability of 50mA.

Features

- 350MHz -3dB Bandwidth (MAX4106)
- 275V/μs Slew Rate (MAX4106)
- 500V/μs Slew Rate (MAX4107)
- 18ns Settling Time to 0.01%
- 0.75nV/√Hz Voltage Noise
- High Output Drive: 50mA

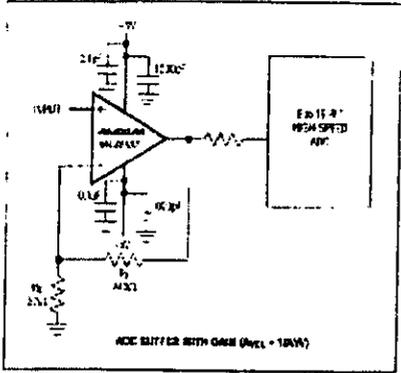
Applications

- Ultra-Low-Noise ADC Preamp
- Ultrasonic
- Low-Noise Preamp
- High-Performance Relays
- Active Filters
- Pulse-RF Amplifier

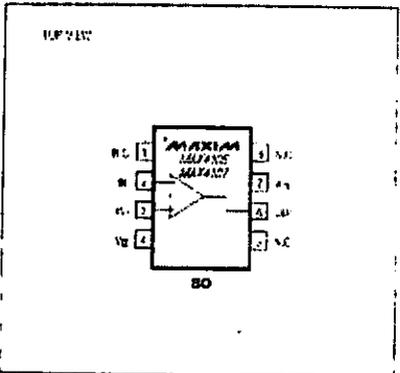
Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX4106:SA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX4107:SA	-40°C to +85°C	8 SO

Typical Application Circuit



Pin Configuration



MAXIM Maxim Integrated Products
 Call toll free 1-800-998-8500 for free samples or literature.

350MHz, Ultra-Low-Noise Op Amps

MAX4106/MAX4107

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_{CC} to V_{EE})	-12V	Operating Temperature Range	MAX4106S/MAX4107ESA	-40°C to +85°C
Voltage on Any Pin in Excess of Any Other Pin	V_{CC} to V_{EE}	Storage Temperature Range		-65°C to +150°C
Short-Circuit Current (V_{OUT} to GND)	Continuous	Junction Temperature		+150°C
Continuous Power Dissipation ($T_A = +25°C$)	420mW	Lead Temperature (Soldering, 10sec)		+300°C
SOI Package (JEDEC Category 19)	420mW			

Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specification is not intended. Exposure to maximum rated conditions for extended periods may affect reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = 0V$, $T_A = 25°C$; typical values are at $T_A = 25°C$ unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DC SPECIFICATIONS						
Input Offset Voltage	V_{OS}	$V_{OUT} = 0V$		±250	3	mV
Input Offset Voltage Drift	$10V_{OS}$	$V_{OUT} = 0V$		1.0		µV/°C
Input Bias Current	I_B	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = V_{OS}$		18	40	nA
Input Offset Current	I_{OS}	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = V_{OS}$		2.05	2	nA
Common-Mode Input Resistance	$R_{IN(CM)}$	Frequency		1		MΩ
Common-Mode Input Capacitance	$C_{IN(CM)}$	Frequency		1		pF
Full Voltage Range	V_{SR}	$f = 0$, $D = 1$		0.75		V/V
Large-Signal Voltage Noise	$E_{n(LS)}$	$f = 10kHz$ to $100kHz$		0.5		µV/√Hz
Large-Signal Current Noise	$E_{i(LS)}$	$f = 10kHz$ to $100kHz$		2.5		pA/√Hz
Large-Signal Output Noise	$E_{n(LS)}$	$f = 10kHz$ to $100kHz$		31		mV/√Hz
Common-Mode Input Voltage	V_{ICM}		2.5		2.5	V
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{OS} = ±2.5V$	10	100		dB
Power-Supply Rejection	PSR	$V_{OS} = ±2.5V$, $f = 10kHz$	15	100		dB
Open-Loop Voltage Gain	A_{VOL}	$V_{OUT} = ±0.2V$, $V_{CM} = 0V$, $R_L = 100Ω$	90	100		dB
Supply Current	I_S	$V_{IN} = 0V$, $R_L = ∞$		7.5	10	mA
Output Voltage Swing	V_{OSW}	$R_L = 100Ω$	±3.2	±3.6		V
Output Current Drive	I_{OH}	$R_L = 300Ω$, $f = 0$, $V_{OUT} = 0.5V$	50	80		mA
Short-Circuit Output Current	I_{SC}	Short to ground		50		mA

350MHz, Ultra-Low-Noise Op Amps

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Notes: 1. All voltages are with respect to ground. 2. All currents are in microamperes (μA).

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
AC SPECIFICATIONS						
Gain Bandwidth Product	f_{GBW}	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	300	MAX4107	MHz
Common-Mode Rejection Ratio	$CMRR$	MAX4107, $A_{VOL} = 10$ MAX4107, $A_{VOL} = 10$	75	75	75	dB
Signal Rate	SR	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	275	MAX4107	V/μs
Slew Rate	SR	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	1	1	V/μs
		$R = 100\Omega$, $V_{OL} = 10\%$	MAX4107	3	3	V/μs
		$R = 100\Omega$, $V_{OL} = 10\%$	MAX4107	15	15	V/μs
Rise Time	RT	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	1	1	ns
		$V_{OL} = 50\% V_{DD}$, $R = 100\Omega$	MAX4107	1	1	ns
Phase Margin	PM	$f = 100\text{kHz}$	MAX4107	45	MAX4107	°
Gain Margin	GM	$f = 100\text{kHz}$	MAX4107	20	MAX4107	dB
Power Bandwidth	PBW	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	300	MAX4107	MHz
Input Capacitance	C_{in}	MAX4107	2	2	2	pF
Input Resistance	R_{in}	MAX4107	10	10	10	MΩ
Open-Loop Gain	A_{VOL}	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	100	MAX4107	V/V
Common-Mode Input Range	V_{ICM}	$V_{OL} = 50\% V_{DD}$	MAX4107	0	MAX4107	V

MAX4108/MAX4107

B3. MC1495.



Wideband Linear Four-Quadrant Multiplier

The MC1495 is designed for use where the output is a linear product of two input voltages. Maximum versatility is assured by allowing the user to select the level shift method. Typical applications include: multiply, divide*, square root*, mean square*, phase detector, frequency doubler, balanced modulator/demodulator, and electronic gain control.

