

2ej.



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

## MEDIDOR DE VIBRACIONES BASADO EN INTERFEROMETRIA LASER

### T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

AREA ELECTRICA ELECTRONICA

P R E S E N T A N :

OSCAR LCRUZ MENDOZA

MARCO ANTONIO ESCOBAR REINA

JORGE ALBERTO FRIAS BARBOSA

DIRECTOR DE TESIS: M. EN C. RICARDO RUIZ BOULLOSA



CIUDAD UNIVERSITARIA

1999

TESIS CON FALLA DE ORIGEN

274058



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## **AGRADECIMIENTOS**

**A nuestra querida Universidad**  
por todo lo bueno y lo malo que nos brindó. El trabajo de toda nuestra vida estará dedicado a retribuirle y a contribuir a su engrandecimiento

**A la Facultad de Ingeniería**  
por darnos la oportunidad de superarnos.

**Al Centro de Instrumentos, en especial al Laboratorio de Acústica Aplicada**

**A nuestro director de tesis, el Maestro en Ciencias. Ricardo Ruiz Bouffosa**  
por su sabia dirección, su confianza y su inagotable paciencia para con nosotros

**Al Ingeniero Antonio Pérez López**  
por su amistad incondicional, ayuda y asesoría durante todo el desarrollo del proyecto.

**Al pueblo de México, a quien en el fondo le debemos la oportunidad de haber estudiado por solventar con su trabajo los costos de la educación superior. ¡Mentira que la universidad no nos cuesta!. Hemos podido estudiar, ahora nos toca ayudar a solventar la educación de las siguientes generaciones.**

## **DEDICATORIA**

A la memoria de mis abuelos. En especial a Tomás Mendoza cuya existencia me permitió ser un mejor ser humano.

A mis padres: Miguel Cruz y Herminia Mendoza por su guía y apoyo incondicional. Toda mi admiración y mi profundo respeto.

A mis hermanos: Daniel, Miguel, Sandra y Lorena por su amor y motivación para finalizar este proyecto.

Un trabajo en equipo se logra cuando nace una idea sin paternidad, y el resultado final es que forma parte del mismo esfuerzo conjunto. Fue una gran experiencia el haber realizado esto con ustedes (J. y M.).

Sin importar lo que pase en el futuro ahora estoy viviendo lo que he deseado.  
Gracias.

**Oscar Cruz Mendoza**

A mis padres, Fidel y María de Lourdes, por su apoyo y cuidado.

A mis hermanos Fidel, Carlos, Genaro y María de Lourdes, por su valía y por todo lo que de ellos he aprendido, tanto en las buenas como en las malas.

A mi tío Alberto, dondequiera que se encuentre, por su inigualable ejemplo.

A mis amigos, en particular al par de guacameros con los que realicé este proyecto.

A la Pipa, Nana, Yoplín, Capu, Huesos y Fido, por recibirme siempre con una sonrisa.

Y muy especialmente a Blanca, la pequeña estrella que para mi fortuna, Dios sembró en la Tierra.

**Marco Antonio Escobar Reina**

Por encima de todo a mi Familia: Deña Barbosa y Alberto Frías - mis padres; Edgardo Frías - mi hermano; Gisel Arellano - mi cuñada y a mi linda sobrina Nadzeff. Gracias por su incondicional cariño. ¡Fue un camino largo pero por fin llegué!

A Elsa quien me acompañó durante mucho tiempo y me ofreció muy valiosos consejos no sólo para la tesis sino para la vida misma.

A todos mis compañeros de DGSCA que de alguna manera contribuyeron a que esta tesis tomara forma.

**Jorge Alberto Frías Barbosa**

# ÍNDICE

## MEDIDOR DE VIBRACIONES BASADO EN INTERFEROMETRÍA LÁSER

PRESENTACIÓN .....	1
<b>CAPÍTULO I</b>	
<b>ANEMOMETRÍA LÁSER.....</b>	<b>4</b>
<b>I.1 INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>4</b>
<b>I.2 CONSIDERACIONES TEÓRICAS .....</b>	<b>5</b>
I.2.1 Frecuencia Doppler .....	5
I.2.2 Dispersión de la luz por partículas vibrantes en un interferómetro de Michelson .....	7
I.2.3 Espectro de la señal modulada y efecto de la detección homodina y heterodina.....	8
I.2.4 Otras aplicaciones de la técnica de corrimiento láser Doppler....	10
I.2.5 Mediciones de la componente normal de velocidad.....	11
I.2.6 Factores que afectan el desempeño de sistemas de anemometría láser.....	15
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>22</b>
<b>CAPÍTULO II</b>	
<b>ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL E INSTRUMENTACIÓN.....</b>	<b>23</b>
<b>II.1 SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN .....</b>	<b>24</b>
II.1.1 Osciloscopio.....	24
II.1.2 Analizador de espectros de tiempo real o analizador de Fourier.....	24
<b>II.2 ACONDICIONAMIENTO Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL.....</b>	<b>25</b>
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>28</b>
<b>CAPÍTULO III</b>	
<b>SISTEMAS ÓPTICOS .....</b>	<b>29</b>
<b>III.1 EL LÁSER.....</b>	<b>30</b>
III.1.1 El láser como fuente de luz.....	30
III.1.2 Láseres para interferometría.....	31
III.1.3 Diodo láser.....	31
<b>III.2 LENTES.....</b>	<b>33</b>
<b>CAPÍTULO IV</b>	
<b>SENSADO Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL HETERODINA.....</b>	<b>36</b>
<b>IV.1 FOTODETECTORES.....</b>	<b>37</b>
IV.1.1 Principios básicos.....	37
IV.1.2 Parámetros que determinan las características de los fotodiodos.....	39
<b>IV.2 DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL DEL FOTODETECTOR .....</b>	<b>41</b>
IV.2.1 Circuitos PLL .....	41
IV.2.2 Circuito integrado XR 215.....	46
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>47</b>

<b>CAPÍTULO V</b>	
<b>IMPLEMENTACIÓN DEL MEDIDOR DE VIBRACIONES LÁSER.....</b>	<b>48</b>
V.1 INTRODUCCIÓN.....	49
V.2 DISEÑO MECÁNICO.....	49
V.1.1 El espejo viajero.....	49
V.1.2 El método del disco rotatorio.....	52
V.3 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DEL SISTEMA	
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN.....	54
V.3.1 Control del motor.....	54
V.3.2 Circuitos de acondicionamiento de la señal y fotodetector.....	57
V.3.3 Circuitos de demodulación de la señal.....	66
V.4 CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA.....	74
V.4.1 Respuestas electrónicas.....	74
V.4.2 Resultados para espejo viajero y disco rotatorio.....	75
V.4.3 Límites de medición y ruido de fondo.....	76
V.5 APLICACIÓN REAL Y COMPARACIÓN	
CON OTRO SISTEMA DE MEDICIÓN.....	77
V.5.1 Respuesta en frecuencia de una bocina.....	77
V.5.2 Objeto vibrante de respuesta transitoria.....	79
REFERENCIAS.....	80
<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>81</b>
<b>APÉNDICES</b>	
<b>A</b> DIAGRAMAS ELÉCTRICOS.....	83
<b>B</b> RESPUESTAS DEL SISTEMA.....	89
<b>C</b> INCERTIDUMBRE .....	101
<b>D</b> LISTADOS FUENTE.....	104
<b>E</b> GRÁFICAS DE COMPARACIÓN.....	111
<b>F</b> HOJAS DE ESPECIFICACIONES.....	120
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>140</b>

*"Proyecta lo difícil  
partiendo de donde aún es fácil.  
Realiza lo grande  
Partiendo de donde aún es pequeño..."*

# MEDIDOR DE VIBRACIONES BASADO EN INTERFEROMETRÍA LASER

## PRESENTACIÓN

*"...Por eso el sabio no hace nada grande  
y realiza lo grande sin embargo.  
El árbol de ancho tronco  
está ya en el pequeño brote.  
El viaje hacia lo eterno  
comienza ante tus pies."*

Lao -Tsé

## **PRESENTACIÓN**

El presente trabajo trata sobre el diseño y construcción de un dispositivo capaz de medir la magnitud de velocidad de un objeto vibrante basado en las técnicas de anemometría láser Doppler, así como de los dispositivos y equipos asociados; desarrollado como tema de tesis para el Laboratorio de Acústica Aplicada del Centro de Instrumentos de la Universidad Nacional Autónoma de México.

### **Definición del problema**

*Analizar, diseñar construir y evaluar un dispositivo que permita medir la amplitud de la velocidad de un sistema vibrante. Requerido para las diversas actividades que se realizan en el Laboratorio de Acústica aplicada del Centro de Instrumentos de la UNAM. Este sistema permite medir vibraciones sin tener contacto físico con la superficie vibrante, ya que utiliza la luz láser como sensor.*

*La ventaja es que puede medir vibraciones de un sistema delicado, como un instrumento musical, o en un equipo pequeño, tal y como una bocina.*

*El elevado costo que representa la adquisición de equipo comercialmente disponible para tal fin, hace que la construcción de un equipo similar presente ventajas en el costo y mantenimiento.*

### **Método**

*El dispositivo se basa en un método de interferometría el cual es propuesto por el Laboratorio de Acústica Aplicada. De este sistema se tiene que definir, mediante la investigación y la experimentación el sistema mecánico ideal que produzca una señal portadora que sirva para que la señal se logre modular y pueda viajar hacia un transductor que permita un cambio a una señal eléctrica proporcional. Después de resolver esto, el paso siguiente será el desarrollo del acondicionamiento electrónico de la señal que incluye un proceso de demodulación para ser observado en un osciloscopio.*

### **Resultados esperados**

*Tener un sistema que pueda obtener una medida de la amplitud de la velocidad dentro del orden de 1mm/s a 0.1m/s sin contacto, y de ser posible, que despliegue la magnitud de la velocidad y la amplitud del desplazamiento de la vibración.*



*" En mi larga vida he aprendido una cosa: que toda nuestra ciencia, comparada con la realidad, es primitiva e infantil y que, a pesar de todo, es lo más valioso que tenemos "*

Albert Einstein

# CAPÍTULO I

## ANEMOMETRÍA LÁSER

*" La geometría existe en todas partes.  
Es preciso, sin embargo, tener ojos para verla, inteligencia para comprenderla y alma para admirarla. "*

# CAPÍTULO I

## ANEMOMETRÍA LÁSER

### I.1 INTRODUCCIÓN

La anemometría láser es una técnica, basada en la interferometría óptica, que se utiliza para realizar mediciones de velocidad de partículas en flujos o de superficies vibrantes. Con el surgimiento del láser en 1964, se estableció como el método más ventajoso para este tipo de mediciones, en los setentas aparecieron muchos desarrollos y en los ochentas se extendió su uso. En los años recientes se ha incrementado su alcance y precisión, debido al uso de nuevos elementos ópticos y al creciente desarrollo de la electrónica digital para el procesamiento de señales.