- Wide Bandwidth
- Excellent Linearity:
 - 2% max Error on X Input, 4% max Error on Y Input Over Temperature
 - 1% max Error on X Input, 2% max Error on Y Input at + 25°C
- Adjustable Scale Factor, K
- Excellent Temperature Stability
- Wide Input Voltage Range: ± 10 V
- ± 15 V Operation

*When used with an operational amplifier

MAXIMUM RATINGS ($T_A = + 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V_2-V_1 , $V_{14}-V_1$, V_1-V_9 , V_1-V_{12} , V_1-V_4 , V_1-V_8 , $V_{12}-V_7$, V_9-V_7 , V_8-V_7 , V_4-V_7)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	$V_{12}-V_9$ V_4-V_8	- ($6+13 R_X$) \pm ($6+13 R_Y$)	Vdc
Maximum Bias Current	I_3 I_{13}	10 10	mA
Operating Temperature Range	T_A	0 to +70 - 40 to +125	C
Storage Temperature Range	T_{stg}	- 65 to +150	°C

Order this document by MC1495/D

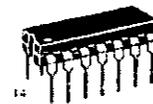
MC1495

LINEAR FOUR-QUADRANT MULTIPLIER

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

ORDERING INFORMATION

Device	Tested Operating Temperature Range	Package
MC1495D	$T_A = 0^\circ$ to $+ 70^\circ\text{C}$	SO-14
MC1495P		Plastic DIP
MC1495BP	$T_A = - 40^\circ$ to $+ 125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

MC1495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (+V = +32 V, -V = -15 V, T_A = -25°C, I_B = I_{B2} = 1.0 mA, R_X = R_Y = 15 kΩ, R_L = 11 kΩ, unless otherwise noted.)

Characteristics	Figure	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Linearity (Output Error in percent of full scale) T _A = +25°C -10 < V _X < +10 (V _Y = -10 V) -10 < V _Y < +10 (V _X = +10 V) T _A = T _{Low} to T _{High} -10 < V _X < +10 (V _Y = +10 V) -10 < V _Y < +10 (V _X = -10 V)	5	E _{FX} E _{FY} E _{FX} E _{FY}	- - - -	±1.0 ±2.0 ±1.5 ±3.0	±1.0 ±2.0 -2.0 ±4.0	%
Square Wave Error (Accuracy in percent of full scale after Offset and Scale Factor adjustment) T _A = +25°C T _A = T _{Low} to T _{High}	5	ESQ	- -	±0.75 ±1.0	- -	%
Scale Factor (Adjustable) $K = \frac{2R_L}{I_B R_X R_Y}$	-	K	-	0.1	-	
Input Resistance (f = 20 Hz)	7	R _{INX} R _{INY}	- -	30 20	- -	kΩ
Differential Output Resistance (f = 20 Hz)	8	R _Ω	-	300	-	kΩ
Input Bias Current $I_{BX} = \frac{(I_3 + I_2)}{2}$, $I_{BY} = \frac{(I_4 + I_5)}{2}$ T _A = +25°C T _A = T _{Low} to T _{High}	6	I _{BX} , I _{BY}	- -	2.0 2.0	5.0 12	μA
Input Offset Current I _B - I ₂ I ₄ - I ₅ T _A = +25°C T _A = T _{Low} to T _{High}	6	-I _{off} , I _{ioy}	- -	0.4 0.4	1.0 2.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T _A = T _{Low} to T _{High}	6	(TC) _{IO}	-	2.5	-	μA/°C
Output Offset Current I ₁₄ - I ₂ T _A = +25°C T _A = T _{Low} to T _{High}	6	I _{OO}	-	10 20	50 100	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current T _A = T _{Low} to T _{High}	6	(TC) _{OO}	-	20	-	μA/°C
Frequency Response 3.0 dB Bandwidth, R _L = 11 kΩ 3.0 dB Bandwidth, R _L = 50 Ω (Transconductance Bandwidth) 3° Relative Phase Shift Between V _X and V _Y 1% Absolute Error Due to Input-Output Phase Shift	9,10	BW _(3dB) TBW _(3dB) φ ₃ A ₁	- - - -	3.0 80 730 30	- - - -	MHz MHz kHz kHz
Common Mode Input Swing (Either Input)	11	CMV	±10.5	±12	-	V _{CC}
Common Mode Gain (Either Input) T _A = +25°C T _A = T _{Low} to T _{High}	11	ACM	-50 -40	-30 -30	-	dB
Common Mode Output Output Voltage	12	V _{OC+} V _{OC-}	- -	21 21	- -	V _{CC}
Differential Output Voltage Swing Capability	9	V _Ω	-	±14	-	V _{pk}
Power Supply Sensitivity	12	S _{V+} S _{V-}	- -	5.0 1.0	- -	mW/V
Power Supply Current	12	I _V	-	6.0	7.0	mA
JC Power Dissipation	12	P _D	-	135	170	mW

NOTES: 1 T_{High} = +70°C for MC1495, T_{Low} = 0°C for MC1495
 2 T_{High} = +125°C for MC1495B, T_{Low} = -40°C for MC1495B

MC1495

OPERATION AND APPLICATIONS INFORMATION

Theory of Operation

The MC1495 is a monolithic, four-quadrant multiplier which operates on the principle of variable transconductance. A detailed theory of operation is covered in Application Note AN489, *Analysis and Basic Operation of the MC1495*. The result of this analysis is that the differential output current of the multiplier is given by:

$$I_A - I_B = \Delta I = \frac{2V_X V_Y}{R_X R_Y I_3}$$

where, I_A and I_B are the currents into Pins 14 and 2, respectively, and V_X and V_Y are the X and Y input voltages at the multiplier input terminals.

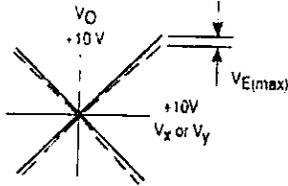
DESIGN CONSIDERATIONS

General

The MC1495 permits the designer to tailor the multiplier to a specific application by proper selection of external components. External components may be selected to optimize a given parameter (e.g. bandwidth) which may in turn restrict another parameter (e.g. maximum output voltage swing). Each important parameter is discussed in detail in the following paragraphs.