La anemometría láser es derivación directa de la interferometría, la cual forma parte, junto con la fotografía, de una gran familia de técnicas de captura, almacenamiento y procesamiento de información óptica. A diferencia de las técnicas fotográficas, donde la información está contenida en la distribución espacial de la intensidad de la luz, las técnicas interferométricas obtienen información a partir de la distribución de fase de las ondas de luz. Esto permite, entre otras cosas, obtener información espacial de un objeto; y debido a la pequeña longitud de onda de la luz, medidas mucho más precisas y sobre áreas menores.

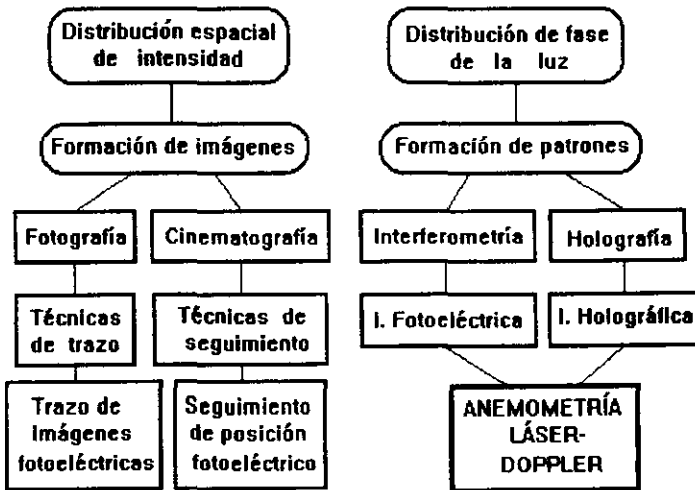


Figura I.1 Técnicas de información óptica

Para determinar la velocidad de partículas la anemometría utiliza el fenómeno del corrimiento de frecuencia, llamado efecto Doppler, en ondas dispersadas por ellas. En términos generales, podemos definir al efecto Doppler como el fenómeno que presentan todas las ondas de variar su frecuencia cuando existe un movimiento relativo entre el receptor y la fuente. La magnitud de la variación es directamente proporcional a la magnitud de la velocidad del movimiento relativo respectivo, y es precisamente esta característica la que nos permite conocer la velocidad de una partícula, con base en el corrimiento de frecuencia que produce. Existe un gran número de variaciones de ésta técnica, que en general, cuando utilizan al láser como fuente de luz, son denominadas con las siglas ALD (Anemometría Láser Doppler) ó VLD (Velocimetría Láser Doppler).

Entre las principales aplicaciones de la anemometría láser figuran el estudio de flujos de líquidos, gases y plasmas, sensado de rotación y, de particular interés, el estudio de vibraciones.

El estudio de vibraciones de superficies u objetos ocupa un lugar importante entre las tareas cotidianas desarrolladas en el Laboratorio de Acústica Aplicada en donde la presente tesis se desarrolló.

Se ha encontrado en la anemometría láser Doppler una técnica difícil de superar para la medición de velocidad de objetos vibrantes. Esto se debe a que, aunado a las enormes ventajas que el láser proporciona, es relativamente fácil y económico construir dispositivos basados en él para tal efecto. La más obvia lo es la posibilidad de conocer las características mecánicas de superficies vibrantes (velocidad y frecuencia) sin necesidad de hacer contacto físico alguno. Para el estudio de superficies delgadas o membranas, por ejemplo, esta es una cualidad muy importante, ya que no altera en absoluto su comportamiento vibratorio natural. Otra ventaja más de esta técnica: La anemometría láser permite obtener mediciones muy precisas e instantáneas de velocidad de vibración de superficies, con una alta resolución espacial, y sobre un enorme intervalo de valores, desde valores tan pequeños como  $10^{-6}$  m/seg hasta velocidades del orden de 1000 m/seg.

## 1.2 CONSIDERACIONES TEÓRICAS

### 1.2.1 Frecuencia Doppler

En la propagación de ondas de cualquier tipo, hablese de ondas mecánicas, sonido e incluso luz, pueden ocurrir cambios de frecuencia debidos al movimiento de la fuente, receptor, medio de propagación, o incluso del reflector o dispersor [1]. Dicho efecto, familiar en acústica, recibe su nombre en honor al físico austriaco Doppler que consideró primero este fenómeno en 1842, y es debido al movimiento relativo que puede existir entre la fuente de la onda y el receptor. Es clásico el ejemplo de una sirena acercándose a nosotros, pasar por enfrente y alejarse después. La frecuencia que perciben nuestros oídos es mayor cuando la fuente del sonido se acerca a nosotros, y es menor cuando se aleja; aún cuando en ambos casos el sonido es generado por la misma fuente invariable. Aunque originalmente explicado para las ondas sonoras, este efecto fue rápidamente extrapolado a los demás tipos de ondas. Sin embargo, el efecto Doppler para ondas electromagnéticas es fundamentalmente distinto, porque no es posible identificar el movimiento uniforme de una fuente (u observador) con relación al medio de transmisión (vacío) [2]. Aún así, este fenómeno ha sido utilizado para determinar la velocidad de estrellas y cometas en el espacio: el desplazamiento al rojo para bajas frecuencias de luz arribando a la tierra de galaxias distantes es atribuido a su movimiento alejándose de nosotros a velocidades extremadamente altas.

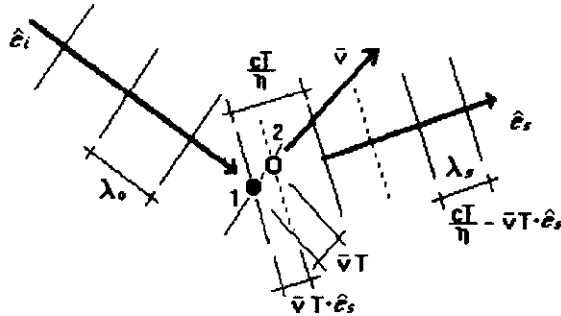
Para obtener la expresión del corrimiento Doppler consideremos un medio refractivo con índice  $\eta$ , e imaginemos a una partícula moviéndose con velocidad  $\vec{v}$ . Una fuente de luz estacionaria de frecuencia  $f_0$  y longitud de onda en el espacio libre  $\lambda_0$ , ilumina la región. En toda esa región, la frecuencia de la luz permanece constante, pero la longitud de onda y la velocidad son reducidas a  $\lambda_{-1} = \lambda_0 / \eta$  y  $c_1 = c / \eta$ , respectivamente. La luz dispersada de la partícula es de longitud de onda  $\lambda_{-s}$ , de velocidad  $c / \eta$  y de frecuencia  $f_s$ .

En el exterior del medio refractivo, en contraste, la luz dispersada es de longitud de onda  $\eta\lambda_s$ , velocidad  $c$  y frecuencia idéntica  $f_s$ .

La expresión de la razón a la cual los frentes de onda interceptan a la partícula móvil es idéntica a la obtenida para el espacio libre:

$$f' = f_0 - \bar{v} \cdot \hat{e}_i / \lambda_i$$

Sea una pequeña partícula en una geometría dada, tal como muestra la figura.



**Figura 1.2 Geometría para determinar la variación de la longitud de onda dispersada**

Cuando se halla en la posición 1 se encuentra dispersando un frente de onda. Entonces la partícula se mueve hacia la posición 2, antes de ser alcanzado por otro frente de onda. Un tiempo  $1/f'$  transcurre durante el movimiento de la partícula entre los puntos separados una distancia  $vT'$ , mientras que el frente de onda inicial viaja una distancia  $c\hat{e}_s/\eta f'$  hacia el observador. La longitud de onda  $\lambda_s$  es entonces:

$$\lambda_s = c(\eta f') - \bar{v} \cdot \hat{e}_s / f'$$

Sustituyendo en la ecuación anterior para  $f'$  y resolviendo para  $f_s$  resulta:

$$f_s = c / \eta\lambda_s = (c/\eta) ( f_0 - \bar{v} \cdot \hat{e}_i / \lambda_i ) ( c/\eta - \bar{v} \cdot \hat{e}_s )$$

Para los casos donde  $v \ll c$  y al sustituir  $f_0 = c / \eta\lambda_i$  se reduce a:

$$f_s = f_0 + (1/\lambda_i) \bar{v} \cdot (\hat{e}_s - \hat{e}_i)$$

Al sustituir  $\lambda_i = \lambda_0 / \eta$  se obtiene:

$$f_s = f_0 + (\eta/\lambda_0) \bar{v} \cdot (\hat{e}_s - \hat{e}_i)$$

Ecuación que expresa la frecuencia de la luz dispersada por una partícula móvil en un medio de índice refractivo  $\eta$ . El desplazamiento de frecuencia Doppler puede ser expresado entonces por:

$$f_D = f_s - f_0 = (\eta/\lambda_0) \bar{v} \cdot (\hat{e}_s - \hat{e}_i) = (\eta |\bar{v}| / 2\pi) (k_s - k_i)$$

O usando la forma alternativa, ya que  $|k_s - k_r| = (2 \pi / \lambda) \sin(\theta/2)$  rad/m, donde  $\theta$  es el ángulo de dispersión (ángulo formado entre el haz incidente y el haz dispersado) y  $v$  es la magnitud de la componente de  $\vec{v}$  en la dirección de  $k_s - k_r$ :

$$f_D = 2 \eta v \sin(\theta/2) / \lambda \quad \text{Hz}$$

De donde :

$$v = f_D \lambda / (2 \eta \sin(\theta/2))$$

Esta fórmula permite conocer la velocidad de partículas o cuerpos en movimiento si se mide el corrimiento de frecuencia, el ángulo de dispersión y la longitud de onda utilizada en un experimento, al considerar un medio dado ( $\eta=1$  para el vacío). Sin embargo, los corrimientos de frecuencia encontrados para partículas en movimiento con velocidades ordinarias, son muy pequeños comparados con la frecuencia de la luz. Por ejemplo un objeto moviéndose con una velocidad de 10 m/s producirá un corrimiento máximo de 32 MHz para la frecuencia de la luz roja de un láser He-Ne (4.7 E 14 Hz). Es decir, una variación del orden de 7 cienmillonésimos con respecto a la frecuencia original, mucho más allá de las capacidades de resolución de los espectrómetros ópticos modernos. Es por ello que esta técnica resulta, por sí sola, inadecuada para la medición de velocidad de objetos en escala terrestre, a menos que manejemos magnitudes excepcionalmente grandes en los cuerpos a medir, situación que no es común encontrar [1].

### 1.2.2 Dispersión de la luz por partículas vibrantes en un interferómetro de Michelson

Si la velocidad instantánea de las partículas varía senoidalmente, tal como sería el caso para las partículas en la superficie de un cuerpo sólido, o las partículas suspendidas en un campo sonoro, vibrando a una sola frecuencia  $\omega$  se tiene :

$$v = V \sin(\omega t)$$

y la frecuencia Doppler :

$$f_D = (2 \eta \sin(\theta/2) / \lambda) (V \sin(\omega t))$$

Esta ecuación representa una modulación de la frecuencia de la luz a la frecuencia  $\omega/2\pi$  [Hz] correspondiente a la frecuencia de vibración.

Si se puede determinar la amplitud de la modulación de frecuencia, la velocidad pico de las partículas  $V$ , estará dada por :

$$V = \Delta f_{D \max} \lambda / (2 \eta \sin(\theta/2))$$

Si ahora el objeto vibrante está en el extremo de una de las ramas en un interferómetro de Michelson (sección 1.2.4, Fig 1.4), vibrando de tal manera que tenga una componente de velocidad en la dirección de la rama, se tiene la condición en que las partículas iluminadas por el láser retrodispersan la luz en la dirección del haz incidente y entonces  $\theta = 180^\circ$  lo cual implica que:

$$V = \Delta f_{D \max} \lambda / (2 \eta)$$

Ahora, en la otra rama del interferómetro se coloca un objeto dispersor estático que no produce ningún corrimiento en la frecuencia de la fuente original. A este haz le llamaremos haz de referencia. Si en el otro extremo del interferómetro de Michelson se tiene un fotodetector cuadrático, es decir, un detector que responde a la intensidad de la luz, en donde incide la luz de las dos ramas del interferómetro, el de referencia y el proveniente de la retrodispersión del objeto

vibrante, se produce una corriente de frecuencia  $f_D$ . Esta frecuencia es denominada frecuencia de batimiento homodina, porque es generada por la mezcla de dos señales de luz con frecuencia casi idéntica, una modulada ligeramente por el objeto vibrante y la otra a la misma frecuencia de la fuente de luz (oscilador local en la detección de señales de amplitud modulada). El efecto del detector se puede explicar considerando que responde a la intensidad de la luz que recibe.

El vector total de campo eléctrico en la zona de interferencia está dado por :

$$E_t = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$$

Donde  $E_1$  y  $E_2$  son las amplitudes de las ondas de luz individuales. Asumamos también que los dos campos eléctricos tienen la misma polarización. Dado que los dispositivos fotodetectores responden a la intensidad de radiación  $I$  de las ondas luminosas, definida como :

$$I = \langle E^2 \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T E^2 dt = \frac{1}{2} E^2$$

La intensidad captada por el fotodetector será (ignorando el factor de  $\frac{1}{2}$ ):

$$E_t^2 = E_1^2 \cos^2 \omega_1 t + E_2^2 \cos^2 \omega_2 t + E_1 E_2 \cos (\omega_1 + \omega_2)t + E_1 E_2 \cos (\omega_1 - \omega_2)t$$

Sin embargo, el detector es incapaz de responder a frecuencias tan altas como lo representan las tres primeras componentes (recordar que  $\omega = 2\pi f = 2\pi c/\lambda$ ), pero puede obtener el promedio de ellas:

$$E_t^2 = \frac{1}{2} E_1^2 + \frac{1}{2} E_2^2 + 0 + E_1 E_2 \cos (\omega_1 - \omega_2)t$$

Por tanto, el detector puede responder a la señal de la diferencia de frecuencias obtenida a partir de los haces incidentes. Esta señal es el batimiento producido por la mezcla de las dos señales. Como puede apreciarse, el fotodetector proporciona también una señal de DC que se sumará a la señal de AC variante en función de  $\omega_1$  y  $\omega_2$ . Para el caso en que  $\omega_1$  es mantenida constante y  $\omega_2$  es afectada por un corrimiento Doppler  $\omega_D$ , tenemos:

$$E_t^2 = \frac{1}{2} E_1^2 + \frac{1}{2} E_2^2 + E_1 E_2 \cos (\omega_1 - \omega_2 \pm \omega_D)t$$

Si consideramos que los dos haces son derivados de la misma fuente ( $\omega_1 = \omega_2$ ), y sustituimos el valor de  $\omega_D$ :

$$E_t^2 = \frac{1}{2} E_1^2 + \frac{1}{2} E_2^2 + E_1 E_2 \cos (\pm 2\pi (\eta v / 2\pi) \cdot (k_s - k_i)t)$$

Sin embargo, aún cuando podemos recuperar la información de velocidad de un objeto a partir de esta señal, se tienen ciertas desventajas. Para explicar mejor este problema consideramos, a continuación, el espectro de Fourier de la señal.

### 1.2.3. Espectro de la señal modulada y efecto de la detección homodina y heterodina.

La expansión en Fourier de una señal modulada en frecuencia se puede expresar como:

$$F(t) = A(J_0(\beta) \cos \omega t - J_1(\beta)(\cos(\omega - \omega_m)t - \cos(\omega + \omega_m)t) + \dots \\ + J_2(\beta)(\cos(\omega - 2\omega_m)t + \cos(\omega + 2\omega_m)t) - J_3(\beta)(\cos(\omega - 3\omega_m)t - \cos(\omega + 3\omega_m)t) + \dots)$$

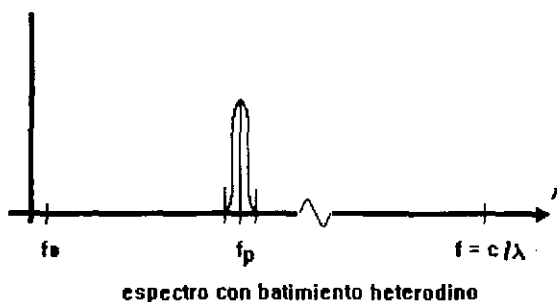
donde  $A$  es la amplitud de la señal no modulada,  $J_n(\beta)$  es la función de Bessel de orden  $n$  y argumento  $\beta = \Delta f_{max}/\omega$  (el índice de modulación), y  $\omega_m/2\pi$  es la frecuencia de la señal moduladora, en este caso la frecuencia de vibración del objeto. El espectro contiene una señal  $AJ_0(\beta)$  a la

frecuencia portadora (la frecuencia de la luz) y componentes simétricas espaciadas por múltiplos de la frecuencia moduladora con amplitudes proporcionales a las sucesivas funciones de Bessel de argumento  $\beta$ .

Cuando se mezcla la luz dispersada con una componente de la luz original y se recupera la información de la frecuencia Doppler se le denomina detección "homodina". El espectro que estaría centrado en la señal "portadora" a la frecuencia de la luz es desplazado a la frecuencia 0 Hz, con las componentes a ambos lados del centro, combinándose para dar un solo conjunto de componentes con picos a múltiplos de la frecuencia de vibración.

Cuando a la luz original en el haz de referencia se le da un corrimiento constante, (la frecuencia del oscilador local es distinta a la de la señal portadora) por medio de algún dispositivo (espejo viajero, disco rotatorio, celdas de Bragg), el mezclado  $\omega_1 \pm \omega_P \neq \omega_2$ , recibe el nombre de "heterodino", y al proceso total de recuperación de la frecuencia Doppler se le conoce como "detección heterodina".

En este caso el espectro estará centrado en la frecuencia de la señal portadora, señalada como  $f_0$  en la figura, generada por el dispositivo de corrimiento constante.



**Figura 1.3 Traslado en frecuencia utilizando modulación del haz de referencia**

La detección homodina tiene la ventaja de ser de fácil implementación pero tiene sus inconveniencias: es imposible saber si la partícula se aleja o se acerca a la fuente es decir la información de fase se pierde, por otro lado el trasladar el espectro a una región del espectro tan baja (centrado en 0 Hz) disminuye la relación señal a ruido y hace a la señal obtenida susceptible a contaminación e interferencias. Por ello, en la mayoría de los equipos de anemometría láser, se recurre a un mezclado y detección de la frecuencia Doppler heterodino.