Linearity, Output Error, ER_X or ER_Y

Linearity error is defined as the maximum deviation of output voltage from a straight line transfer function. It is expressed as error in percent of full scale (see figure below).



For example, if the maximum deviation, $V_{E(max)}$, is -100 mV and the full scale output is 10 V, then the percentage error is:

$$ER = \frac{V_{E(max)}}{V_{O(max)}} \times 100 = \frac{100 \times 10^{-3}}{10} \times 100 = \pm 1.0\%$$

Linearity error may be measured by either of the following methods:

1. Using an X-Y plotter with the circuit shown in Figure 5, obtain plots for X and Y similar to the one shown above.
2. Use the circuit of Figure 4. This method nulls the level shifted output of the multiplier with the original input. The peak output of the null operational amplifier will be equal to the error voltage, $V_E(max)$.

One source of linearity error can arise from large signal nonlinearity in the X and Y input differential amplifiers. To avoid introducing error from this source, the emitter degeneration resistors R_X and R_Y must be chosen large enough so that nonlinear base-emitter voltage variation can be ignored. Figures 17 and 18 show the error expected from this source as a function of the values of R_X and R_Y with an operating current of 1.0 mA in each side of the differential amplifiers (i.e., $I_3 = I_{13} = 1.0$ mA).

3 dB Bandwidth and Phase Shift

Bandwidth is primarily determined by the load resistors and the stray multiplier output capacitance and/or the operational amplifier used to level shift the output. If wideband operation is desired, low value load resistors and/or a wideband operational amplifier should be used. Stray output capacitance will depend to a large extent on circuit layout.

Phase shift in the multiplier circuit results from two sources: phase shift common to both X and Y channels (due to the load resistor-output capacitance pole mentioned above) and relative phase shift between X and Y channels (due to differences in transmittance in the X and Y channels). If the input to output phase shift is only 0.6° , the output product of two sine waves will exhibit a vector error of 1% . A 3° relative phase shift between V_X and V_Y results in a vector error of 5% .

Maximum Input Voltage

$V_X(max)$, $V_Y(max)$ input voltages must be such that:

$$V_X(max) < I_{13} R_Y$$

$$V_Y(max) < I_{13} R_X$$

Exceeding this value will drive one side of the input amplifier to "cutoff" and cause nonlinear operation.

Current I_3 and I_{13} are chosen at a convenient value (observing power dissipation limitation) between 0.5 mA and 2.0 mA, approximately 1.0 mA. Then R_X and R_Y can be determined by considering the input signal handling requirements.

For $V_X(max) = V_Y(max) = 10$ V:

$$R_X = R_Y > \frac{10 \text{ V}}{1.0 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\text{The equation } I_A - I_B = \frac{2V_X V_Y}{R_X R_Y I_3}$$

$$\text{is derived from } I_A - I_B = \frac{2V_X V_Y}{(R_X + \frac{2kT}{qI_{13}})(R_Y + \frac{2kT}{qI_{13}})I_3}$$

$$\text{with the assumption } R_X \gg \frac{2kT}{qI_{13}} \text{ and } R_Y \gg \frac{2kT}{qI_{13}}$$

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $I_{13} = I_3 = 1.0$ mA,

$$\frac{2kT}{qI_{13}} = \frac{2kT}{qI_3} = 52 \Omega$$

Therefore, with $R_X = R_Y = 10 \text{ k}\Omega$ the above assumption is valid. Reference to Figure 19 will indicate limitations of $V_X(max)$ or $V_Y(max)$ due to V_1 and V_7 . Exceeding these limits will cause saturation or "cutoff" of the input transistors. See Step 4 of General Design Procedure for further details.

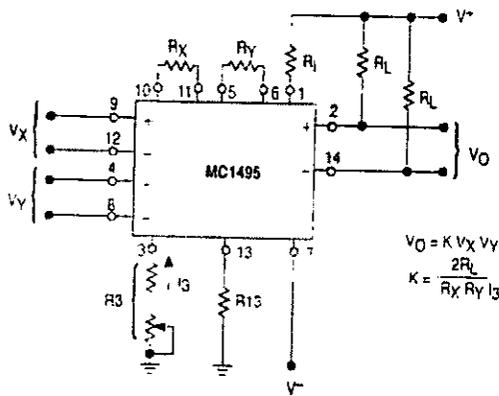
Maximum Output Voltage Swing

The maximum output voltage swing is dependent upon the factors mentioned below and upon the particular circuit being considered.

For Figure 20 the maximum output swing is dependent upon V^+ for positive swing and upon the voltage at Pin 1 for negative swing. The potential at Pin 1 determines the quiescent level for transistors Q_5 , Q_6 , Q_7 and Q_8 . This potential should be related so that negative swing at Pins 2 or 14 does not saturate those transistors. See General Design Procedure for further information regarding selection of these potentials.

MC1495

Figure 20. Basic Multiplier



If an operational amplifier is used for level shift, as shown in Figure 21, the output swing (of the multiplier) is greatly reduced. See Section 3 for further details.

GENERAL DESIGN PROCEDURE

Selection of component values is best demonstrated by the following example. Assume resistive dividers are used at the X and Y-inputs to limit the maximum multiplier input to ± 5.0 V [$V_X = V_Y(\text{max})$] for a ± 10 V input [$V_X' = V_Y'(\text{max})$] (see Figure 21). If an overall scale factor of 1/10 is desired,

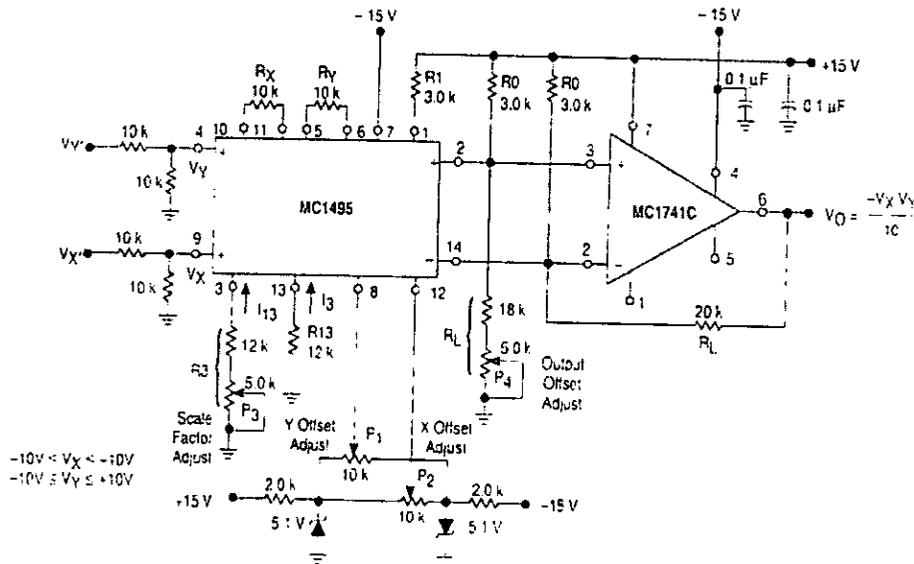
$$\text{then, } V_O = \frac{V_X' V_Y'}{10} = \frac{(2V_X)(2V_Y)}{10} = 4/10 V_X V_Y$$

Therefore, $K = 4/10$ for the multiplier (excluding the divider network).