En este caso, un haz de luz es modulado en frecuencia por los desplazamientos Doppler originados por el movimiento del cuerpo o partícula, el otro haz es modulado de forma similar por medio de un dispositivo extra para generar una frecuencia portadora constante. De esta manera, los corrimientos de frecuencia Doppler del haz dispersado por la partícula pueden sumarse o restarse con respecto a la frecuencia de la señal portadora del segundo haz. Para este caso, de las ecuaciones anteriores:

$$E_1^2 = \frac{1}{2} E_1^2 + \frac{1}{2} E_2^2 + E_1 E_2 \cos(\omega_1 \pm \omega_P - \omega_2 \pm \omega_D)t$$

$$E_1^2 = \frac{1}{2} E_1^2 + \frac{1}{2} E_2^2 + E_1 E_2 \cos(\pm \omega_P \pm 2\pi(\eta v / 2\pi) \cdot (k_s - k_i))t$$

Esto se traduce entonces en un traslado de la señal Doppler a porciones altas del espectro de frecuencias, pero cuidando de evitar magnitudes tan elevadas como para no poder tener suficiente resolución de tales corrimientos.

Por lo tanto, asumimos que podemos medir de manera precisa los desplazamientos de frecuencia Doppler por medio de la corriente o voltaje proporcionado por el dispositivo fotodetector. Sin embargo, falta aún demostrar que las restantes variables de la ecuación de corrimiento Doppler pueden ser calculadas con precisión y por lo tanto la velocidad puede ser determinada con un alto grado de exactitud.

Se mostró que la luz reemitida (dispersada o reflejada) por una partícula u objeto en movimiento, es desplazada en frecuencia por un valor de:

$$f_D = (\eta v / 2\pi) \cdot (\bar{k}_s - \bar{k}_i)$$

Si tal haz es entonces superpuesto sobre el otro haz sin modular derivado de la misma fuente, la intensidad de flujo consistirá básicamente de un término de DC y un término de frecuencia Doppler de AC. La magnitud del vector de propagación dispersado  $k_s$  es esencialmente igual, dentro de una parte en  $10^8$ , a la magnitud del vector de referencia  $k_0$ . Dado que  $k = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$ , cuando la frecuencia de un haz cambia en una pequeña cantidad  $df = f_0$ , su constante de propagación cambia en una cantidad correspondiente:

$$dk = 2\pi (n/c) df$$

y por tanto:

$$k_D = 2\pi (n/c) f_D$$

Entonces, la constante de propagación de la luz dispersada es:

$$k_s = k_i + k_D = 2\pi\eta/\lambda_0 + 2\pi (n/c) f_D$$

La razón entre  $k_D$  y  $k_i$  está dada por:

$$k_D/k_i = f_D \lambda_0 / c = f_D / f_0$$

Para nuestro caso en particular,  $f_D = 400 \times 10^3$  Hz y  $f_0 \approx 4.76 \times 10^{14}$  Hz (correspondiente a un láser de luz roja). Por lo tanto:

$$k_D/k_i = 400 \times 10^3 \text{ Hz} / 4.76 \times 10^{14} \text{ Hz} \approx 8.4 \times 10^{-10}$$

Así, se encuentra que  $k_s = k_i$  dentro de un orden de  $8/10^{10}$ . Debe remarcarse que  $f_s$  también difiere de  $f_i = f_0$  en el mismo orden. Debido a ello, para extraer con precisión a la frecuencia Doppler,  $f_D$ , al heterodinar  $f_s$  con  $f_0$  se debe emplear, una fuente de luz altamente monocromática, típicamente un láser. Los láseres de alta calidad tienen frecuencias fundamentales que son estables dentro de 1 Hz (en  $5 \times 10^{14}$  Hz) para tiempos de duración cortos.

#### 1.2.4 Otras aplicaciones de la técnica de corrimiento láser-Doppler

En años recientes, diversas áreas de investigación han sido favorecidas con el acelerado desarrollo de las técnicas láser Doppler. La marcada tendencia de la electrónica hacia los dispositivos ópticos, ha proporcionado un sinnúmero de nuevos y mejores elementos para la generación, detección y procesamiento de señales ópticas. Entre las aplicaciones más comunes en que se ha empleado la medición de velocidades por corrimiento de frecuencias láser, se encuentran el diagnóstico de campo de flujos (mapeo, en estado estable y en estado turbulento) y el análisis de vibraciones mecánicas en diversos sistemas incluso biológicos: tímpanos, vibraciones del aparato emisor en diversas especies, etc.



Los dispositivos convencionalmente utilizados para sensar las características de movimiento de flujos comprenden cuerpos físicos tales como anemómetros de filamento caliente, trazadores, tubos pitot, etc. Los inconvenientes básicos de estos dispositivos son que perturban notablemente el medio que están midiendo, por lo que deben ser incluidos factores de corrección al analizar los valores obtenidos; ninguno mide la velocidad directamente; la mayoría son demasiados lentos para lo que a la respuesta en frecuencia concierne, haciendo difícil por lo tanto, si no imposible, realizar mediciones precisas de flujos turbulentos o transitorios; los tamaños físicos son tales que la resolución espacial es relativamente pobre; y en el caso de plasmas, donde los flujos son extremadamente energéticos, los dispositivos sensores o se rompen o se desintegran.

Con las técnicas de corrimiento láser-Doppler están disponibles medios electro-ópticos para efectuar estos diagnósticos de flujo: Las características de respuesta en frecuencia están típicamente en el orden de megahertz; las mediciones pueden ser hechas en áreas inaccesibles, como en la detección de turbulencias en aire libre, y con el uso de lentes de difracción limitada, volúmenes de prueba del orden de  $10^{-6}$  cc son rutinariamente analizados.

En el caso de la medición de vibraciones, a diferencia de las técnicas de medición de velocidad de partículas en un fluido, la intensidad de la luz dispersada por una superficie vibrante es bastante grande, por lo que la relación señal a ruido es, por lo general, buena. Esto nos evita utilizar fuentes de láser de alta potencia y complicados sistemas de procesamiento de señales, resultando el dispositivo total de un bajo costo económico; aunado al enorme grado de resolución que se obtiene a partir de las técnicas interferométricas láser.

### 1.2.5 Medición de la componente normal de la velocidad

Una de las configuraciones más empleadas para usarse como anemómetros láser-Doppler es la del interferómetro de Michelson [2]. Éste consiste en una fuente de luz láser cuyo haz es dirigido a una placa semirreflejante que cumple la función de divisor. Esta se encarga de dividir el haz original en dos haces secundarios, que para la geometría del instrumento, deben ser ortogonales. Dichos rayos son a su vez dirigidos hacia dos espejos ubicados a cierta distancia  $x$  del divisor. Los haces son entonces reflejados de vuelta hacia el divisor, y mediante un proceso semejante al ocurrido para la división, son recombinados. El rayo resultante es finalmente proyectado hacia una pantalla o, en nuestro caso, hacia un dispositivo fotodetector.

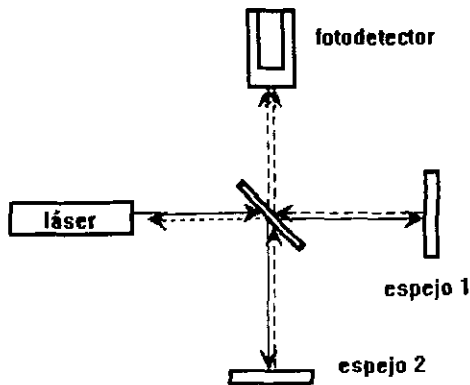


Figura 1.4 Interferómetro de Michelson

Cualquier diferencia en la longitud de la trayectoria que recorren los haces secundarios, estará contenida en la relación de fases que presenten entre ellos; y por consiguiente, en el orden de la interferencia que produzcan una vez recombinados. Aquí radica la importancia de la interferometría: se puede detectar variaciones de distancia del orden de la longitud de onda de la luz empleada.

Si uno de los espejos se sustituye por un objeto móvil provisto de una superficie reflectora (con componente de movimiento en la dirección de incidencia del rayo respectivo), mientras el otro se mantiene fijo (haz de referencia), la relación de fases entre rayos secundarios variará en la misma proporción con que el objeto se mueva; dado que, aún cuando no se aprecie a simple vista, éste se estará alejando o acercando del divisor, ocasionando variaciones en la longitud de la trayectoria recorrida por el rayo secundario. Por consecuencia, el patrón de interferencia también variará y contendrá la información de movimiento del cuerpo, que a su vez será transmitida al fotodetector. La señal del detector contiene modulada en frecuencia la magnitud de la velocidad del objeto en estudio.