Step 1. The first step is to select current I_3 and current I_{13} . There are no restrictions on the selection of either of these currents except the power dissipation of the device. I_3 and I_{13} will normally be 1.0 mA or 2.0 mA. Further, I_3 does not have to be equal to I_{13} , and there is normally no need to make them different. For this example, let

$$I_3 = I_{13} = 1.0 \text{ mA.}$$

Figure 21. Multiplier with Operational Amplifier Level Shift



B5. 2N2222



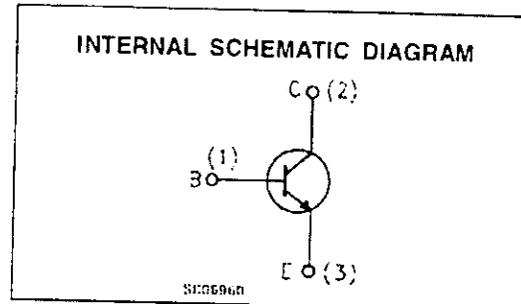
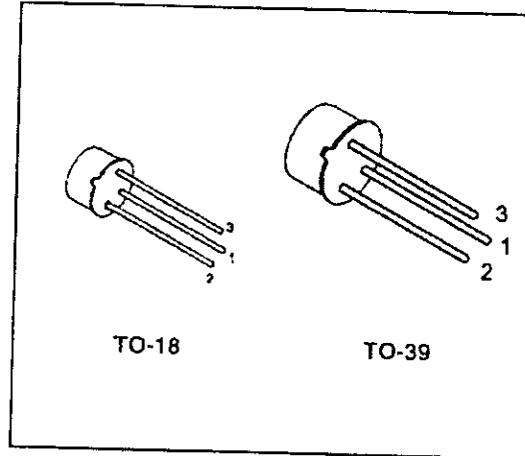
2N2219A
2N2222A

HIGH SPEED SWITCHES

DESCRIPTION

The 2N2219A and 2N2222A are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jødec TO-39 (for 2N2219A) and in Jødec TO-18 (for 2N2222A) metal case. They are designed for high speed switching application at collector current up to 500mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltage.

☞ 2N2219A approved to CECC 50002-100.
2N2222A approved to CECC 50002-101
available on request.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CB0}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	75	V
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	40	V
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	6	V
I_C	Collector Current	0.8	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$		
	for 2N2219A	0.8	W
	for 2N2222A	0.5	W
	at $T_{case} \leq 25^\circ\text{C}$		
	for 2N2219A	3	W
	for 2N2222A	1.8	W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 200	$^\circ\text{C}$
T	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$

2N2219A/2N2222A

THERMAL DATA

		TO-39	TO-18	
$R_{th, case}$	Thermal Resistance Junction-Case	Max	50	$^{\circ}C/W$
$R_{th, amb}$	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max	187.5	$^{\circ}C/W$
			83.3	
			300	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_E = 0$)	$V_{CB} = 60 V$ $V_{CB} = 60 V$ $T_{case} = 150^{\circ}C$			10 10	nA μA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -3V$)	$V_{CE} = 60 V$			10	nA
I_{BEX}	Base Cut-off Current ($V_{BE} = -3V$)	$V_{CE} = 60 V$			20	nA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 3 V$			10	nA
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10 \mu A$	75			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 10 mA$	40			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 10 \mu A$	6			V
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150 mA$ $I_B = 15 mA$ $I_C = 500 mA$ $I_B = 50 mA$			0.3 1	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150 mA$ $I_B = 15 mA$ $I_C = 500 mA$ $I_B = 50 mA$	0.6		1.2 2	V V
h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $I_C = 1 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $I_C = 10 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $I_C = 150 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $I_C = 500 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $I_C = 150 mA$ $V_{CE} = 1 V$ $I_C = 10 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $T_{amb} = -55^{\circ}C$	35 50 75 100 40 50 35		300	
h_{fe}	Small Signal Current Gain	$I_C = 1 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $f = 1KHz$ $I_C = 10 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $f = 1KHz$	50 75		300 375	
f_T	Transition Frequency	$I_C = 20 mA$ $V_{CE} = 20 V$ $f = 100 MHz$	300			MHz
C_{EBO}	Emitter Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5 V$ $f = 100KHz$			25	pF
C_{CBO}	Collector Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10 V$ $f = 100 KHz$			8	pF
$R_{e(in)}$	Real Part of Input Impedance	$I_C = 20 mA$ $V_{CE} = 20 V$ $f = 300MHz$			60	Ω

Pulsed Pulse duration 300 μs , duty cycle $\leq 1\%$



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
NF	Noise Figure	$I_C = 0.1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $f = 1 \text{ KHz}$ $R_g = 1 \text{ K}\Omega$		4		dB
n_{ie}	Input Impedance	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$	2 0.25		8 1.25	$\text{k}\Omega$ $\text{k}\Omega$
n_{ro}	Reverse Voltage Ratio	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$			8 4	10^{-2} 10^{-3}
n_{ou}	Output Admittance	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10 \text{ V}$	5 25		35 200	μS μS
$t_{d^{*}}$	Delay Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = 15 \text{ mA}$ $V_{BB} = -0.5 \text{ V}$			10	ns
$t_{r^{*}}$	Rise Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = 15 \text{ mA}$ $V_{BB} = -0.5 \text{ V}$			25	ns
$t_{s^{*}}$	Storage Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = -I_{B2} = 15 \text{ mA}$			225	ns
$t_{f^{*}}$	Fall Time	$V_{CC} = 30 \text{ V}$ $I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = -I_{B2} = 15 \text{ mA}$			60	ns
$f_{DB} = C_{D/C}$	Feedback Time Constant	$I_C = 20 \text{ mA}$ $V_{CE} = 20 \text{ V}$ $f = 31.8 \text{ MHz}$			150	ps