Consideremos que la fuente es un láser He-Ne ( $\lambda = 632.8 \text{ nm}$ ). Para un movimiento de magnitud  $x$  en el espacio libre se tiene, desde el punto de vista del fotodetector:

$$n = 2x / \lambda = x / 316.4 \text{ nm} \equiv \text{número de transiciones luz-sombra}$$

El factor 2 surge del hecho de que al ser reflejado el haz de luz, para un movimiento  $x$  del objeto, se tiene un incremento de la trayectoria óptica de  $2x$ . Ahora supongamos que el objeto se mueve a una velocidad constante  $v = x / t$ :

$$v_{\text{rel}} = 2v \equiv \text{velocidad relativa con que cambia la trayectoria óptica}$$

La magnitud de la trayectoria óptica  $p$  estará dada por ( $p_0$  es la trayectoria óptica inicial antes del movimiento del objeto):

$$p = p_0 \pm v_{\text{rel}} t = p_0 \pm (2v) t$$

de donde:

$$\Delta p = p - p_0 = \pm 2v t = \lambda / 2\pi \quad \Delta \phi = \Delta p / k$$

para  $\Delta p$  pequeños (menores que  $\lambda$ ):

$$\begin{aligned} \partial p / \partial t &= \pm 2v = \lambda / 2\pi \quad \partial \phi / \partial t = \omega / \lambda 2\pi \\ \pm 2v &= \omega / \lambda 2\pi \end{aligned}$$

y finalmente:

$$f_D = \omega / 2\pi = \pm 2v / \lambda \equiv \text{desplazamiento de frecuencia Doppler}$$

Puede demostrarse a partir de las ecuaciones derivadas en la sección 1.2.1 que, efectivamente, se produce un desplazamiento de frecuencia Doppler para la luz cuando existe movimiento relativo entre la fuente y el receptor, dado por la expresión aquí obtenida de  $f_D$ :

$$f_D = (\eta v / 2\pi) \cdot (\bar{k}_s - \bar{k}_i)$$

o en su forma equivalente:

$$f_D = (\eta v / 2\pi) (k_s - k_i)$$

Debido a la peculiar geometría del interferómetro de Michelson, el fotodetector sólo capta la componente de  $\vec{k}_s$  en la dirección de  $\vec{k}_i$ , y dado que para un espejo ortogonal al haz incidente se tiene  $\vec{k}_i = -\vec{k}_s$ , obtenemos:

$$f_D = (\eta v / 2\pi) (k_s + k_i) = (\eta v / 2\pi) (2k) = 2\eta v (\omega / 2\pi c) = 2\eta v / \lambda$$

Expresión idéntica a la obtenida anteriormente.

### Métodos empleados para el corrimiento constante de frecuencia

Para lograr el proceso de heterodinación, se sustituye el espejo por un dispositivo o elemento que produzca una  $f_D$  mayor que la generada por el objeto vibrante. Los elementos que se usaron para dar este corrimiento fueron un espejo viajero (movido por un servomecanismo) y un disco dispersor giratorio. A continuación se analizan los efectos de estos sistemas.

- Espejo viajero.** Emplea un mecanismo retroalimentado que mueve un espejo a velocidad constante, ya sea en un sólo sentido o en ambos. Entre sus ventajas se encuentran la sencillez de ajuste óptico, maximización de la intensidad de luz reflejada y facilidad de cambio de velocidad. Sin embargo, la longitud de la trayectoria óptica varía periódicamente por lo que se requiere de compensadores para mantener la longitud de coherencia entre las dos ramas secundarias.
- Disco dispersor.** Está constituido por un disco de algún material rígido que gira por medio de un motor y recubierto de alguna película especial que garantice reflexión satisfactoria en la dirección de incidencia del haz de luz. La luz reflejada tiene un corrimiento Doppler debido a la componente de la velocidad en la dirección del haz del láser incidente [3]. Al variar tanto el ángulo de incidencia del rayo, como la distancia radial del punto de incidencia al centro, o la velocidad angular del disco, cambia la componente de velocidad de las partículas vistas desde el interferómetro y, por tanto, la  $f_D$ . Los discos dispersores giratorios son muy empleados en los anemómetros láser-Doppler comerciales, por su pequeño tamaño y peso, pero requiere lentes de enfoque y amplificadores extra para el fotodiodo, ya que la intensidad de la luz que dispersan de regreso es menor. Consideremos un disco con rotación angular  $\Omega = \Omega \hat{z}$  a lo largo del eje z, tal y como muestra la figura:

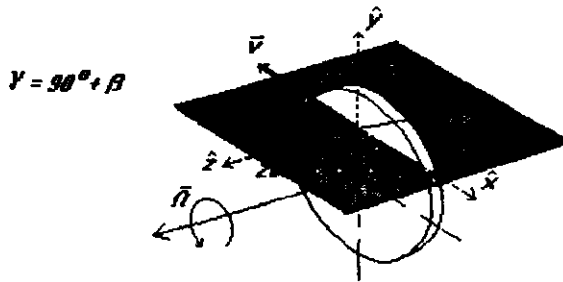


Figura 1.5 Geometría para el corrimiento Doppler en un disco giratorio

Un punto dispersor con vector coordenado  $\bar{R}$  en el disco tendrá la velocidad  $v$  dada por:

$$\bar{v} = \Omega \times \bar{R}$$

Supondremos ahora que iluminamos el disco con un haz láser de frecuencia  $f_0$  y dirección de propagación  $\hat{k}_i$ , y que observamos la luz dispersada en dirección  $\hat{k}_s$ . El ángulo entre éstos dos vectores de dirección unitarios es  $2\alpha$ . El corrimiento de frecuencia Doppler  $f_D$  está dado por:

$$f_D = (f/c) (v \cdot \hat{k}_i - v \cdot \hat{k}_s) \quad \text{donde } c \text{ es la velocidad de la luz.}$$

Usando  $\lambda \cdot f = c$  se obtiene de las ecuaciones anteriores:

$$f_D = \lambda^{-1} v \cdot (\hat{k}_i - \hat{k}_s)$$

$$f_D = \lambda^{-1} \Omega \times \bar{R} \cdot (\hat{k}_i - \hat{k}_s) = \mathbf{A} \cdot \bar{R}$$

donde:

$$\mathbf{A} = \Omega \lambda^{-1} (\hat{k}_i - \hat{k}_s) \times \hat{z}$$

Si asumimos que  $\mathbf{A}$  coincide con la dirección  $\hat{y}$ , entonces  $\hat{k}_i - \hat{k}_s$  estará contenido en el plano definido por  $\hat{x}$  y  $\hat{z}$ , permitiendo calcular los ángulos  $\beta$  y  $\gamma$ . Entonces podemos escribir:

$$f_D = |\mathbf{A}| = 2 \Omega \lambda^{-1} \cos \alpha \sin \beta$$

Por lo tanto, el corrimiento de frecuencia Doppler es lineal con respecto a la proyección del vector de posición  $\bar{R}$  sobre el eje  $\hat{y}$ , y depende directamente de la magnitud de  $\Omega$ .

Si consideramos que  $\Omega$ ,  $\bar{R}$  y  $\bar{v}$  son ortogonales en un disco, obtenemos al incluir un índice de refracción  $\eta$  dado:

$$f_D = (2\eta v / \lambda) \cos \alpha \sin \beta \quad \text{donde } v = |\bar{v}|$$

Resultado que nos indica que la expresión del corrimiento Doppler es idéntica a la del espejo móvil, solamente incluye una corrección en función de la inclinación que presenta al haz incidente y dispersado en una única dirección. Para el interferómetro Michelson, dado que el haz dispersado tiene la misma dirección del incidente ( $\alpha=0$ ), la ecuación se reduce aún más, pero la conservaremos así para considerar el efecto adicional de una posible inclinación vertical  $\alpha$ .

En resumen, sea cual fuere el elemento elegido para producir la segunda heterodinación en el haz de luz restante, las ecuaciones de corrimiento de frecuencia Doppler son aplicadas en forma indistinta. Sin embargo, para el caso del disco dispersor, debe incluirse la expresión de la componente de la velocidad del disco en la dirección del haz incidente  $v$  en función de la inclinación del plano del disco con respecto a dicho haz, la distancia radial a la que incide sobre el disco y la velocidad angular de éste último.

Independientemente de que método se utilice para generar el haz de referencia, la señal es modulada en frecuencia por la luz dispersada por el objeto vibrante y, además, se elimina la ambigüedad en el sentido de movimiento de la superficie. Es importante mencionar que este tipo de interferómetro es solamente una variedad entre el enorme número de arreglos ópticos comúnmente empleados en sistemas LDV. Asimismo, existen otros diversos medios para generar un corrimiento Doppler en el haz de referencia, tales como las celdas electro-acústicas Bragg y las rejillas de difracción, pero éstas no son adecuadas para la configuración del interferómetro Michelson. Quien se interese en estos dispositivos puede consultar la bibliografía de este trabajo.

## 1.2.6 Factores que afectan el funcionamiento de sistemas de anemometría láser

Existen varios factores que determinan el funcionamiento e influyen en el desempeño de los sistemas de anemometría láser. Ellos están íntimamente ligados a las características de los componentes ópticos empleados y la distribución de éstos en el sistema. En términos generales, podemos mencionar a los siguientes:

**i) Fuente de luz láser.-** La aparición del láser en la década de los 60's dio lugar a un vertiginoso desarrollo en diferentes áreas de investigación, principalmente en óptica y metrología. En particular, dio pauta a la construcción práctica de interferómetros y anemómetros que requerían de una fuente de luz con alta concentración de energía, constante, monocromática y estable. Todas estas características, inherentes a cualquier tipo de láser, fueron entonces explotadas a su máximo y estudiadas, dando lugar a una extensa teoría sobre la influencia del tipo de láser empleado sobre los resultados obtenidos en un sistema de anemometría dado.

En efecto, parámetros tales como la longitud de coherencia, intensidad, ancho de banda del espectro de emisión y estabilidad influirán directamente en el tipo y características de la señal Doppler obtenida, la resolución esperada, el ruido de fondo, y de especial atención, la máxima longitud del haz de luz sobre la cual pueden realizarse medidas aceptables [4]. El capítulo 3 adentrará el estudio sobre estos fenómenos.

**ii) Tamaño y densidad de las partículas de dispersión.-** La técnica de la anemometría láser depende de la presencia de partículas adecuadas para producir la suficiente luz dispersada para el análisis.

Aunque para el estudio de vibraciones este punto es obviamente ignorado, para el caso del estudio de fluidos representa un factor crítico: Los dos requerimientos básicos de las partículas dispersoras en estos casos, son que sigan al flujo lo suficientemente cerca y que dispersen la suficiente luz como para obtener una aceptable relación señal a ruido en el fotodetector bajo las condiciones del experimento.