* Pulsed. Pulse duration = 300 μs , duty cycle $\leq 1\%$

** See test circuit

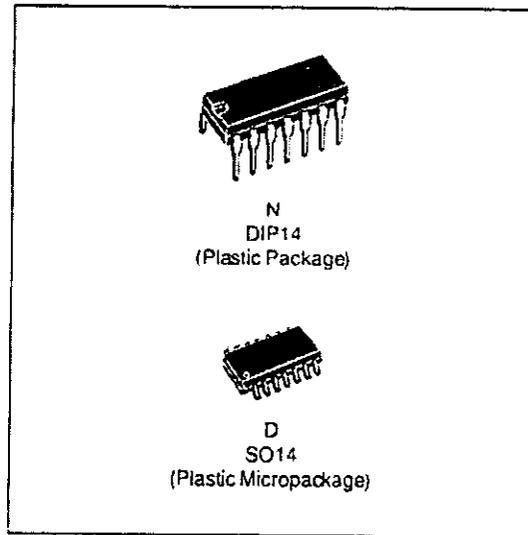
B6. TL074



TL074 TL074A - TL074B

LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $13\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)



DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

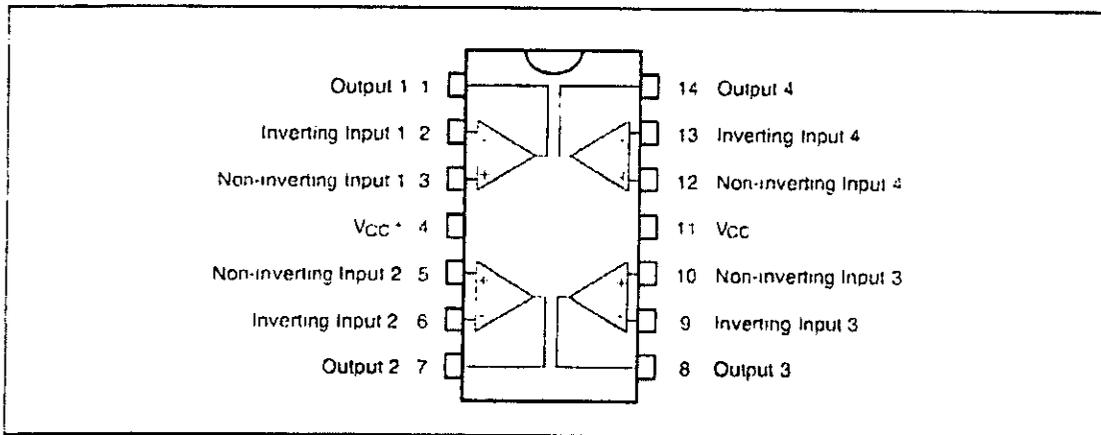
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

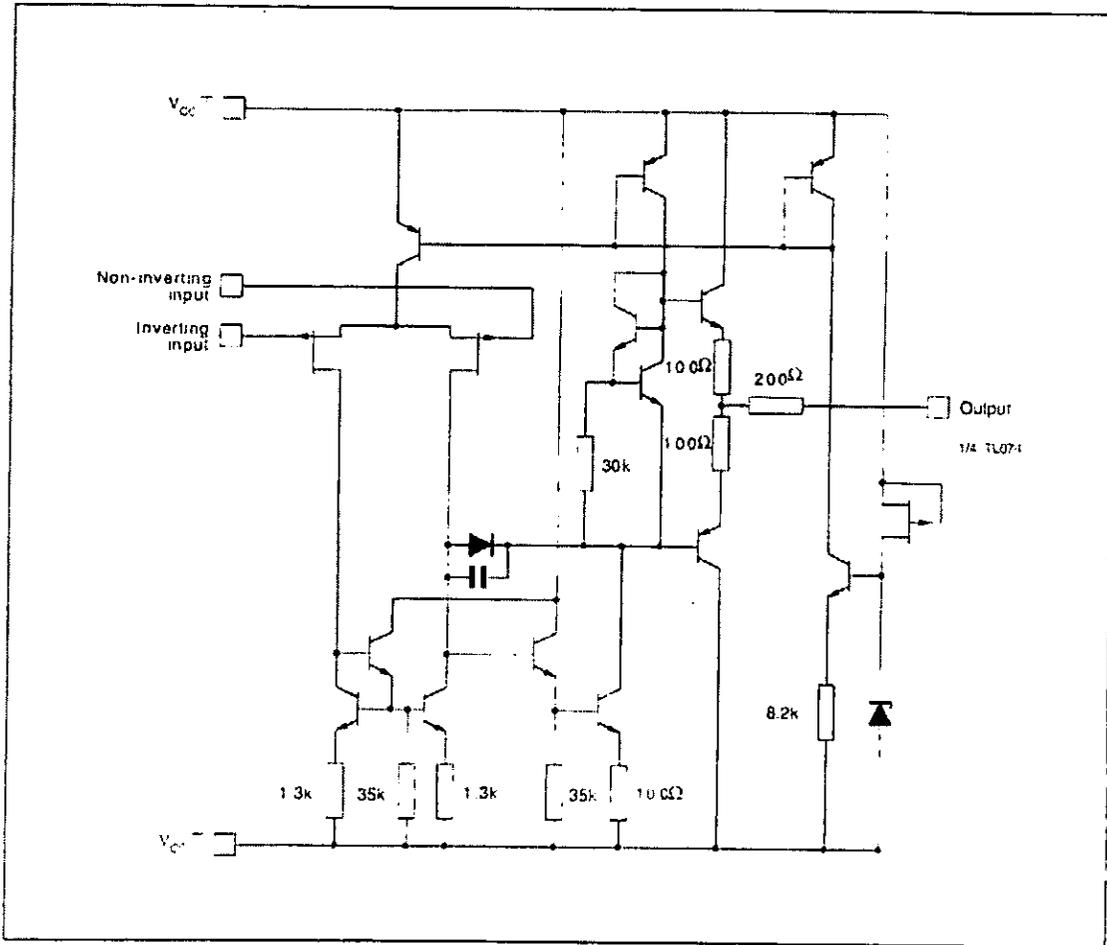
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL074M/AM/BM	-55°C. +125°C	•	•
TL074I/AI/BI	-40°C. +105°C	•	•
TL074C/AC/BC	0°C. +70°C	•	•