Si la densidad de partículas es muy pobre, o si éstas son muy pequeñas, las mediciones no podrán realizarse. Además, mientras que el número y propiedades ópticas de las partículas no afectan el comiento de frecuencia Doppler y por tanto, la determinación de la velocidad, la facilidad de tomar mediciones y el tipo de procesamiento de la señal captada dependerán de estos factores [5].

**iii) Alineamiento óptico.-** En los arreglos de interferometría óptica en general, donde se emplean haces de luz de referencia, es común encontrar que el desempeño del sistema en conjunto estará influenciado por el mayor o menor grado de alineamiento que presenten los diferentes dispositivos ópticos entre sí. Algunos de estos arreglos, por su propia configuración, requieren de un ajuste continuo de los componentes ópticos, con objeto de maximizar el desempeño. En el uso práctico, sin embargo, es mucho más conveniente tener arreglos que garanticen que tanto el haz de referencia como el de sentido de partículas crucen en un punto focal común fijo.

El interferómetro de Michelson tiene por característica, al mantener fijos sus elementos ópticos, el de ser "autoalineable", siendo ésta una de las razones por las que se eligió. Sin embargo, la introducción de un haz de referencia previamente desplazado en frecuencia Doppler involucra el empleo de un espejo viajero, o de un disco giratorio dispersor. La adición de estos componentes móviles repercute en cierto grado en la degradación de la autoalineación del dispositivo, ya que es difícil garantizar que la ubicación del punto de cruce permanezca fija [6]. Discutiremos más adelante los medios utilizados en el presente proyecto para evitar este efecto.

**iv) Sensibilidad y respuesta dinámica del dispositivo fotodetector.-** Un elemento esencial en cualquier equipo láser-Doppler es el detector de luz. Este convierte los cambios de la intensidad de luz en señales eléctricas las cuales son requeridas por la mayoría de los métodos de análisis. Son deseables una alta sensibilidad, bajo ruido y una rápida respuesta; dado que por lo general manejan intensidades mínimas de luz dispersada y tienen que ser capaces de responder a

cambios muy rápidos en la intensidad de luz que reciben [4]. Se dedicará un estudio más detallado de los dispositivos fotodetectores en el capítulo 3.

**v) Ensanchamiento de frecuencia Doppler.**- Idealmente, cuando utilizamos un dispositivo para generar la señal portadora, éste produce un batimiento en frecuencia dado por la expresión:  $f_D = 2\eta v / \lambda$ , donde  $\eta$  es el índice refractivo del medio,  $v$  es la magnitud de la componente de velocidad en la dirección del haz incidente y  $\lambda$  es la longitud de onda de la fuente de luz láser empleada. En la práctica, sin embargo, no es posible obtener un desplazamiento de frecuencia perfectamente estable: la amplitud y la frecuencia de la señal a la salida del fotodetector varían con el tiempo tanto en frecuencia como en amplitud, definiendo un ruido de fondo del instrumento. En tales condiciones, se dice que la señal Doppler está ensanchada, un término que se refiere al incremento resultante en el grosor del espectro.

La dispersión de luz láser desde las superficies difusas del disco y del espejo viajero producen patrones de interferencia en la superficie del fotodetector. Cuando el espejo se mueve normal con respecto a su superficie, de tal forma que no existe un cambio apreciable en la distribución espacial de las partículas dispersoras, la fase relativa del correspondiente patrón de franjas permanece esencialmente estacionario, lo cual se refleja en la ausencia de efectos de ensanchamiento aleatorio.

En cuanto al disco dispersor, sin embargo, el correspondiente patrón de interferencia se mueve en afinidad con éste a través de la superficie del fotodetector, lo cual produce una modulación de amplitud aleatoria en la salida del fotodetector. Después de cada revolución completa del disco el movimiento del patrón de interferencia se repite en la superficie del fotodetector. Esto se traduce, en la presencia de un nivel mayor de ruido de fondo ante velocidades de partícula nulas, restringiendo el valor mínimo que el anemómetro puede medir.

Debe observarse que los medios alternativos para producir los desplazamientos de frecuencia ya sea con celdas Bragg o rejillas de difracción producen un frente de onda uniforme en el detector y los efectos que contribuyen al ensanchamiento de frecuencia no aparecen. En estos casos la demodulación de la frecuencia produce un ruido de fondo menor. En muchas situaciones de interés en el área de la ingeniería, sin embargo, la superficie a estudiar gira y consecuentemente en términos del ruido de fondo, ésta ventaja se pierde.

Los mecanismos que causan el ensanchamiento de frecuencia pueden ser entendidos al considerar el comportamiento dinámico del patrón de interferencia heterodino en la superficie del fotodetector [7][8].

Existen cinco causas del ensanchamiento asociadas al anemómetro:

- a) Ensanchamiento de tiempo transitorio finito
- b) Ensanchamiento de apertura del fotodetector
- c) Ensanchamiento de gradiente de velocidad
- d) Ensanchamiento de ancho de banda del láser
- e) Ensanchamiento por vibración de componentes ópticos

En lo siguiente, consideraremos la contribución de cada uno de dichos factores de ensanchamiento al espectro de frecuencia Doppler total con el propósito de optimizar la geometría óptica de nuestro vibrómetro.

Podemos calcular la contribución de cada término como una desviación estándar, cuyas varianzas sumadas nos darán la varianza total del espectro Doppler:

$$\sigma_{\text{TOTAL}}^2 = \sigma_{\text{TTF}}^2 + \sigma_{\text{AFD}}^2 + \sigma_{\text{GV}}^2 + \sigma_{\text{ABL}}^2 + \sigma_{\text{VC}}^2$$

donde los subíndices TTF, AFD, GV, ABL, VC se refieren a tiempo transitorio finito, apertura del fotodetector, gradiente de velocidad, ancho de banda del láser y vibración de componentes, respectivamente.

Al hacer mediciones experimentales de ensanchamiento, es a menudo más conveniente medir el ensanchamiento del espectro  $\Delta f$  con respecto a los puntos de mitad de amplitud pico.

Considerando una distribución Gaussiana de la envolvente del espectro, la relación entre  $\Delta f$  y la desviación estándar  $\sigma$  está dada por:

$$\Delta f = 2 \sqrt{[-2 \ln(1/2)]} \sigma = 2 \sqrt{(2 \ln 2)} \sigma = 2.3554 \sigma$$

a) **Ensanchamiento de tiempo de tránsito finito.**- La luz láser dispersada por las partículas en movimiento puede ser tratada como una suma de todas las dispersiones producidas por cada partícula individual. Cuando las partículas no se mueven en la misma dirección del haz incidente, como lo es en el caso del disco giratorio, las dispersiones son finitas, y se presentan mientras las partículas individuales pasan a través de la zona iluminada con el láser. Cada partícula pasando por el área iluminada produce un pulso de batimiento de frecuencia de duración  $\tau_T$ , el 'tiempo de tránsito' a través del área. Si nosotros graficáramos la señal de cada partícula observaríamos ráfagas de frecuencia Doppler con envolvente Gaussiana, desfasadas unas con respecto a otras debido a que se originan en diferentes regiones dentro de la zona iluminada. La suma de señales de un gran número de partículas en estas condiciones producirá fluctuaciones de amplitud y fase aleatorias; provocando que el espectro de la frecuencia Doppler se ensanche y varíe en magnitud. Es fácil entender que después de un tiempo  $\tau_T$ , se presentará un cambio completo de las partículas dentro del área iluminada y, por tanto, de la aleatoriedad de la amplitud y fase de la señal recuperada. Por lo tanto,  $\tau_T$  es el período de las fluctuaciones de amplitud. El ensanchamiento de frecuencia está relacionado al tiempo de tránsito, el cual depende a su vez de las dimensiones del área iluminada (ancho del láser) y la velocidad media de las partículas dispersoras. Para expresar esto cuantitativamente, podemos considerar que el promedio de la diferencia de fase entre las ráfagas de las partículas individuales es de  $\pi$  radianes. La razón media de cambio de fase  $\phi$ , por lo tanto, puede ser escrita como:

$$\Delta \phi / \Delta t = \pi / \tau_T \quad [\text{rad} / \text{seg}]$$

lo cual da un ensanchamiento de frecuencia Doppler de:

$$\Delta f_{\text{TTF}} = 1/2 \tau_T \quad [\text{Hz}]$$

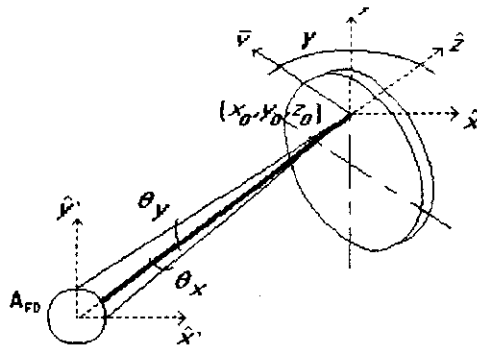
donde, para distribución Gaussiana de la intensidad transversal del haz láser,  $\tau_T = d / (1.69 |v|)$ , en el cual  $d$  es el diámetro del haz láser en su punto de intensidad  $e^{-2}$ . El factor constante de 1.69 surge de la conversión del valor neto de  $d$  a un valor 'efectivo', de acuerdo con la consideración de que estamos midiendo el ancho del láser como la distancia entre los puntos con intensidad media de la sección transversal del haz. Al emplear la ecuación que describe la relación entre  $\Delta f$  y  $\sigma$  vista anteriormente, obtenemos:

$$\sigma_{\text{TTF}} = \frac{0.36 |v|}{d}$$

Esta ecuación muestra que el ensanchamiento por tiempo de tránsito finito se reduce al decrementar la velocidad del disco o bien, incrementar el tamaño del diámetro  $d$  del haz láser. Dado que para producir un desplazamiento de frecuencia Doppler se requiere cierta velocidad  $v$  fija, sólo podemos tener control sobre  $d$  al emplear lentes de enfoque.

b) **Ensanchamiento de apertura de fotodetector.**- Se ha demostrado que el valor de la frecuencia Doppler generada por las superficies vibrantes depende directamente del ángulo al cual éstas enfrentan al haz láser incidente. El hecho de que el fotodetector presente un ángulo de apertura determinado, involucra que éste pueda recibir luz dispersada de la superficie a diferentes ángulos lo que provocará un ensanchamiento del espectro obtenido. Consideremos al dispositivo fotodetector recogiendo la luz dispersada y colocado sobre el eje del haz incidente, tal y como es el

caso en el interferómetro de Michelson. Refirámonos a la figura siguiente donde se muestra un haz láser incidente sobre la superficie de un disco girando a razón de  $N$  [rpm], que ilumina una zona ubicada en  $x_0, y_0, z_0$ , verticalmente arriba del eje de rotación y cuyo vector de velocidad media  $\bar{v}$  forma un ángulo  $\gamma$  con el haz incidente.



**Figura 1.6 Geometría para calcular el ensanchamiento de frecuencia Doppler en un disco dispersor**

La frecuencia Doppler en cualquier punto de la superficie del detector puede entonces ser escrita como:

$$f_D(\theta_x, \theta_y) = \frac{2|\bar{v}|}{\lambda} \cos(\gamma + \theta_x) \cos \theta_y$$

Donde la dirección de  $\bar{v}$  es tal que el gradiente de velocidad se halla predominantemente en la dirección  $\gamma$ . Para la geometría que nos concierne, podemos asumir que  $\theta_x$  y  $\theta_y$  no exceden de  $\pm 0.1^\circ$ , mientras que, para montajes prácticos,  $\gamma$  oscilará aproximadamente entre los  $10^\circ$  y  $60^\circ$ . Esto nos lleva a concluir que las variaciones de frecuencia Doppler predominarán en la dirección  $x$ :

$$f_D(\theta_x) = \frac{2|\bar{v}|}{\lambda} \cos(\gamma + \theta_x)$$

Para calcular el valor medio del corrimiento de frecuencia Doppler captado por toda la superficie sensible del fotodetector, podemos representar a ésta última unidimensionalmente como:

$$A_{FD} = \int dA_{UNIDIM} = K_A \int_{\theta_0}^{\theta_0} d\theta_x$$

Donde  $K_A$  es la constante que define la variación de área por unidad angular y  $\pm \theta_0$  son los límites angulares físicos del área fotosensible del detector. Si ahora asumimos que la intensidad de luz que es captada tiene una distribución uniforme (consideración razonable si suponemos que la luz es reflejada difusamente por la superficie y se tienen ángulos  $\theta_x$  pequeños), la desviación de frecuencia Doppler promedio estará dada por:



$$\langle f_D \rangle = \frac{1}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} f_D(\theta_x) d\theta_x$$

Usando esta ecuación podemos ahora calcular el segundo momento de  $f_D(\theta_x)$  definido por:

$$\sigma_{AFD}^2 = \frac{1}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} [f_D(\theta_x) - \langle f_D \rangle]^2 d\theta_x$$

lo cual da:

$$\sigma_{AFD} = \frac{\sqrt{2|V|}}{\lambda} [1 + (\sin \theta_0 \cos \theta_0 \cos 2\gamma) / \theta_0 - (2\sin^2 \theta_0 \cos^2 \gamma) / \theta_0^2]^{1/2}$$

Tal y como expresa este resultado, el efecto de ensanchamiento de apertura por fotodetector puede ser lo suficientemente minimizado al emplear un dispositivo fotodetector con una superficie de captura mínima o, aunque sacrificando espacio e intensidad, alejando el fotodetector o empleando máscaras en la entrada del fotodetector.

c) **Ensanchamiento de gradiente de velocidad.** - Este ensanchamiento es debido a la luz dispersada por las partículas de la superficie móvil que, en general, no presentan una velocidad uniforme. Este efecto afecta particularmente al disco giratorio, ya que aún cuando el ancho del haz láser incidente pueda ser mínimo, y la velocidad radial del disco fuera perfectamente uniforme, las partículas iluminadas de la superficie del disco presentarán velocidades diferentes, debido a la diferente distancia radial a la que se encuentran. Este intervalo de velocidades producirá un consecuente intervalo de frecuencias Doppler en el detector, ensanchando el espectro obtenido. Además, la razón de cambio de fase entre ondas dispersadas individuales combinándose en el fotodetector se incrementa, reduciendo efectivamente el periodo de una ráfaga de señal individual. Consideremos la distribución de velocidad de partículas dentro de la zona iluminada del disco y hagamos un análisis unidimensional semejante al realizado con la apertura del fotodetector. Basándonos en la figura anterior, tenemos que el gradiente de velocidad está contenido predominantemente en la dirección  $\hat{y}$ , por lo que la velocidad media de las partículas dentro de la región iluminada puede ser descrita como:

$$\langle v \rangle = \frac{1}{A_{REGION}} \int_{-y}^{+y} v(y) I(y) dy$$

donde:

$A_{REGION}$  es el área de la región del disco iluminada por el láser

$v(y)$  es la velocidad de partícula en función de  $y$

$I(y)$  es la intensidad de la sección transversal del haz láser, que se asume con distribución Gaussiana, y está dada a su vez por:

$$I(y) = \frac{4A_{REGION}}{\sqrt{2\pi}d} \exp\left[-\frac{8(y - y_0)^2}{d^2}\right]$$

Se asume que el láser está centrado en  $y_0$  y  $d$  nuevamente se considera como el diámetro del haz definido por los puntos de intensidad 1/e. Utilizando la penúltima expresión, podemos escribir la ecuación de la varianza de velocidad promedio  $\langle [V - \langle V \rangle]^2 \rangle$  como:

$$\langle [v - \langle v \rangle]^2 \rangle = \frac{1}{A_{REGION}} \int_{-d}^{+d} [v(y) - \langle v \rangle]^2 I(y) dy$$

Asimismo, se puede expresar a  $v(y)$  en términos de la velocidad de partícula en la posición  $y_0$ ,  $v(y_0)$ :

$$v(y) = v(y_0) + (y - y_0) \frac{dv}{dy}$$

Asumiendo que para valores de  $|y - y_0| > d$  la intensidad de la sección transversal del haz láser es despreciable, podemos sustituir las expresiones de  $v(y)$  e  $I(y)$  en la de la varianza de velocidad, e integrar expandiendo el término exponencial. Del resultado obtenido se obtiene finalmente la ecuación de la desviación estándar de la frecuencia Doppler debida al gradiente de velocidad:

$$\sigma_{GV} = \frac{\langle f_D \rangle d \frac{dv(y)}{dy}}{4v(y_0)}$$

en donde  $\langle f_D \rangle$  es el desplazamiento de frecuencia Doppler promedio y

$$\frac{dv(y)}{dy} = 2\pi N \cos \gamma \text{ es el gradiente de velocidad de las partículas}$$

De éstas últimas expresiones observamos que el ensanchamiento por gradiente de velocidad es reducido al decrementar el valor medio del corrimiento de frecuencia Doppler, o bien reducir el ancho del haz láser incidente sobre la superficie del disco. Dado que el valor de la frecuencia Doppler estará fijo, solo es posible manipular el ancho del haz, pero éste estará sujeto a las restricciones de los demás ensanchamientos, en particular el del tiempo de tránsito finito.

d) **Ensamblamiento de ancho de banda del láser.**- Es causado por la estabilidad temporal y espacial del láser. El término "ancho de banda" se refiere al grosor de la línea del espectro que genera dicha luz. El ensanchamiento causado por un láser de ancho de banda finito es función de la geometría láser particular. Estudios han mostrado que el ancho de banda es directamente proporcional a la potencia del láser para una geometría dada y, de sus resultados, puede ser mostrado que para un láser de 2mW el ancho de banda es típicamente menor que 100 Hertz, lo cual es despreciable para nuestro caso.

En la práctica pueden presentarse ensanchamientos de ancho de banda más serios debidos a ruido o rizo en la alimentación del láser o, en su caso, en la descarga eléctrica. Aunado a esto, puede presentarse la "retroalimentación de tercer espejo" donde la luz desplazada en frecuencia se introduce nuevamente a la cavidad resonante del láser y puede causar oscilaciones. Este último caso puede ser evitado si se utiliza un diodo láser, se desalinea ligeramente el interferómetro, o bien se usa un láser linealmente polarizado con una placa de cuarzo de longitud de onda colocada a la salida. De todo lo anterior se concluye que el ensanchamiento de ancho de banda del láser puede ser satisfactoriamente minimizado si se escoge un láser adecuado.

e) **Ensamblamiento por vibración de componentes ópticos.**- Hemos de mencionar finalmente los problemas que se observan comúnmente en la práctica debido a la vibración de componentes ópticos, ya que puede producir fluctuaciones de frecuencia similares a las obtenidas por el efecto de gradiente de velocidad. Aunque este efecto es casi insignificante cuando se manejan magnitudes de velocidad de superficie elevadas, puede ser problemático cuando se estudien superficies con velocidades lentas. Esto significa que la respuesta de nuestro sistema nunca podrá

proporcionar un valor nulo ante una excitación de una superficie con velocidad nula; ya que presentará un valor mínimo de offset. Este efecto puede ser eliminado con montajes anti-vibración especiales, pero es difícil conseguirlo y por lo común, no es necesario hacerlo. Es importante poner especial atención en la sujeción rígida de los elementos ópticos en particular entre los puntos en donde el láser es dividido y recombinado (divisor de haz). Bajo condiciones normales de laboratorio puede ser esperado un ensanchamiento residual de la señal Doppler debido a vibración del orden de 100 Hz a 1 kHz.