Example : TL074IN

PIN CONNECTIONS (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)	± 18	V
V_i	Input Voltage - (note 3)	± 15	V
V_{id}	Differential Input Voltage - (note 2)	± 30	V
P_{Tot}	Power Dissipation	680	mW
T_{opr}	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite	
	Operating Free Air Temperature Range	TL074C, AC, BC TL074I, AI, BI TL074M, AM, BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125

- Notes
- 1 All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC-} and V_{CC+} .
 - 2 Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 - 3 The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 - 4 The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{ic}	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		5	100 4		5	100 10	pA nA
I _{ib}	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		20	200 20		30	200 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{cc}	Supply Current, per Amp, no Load T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10 10	40	60 80	10 10	40	60 60	mA
±V _{opp}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		10 12 10 12	12 13.5 10 12		10 12 10 12		V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	13		8	13		V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K _{OV}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2	3		2	3		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _v = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{PP})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _s = 100Ω)		15			15		nV √Hz
∅ _m	Phase Margin		45			45		Degrees
V _{O1} /V _{O2}	Channel Separation (A _v = 100)		120			120		dB

* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature

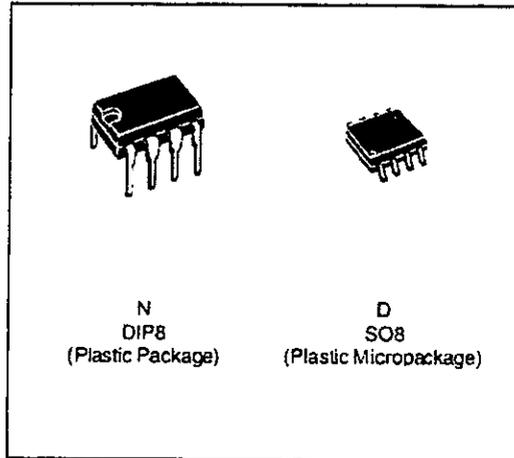




TL072
TL072A - TL072B

LOW NOISE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15nV/\sqrt{Hz}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL072, TL072A and TL072B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

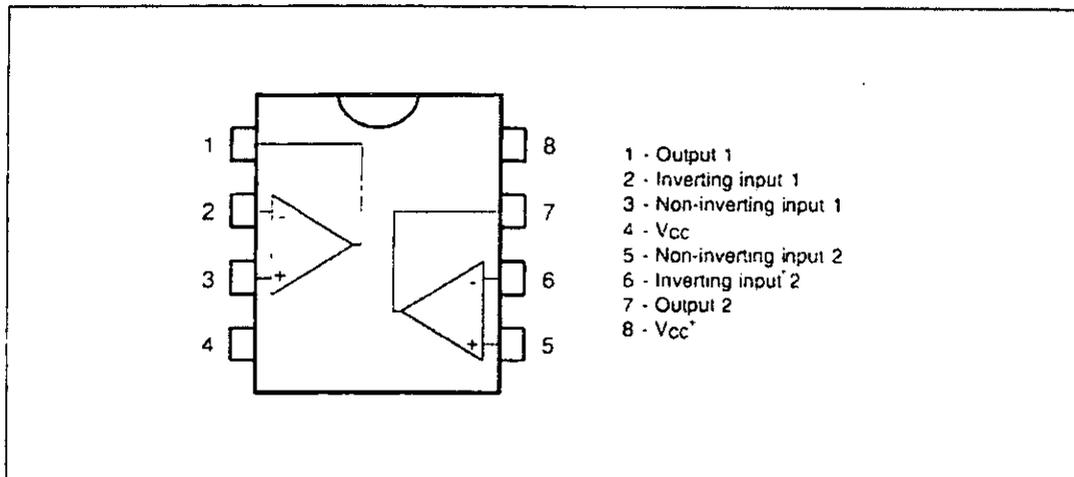
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL072M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL072I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL072C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

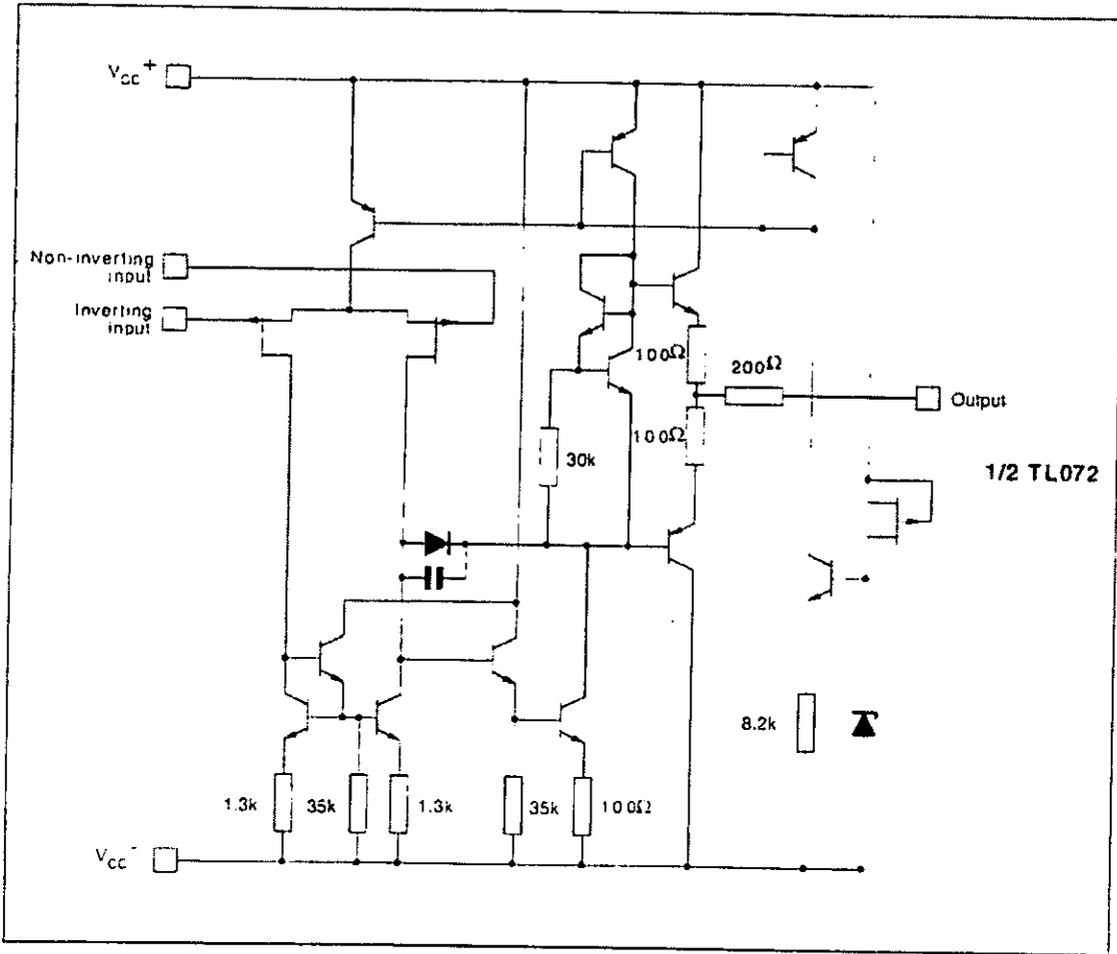
Example : TL072CN

PIN CONNECTIONS (top view)



TL072 - TL072A - TL072B

SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	Supply Voltage - (note 1)	±18	V
V _i	Input Voltage - (note 3)	±15	V
V _{id}	Differential Input Voltage - (note 2)	±30	V
P _{tot}	Power Dissipation	680	mW
T _{oper}	Output Short-circuit Duration - (note 4) Operating Free Air Temperature Range	Infinite TL072C, AC, BC TL072I, AI, BI TL072M, AM, BM	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C

- Notes:
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}⁻ and V_{CC}⁺.
 2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		5	100 4		5	100 10	pA nA
I _{ib}	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		20	200 20		30	200 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{cc}	Supply Current, per Amp, no Load T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{OPP}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		10 12 10 12	12 13.5	10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	13		8	13		V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K _{ov}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2	3		2	3		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _v = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{pp})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _s = 100Ω)		15			15		nV √Hz
∅ _m	Phase Margin		45			45		Degrees
V _{OL} /V _{OC}	Channel Separation (A _v = 100)		120			120		dB

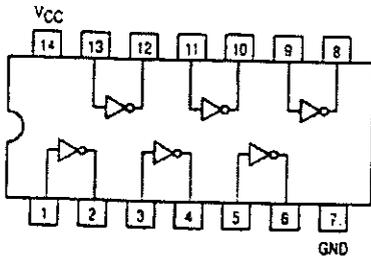
* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature



B8. 7404



HEX INVERTER



SN54/74LS04

HEX INVERTER
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06



D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
VCC	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
TA	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

5

SN54/74LS04

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA
		74	0.35	0.5	V	I _{OL} = 8.0 mA
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW			2.4	mA	V _{CC} = MAX
				6.6		

Note 1: No more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{PLH}	Turn-Off Delay, Input to Output		9.0	15	ns	V _{CC} = 5.0 V C _L = 15 pF
t _{PHL}	Turn-On Delay, Input to Output		10	15	ns	

5

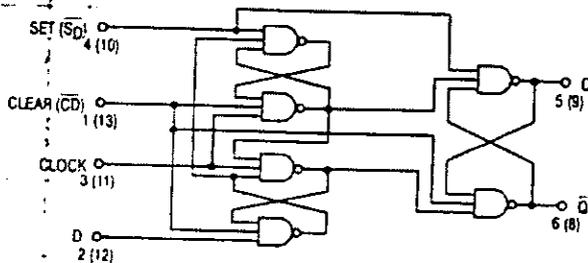


DUAL D-TYPE POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP

The SN54/74LS74A dual edge-triggered flip-flop utilizes Schottky TTL circuitry to produce high speed D-type flip-flops. Each flip-flop has individual clear and set inputs, and also complementary Q and \bar{Q} outputs.

Information at input D is transferred to the Q output on the positive-going edge of the clock pulse. Clock triggering occurs at a voltage level of the clock pulse and is not directly related to the transition time of the positive-going pulse. When the clock input is at either the HIGH or the LOW level, the D input signal has no effect.

LOGIC DIAGRAM (Each Flip-Flop)



MODE SELECT — TRUTH TABLE

OPERATING MODE	INPUTS			OUTPUTS	
	\bar{S}_D	\bar{C}_D	D	Q	\bar{Q}
Set	L	H	X	H	L
Reset (Clear)	H	L	X	L	H
Undetermined	L	L	X	H	H
Load "1" (Set)	H	H	h	H	L
Load "0" (Reset)	H	H	l	L	H

* Both outputs will be HIGH while both \bar{S}_D and \bar{C}_D are LOW, but the output states are unpredictable if \bar{S}_D and \bar{C}_D go HIGH simultaneously. If the levels at the set and clear are near V_{IH} maximum then we cannot guarantee to meet the minimum level for V_{OH} .

H, h = HIGH Voltage Level

L, l = LOW Voltage Level

X = Don't Care

h (l) = Lower case letters indicate the state of the referenced input (or output) one set-up time prior to the HIGH to LOW clock transition.

SN54/74LS74A

DUAL D-TYPE POSITIVE
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06

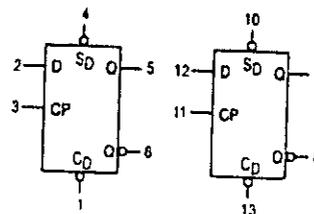


D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

LOGIC SYMBOL



VCC = PIN 14
GND = PIN 7

5

SN54/74LS74A

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA I _{OL} = 8.0 mA V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		74	0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input High Current Data, Clock Set, Clear			20 40	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
	Data, Clock Set, Clear			0.1 0.2	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current Data, Clock Set, Clear			-0.4 -0.8	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Output Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current			8.0	mA	V _{CC} = MAX

Note 1 Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{MAX}	Maximum Clock Frequency	25	33		MHz	Figure 1
t _{PLH} t _{PHL}	Clock, Clear, Set to Output		13	25	ns	Figure 1 V _{CC} = 5.0 V C _L = 15 pF
			25	40	ns	

AC SETUP REQUIREMENTS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{W(H)}	Clock	25			ns	Figure 1
t _{W(L)}	Clear, Set	25			ns	Figure 2
t _s	Data Setup Time — HIGH LOW	20			ns	Figure 1 V _{CC} = 5.0 V
		20			ns	
t _h	Hold Time	5.0			ns	Figure 1

FAST AND LS TTL DATA

REFERENCIAS

REFERENCIAS

- (1) Atkinson Peter; Doppler Ultrasound and it's use in Clinical Measurement, Academic Press, Gran Bretaña, 1986
- (2) García Noceetti F.; Procesamiento Digital de Señales en Medicina, UNAM-IIMAS, 1999.
- (3) Cabral Segura; Ultrasonografía Abdominal, Norma, España, 1981.
- (4) Kaneko Z.; First steps in the development of the Doppler flowmeter, Ultrasound Med Biol, 1986.
- (5) Kato K, Izumi T.; A new method than can detect flow direction of ultrasonic Doppler flowmeter, Sociedad de Ultrasonido Medico, Japón, 1966.
- (6) Kato K, Kido Y., Motomiya M., Kaneko Z. Kotani H.; On the mechanism of generation detected sound in ultrasonic flowmeter, Universidad de Osaka Japón, 1962.
- (7) Kaneko Z., Shiraishi J., Omizo H., Kato K., Motomiya M., An analyzing method of ultrasonic blood-rheography with sonograph, Conferencia sobre ingeniería biológica médica, Tokio, 1965.
- (8) Franklin D., Schlegel W., Rushmer R., Blood flow measured by Doppler frecuency shift of back-scattered ultrasound, Ciencia, Estados Unidos, 1961.
- (9) Franklin D., Baker DW., Ellis RM., A pulsed ultrasonic flow meter, IRE Trans Med Electron, Estados Unidos, 1959.
- (10) Strandness D., McCutcheon E., Ruschmer R., Aplcation a transcutaneous Doppler flowmeter in evaluation of occlusive arteria disease, Surg Gynecol Obstet, Estados Unidos, 1966.
- (11) Strandness D., Schultz R., Ultrasonic flow detection; a useful technic in the evaluation of peripheral vascular disease, Estados Unidos. 1967.
- (12) Summer D., Baker D., Strandness D., The ultrasonic velocity detector in a clinical study of venous disease, Arch Surg., 1968.
- (13) Satomura S., Ultrasonic Doppler method for the inspection of cardiac function, Japón, 1957.

- (14) Satomura S., Matsubara S., Yoshioka M., A new method of mechanical vibration measurement and its applications, *Memoris Inst Sci, Universidad de Osaka*, 1960.
- (15) Tippens Paul E.; Física; conceptos y aplicaciones, McGraw-Hill, México, 1991.
- (16) Tomasi Wayne; Sistemas de Comunicaciones Electrónicas, Prentice Hall, México, 1996.
- (17) Bedrosian, Normalizaed design of 90° phase-difference networks. *IRE Trnas Circuit theory*, CT-7,128-136, 1960
- (18) Oppenheim A, Willsky A.; Señales y Sistemas, Prentice Hall. 2da edición. 1998.
- (19) Evans D.H., Doppler Ultrasound, John Wiley & Sons, 2da edición, 2000.
- (20) AIUM, Safety Considerations for Diagnostic Ultrasound, 1984.
- (21) Bedrosian, Normalizaed desing of 90° phase-difference networks. *IRE Trnas Circuit theory*, CT-7, 128-136,1960.
- (22) Oppenheim A, Willsky A.; Señales y Sistemas, Prentice-Hall. 2da edición , 1998.
- (23) Evans D.H.; Doppler Ultrasound, Johm Wiley & Sons, 2da edición, 2000.
- (24) AIUM, Safety Considerartions for Diagnostic Ultrasound, 1984.
- (25) Ruano, M.G., Garcia Nocetti, D.F.; Fleming, P.J.; Alternative Parallel Implementations of an AR-modified Covariance Spectral Estimator for diagnostic Ultrasonic Blood Flow Studies. *Parallel Computing*, Vol. 19, 1993, pags. 463-476.
- (26) Madeira, M.M: Bellis, S.J.; Beltran, L.A.; Solano, J.; Garcia Nocetti D.F.; Marnane, W.P.; High Performance Computing for real Time Espectral Estimation. *IFAC Journal Control Engineering Practice* (Pergamon), Vol. 7 Number 5, 679-686, 1999.
- (27) Solano J, Garcia Nocetti D.F., Ruano M.G.; High Performance Parallel-DSP Computing in Model Based Spectral Estimation.

- Microprocessors and Microsystems (Elsevier) Vol.23, Number 6, 337-344, 1999.
- (28) Solano J. Rodriguez K, Gracia Nocetti D. F.; Model-based Spectral Estimation of Doppler Signals using Parallel Genetic Algorithms. Journal of Artificial Intelligence in Medicine. (Elsevir) Vol. 19, 75-89, 2000.
 - (29) Powis, R.L. and Powis, W.J.; A thinker's Guide to Ultrasonic Imaging. Urban and Schwarzenberg. 1984.
 - (30) Cavaye M.D.; White R.A.; Arterial Imaging -Modern and Developing Technology. Chapman & Hall, Medical London. 1993.
 - (31) Fish P.J.; Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound, John Wiley & Sons, Chichester, U.K. 1990.
 - (32) Boylestad Robert; Electrónica; Teoría de circuitos, Prentice Hall, México, 1994.
 - (33) Carr Joseph; Op. Amp.; Circuit & Applications, Tab Books, Estados Unidos, 1976.
 - (34) Franco Sergio; Desing with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, Prentice Hall, Estados Unidos, 1994.
 - (35) Morris Mano M.; Lógica Digital y Diseño de Computadores, Prentice Hall, México, 1982.
 - (36) Angelo James E.; Electronics: BJT's, FET's and Microcircuits, McGraw Hill, Estados Unidos, 1986.
 - (37) Schilling, Donald, and Belove Charles; Circuitos Electrónicos, Marcombo, México, 1987.

Páginas en Internet consultadas.

- [38] www.analog.com
- [39] www.dirind.com
- [40] www.newi.ac.uk
- [41] www.siemens-ultrasoun.com

- [42] www.lafacu.com
- [43] www.st.com
- [44] www.motorola.com
- [45] www.maxim.com
- [46] www.monumental.com