## REFERENCIAS

- [1] L. E. Drain, *The Laser Doppler Technique*, Capitulo 1 pags. 1-5  
John Wiley&Sons. 1980
- [2] R. H. Belansky & K. H. Wanser, *Laser Doppler Velocimetry using a bulk optic Michelson Interferometer: A student laboratory experiment*  
Am. J. Physics, Vol. 61 No.11. 1993
- [3] C. C. Aleksoff & C. R. Christensen, *Holografic Doppler Imaging of Rotating Objects*  
Aplied Optics, Vol. 14 No.1. 1975
- [4] L. E. Drain, *The Laser Doppler Technique*, Capitulo 2 pags. 24-33  
John Wiley&Sons. 1980
- [5] W. H. Stevenson, *Laser Doppler Velocimetry: A Status Report*  
Proceedings of the IEEE, Vol. 70 No. 6. 1982
- [6] L. E. Drain, *The Laser Doppler Technique*, Capitulo 4 pags. 74, 88-89  
John Wiley&Sons. 1980
- [7] L. E. Drain, *The Laser Doppler Technique*, Capitulo 4 pags. 69-73  
John Wiley&Sons. 1980
- [8] N. A. Halliwell, *The Laser Vibrometer*, Institute of Sound & Vibration Research  
University of Southampton

*" Las máquinas son producto del  
arte, que imita a la  
naturalez, capaces de  
reproducir no ya las meras  
formas de ésta última, sino su  
modo mismo de actuar "*

Roger Bacon

# CAPÍTULO II

## ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL E INSTRUMENTACIÓN

*" Y recordaré lo que fui  
Y recobraré mi fuerza ... "*

Rudyard Kyping

## **CAPÍTULO II**

### **ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL E INSTRUMENTACIÓN**

#### **II.1 SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN**

Para complementar y revisar el funcionamiento de un sistema de medición, es indispensable la utilización de instrumentos los cuales son de amplio uso en el área de la ingeniería, estos son: analizador de espectros y osciloscopio. Cada uno de ellos nos permite revisar el comportamiento de todo el sistema al tiempo que también permite hacerle mejoras.

Enseguida se hace una breve revisión de cada uno de estos instrumentos con la finalidad de recordar su funcionamiento y ver en que forma contribuyen al diseño y construcción de un sistema de medición.

##### **II.1.1 Osciloscopio**

Un osciloscopio es un instrumento que se utiliza principalmente para la observación de señales de voltaje que varían con el tiempo, y sirve además para determinar los parámetros principales como la amplitud y frecuencia de las señales [1].

En la actualidad se pueden encontrar osciloscopios analógicos y osciloscopios digitales. La diferencia principal entre los dos es que el osciloscopio digital utiliza un circuito integrado o chip especial, que es el encargado de procesar la señal de voltaje. Esta señal es filtrada, digitalizada y finalmente es desplegada en una pantalla la cual puede ser del tipo LCD o un tubo de rayos catódicos.

En el presente proyecto se utilizó un osciloscopio digital de doble trazo y pantalla LCD marca Tektronix. Más adelante, en el Apéndice F se presentarán las características de este osciloscopio y se mencionarán algunas de las mediciones en las que fue empleado.

##### **II.1.2 Analizador de Espectros de Tiempo Real o Analizador de Fourier**

El analizador de espectros de tiempo real es un instrumento que puede considerarse como el conjunto de un número determinado de filtros paso-banda y cuyas respuestas se traslapan unas con otras [2]. Estos filtros deberán de ser capaces de cubrir el intervalo de frecuencias de interés, y los anchos de banda individuales de cada filtro deberán ser lo suficientemente pequeños para rechazar las señales de ruido contenidas en el sistema y al mismo tiempo, deben de proporcionar la resolución requerida para determinar la frecuencia de la señal Doppler. Si se emplean N filtros entonces el contenido del ruido blanco a la salida de cada filtro es  $1/N$  del total del ruido de salida del sistema. Usualmente cada filtro es provisto con un detector de envolvente. Las salidas del detector de envolvente pueden ser después proyectadas en un osciloscopio o en un trazador de oscilogramas. Para poder acomodar ráfagas de señales Doppler de determinadas frecuencias, cada uno de los N filtros deberá tener una característica de respuesta de fase lineal, puesto que una prolongada respuesta transitoria del filtro no sería tolerada.

El barrido en el dominio de la frecuencia de un analizador de espectros es bastante útil con los sistemas de velocimetría láser Doppler (LDV), puesto que pueden verse una gran cantidad de señales en un amplio intervalo de frecuencias en la misma pantalla que utiliza un osciloscopio. Este tipo de instrumentos también es bastante sensible ya que puede detectar señales con niveles de hasta -100 dBm. El trazo en la pantalla de un analizador de espectros es una muy cercana aproximación del Espectro de frecuencia de Fourier de la señal de entrada.

Los analizadores de espectro más comunes hasta hace unos años eran receptores de banda angosta superheterodinos con una pantalla como la de los osciloscopios. Los analizadores de espectro que se utilizan para trabajar en sistemas LDV son del tipo de múltiples conversiones con múltiples mezcladores y amplificadores de frecuencia intermedia. En estos aparatos la señal de entrada se heterodina con la señal del oscilador de voltaje sintonizado (VTO, por sus siglas en inglés) en el mezclador de frecuencia.

El VTO está diseñado de tal forma que presente una característica lineal del voltaje de sintonía a la frecuencia de salida. La salida del mezclador de frecuencia, es una señal cuya frecuencia es la diferencia de la frecuencia de la señal de entrada y la señal del VTO. Siempre que ésta diferencia de frecuencias cae dentro de la estrecha banda de paso del amplificador de alta ganancia de frecuencia intermedia, este amplificador elevará la amplitud para controlar el detector de amplitud y el amplificador de video. El amplificador de video entonces maneja las placas de deflexión vertical de la pantalla. El voltaje de barrido lineal, el cual controla al VTO, también controla las placas de deflexión horizontal de la pantalla. La escala horizontal entonces es calibrada en términos de la frecuencia, y la amplitud de la pantalla es directamente proporcional a la amplitud de las componentes de frecuencia de Fournier de la señal de entrada.

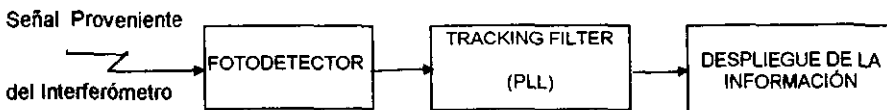
Los analizadores de espectro digitales hacen uso de las técnicas de la Transformada Rápida de Fourier (FFT- por sus siglas en ingles) la cual permite que puedan medirse y graficarse funciones en el dominio de la frecuencia, en el dominio del tiempo y funciones estadísticas. No es el propósito de este trabajo el hacer una revisión exhaustiva del principio de operación de estos instrumentos, por lo que solamente se revisarán algunas de las funciones con que cuentan la mayor parte de los analizadores de espectro digitales actuales.

Estos instrumentos cuentan con memorias no-volátiles, las cuales permiten almacenar mediciones y gráficas lo que permite que se minimice el tiempo de procesamiento para mediciones repetitivas. Estos equipos también incluyen funciones de Trigger (disparo) que puede ser interno o externo. Contiene además funciones que permiten promediar las señales de entrada, este promedio puede hacerse en forma exponencial o lineal. Memorias adicionales facilitan el almacenamiento de espectros para posteriormente compararlos con otros datos. Pueden desplegar espectros en dB o en forma lineal. Pueden obtenerse lecturas directamente de la pantalla usando un cursor para posicionarlo en la señal de interés. Contienen Filtros "antialiasing" y las lecturas pueden obtenerse en unidades relativas o de ingeniería. La mayor parte de los analizadores actuales están provistos de una interfase para PC'S. Los analizadores más sofisticados cuentan con dos canales para desplegar dos señales distintas simultáneamente, además de que pueden imprimirse las gráficas directamente con el analizador.

Para la caracterización del medidor de vibraciones propuesto se utilizaron dos analizadores de espectro digitales: el **Bruel&Kjaer 2033** y el **Tektronix 2712**. En el apéndice E se presentan las especificaciones principales de éstos instrumentos.

## II.2 ACONDICIONAMIENTO Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

La circuitería electrónica encargada del acondicionamiento y procesamiento de la señal proveniente del interferómetro de Michelson, está constituida por tres bloques principales: el primero corresponde al fotodetector, el segundo es el demodulador constituido por un PLL y el tercero es un circuito de despliegue de información. Enseguida se muestra el diagrama de bloques simplificado del sistema:



**Figura II.1 Diagrama a bloques del circuito electrónico del sistema de acondicionamiento y procesamiento de la señal**

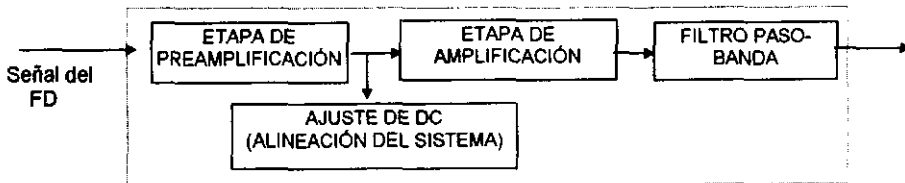
El circuito para el fotodetector se diseñó de tal forma que fuera capaz de captar señales moduladas en frecuencia con una portadora centrada en los 400kHz. Para generar la portadora se utilizaron los dos sistemas mencionados en el Capítulo I: un espejo desplazándose horizontalmente a velocidad constante y un disco rotatorio.

El límite para la frecuencia de la portadora lo impuso el sistema del espejo viajero ya que éste sistema es más sensible a las vibraciones mecánicas. Así que con base a las pruebas realizadas

se determinó la frecuencia máxima de la portadora (400 kHz). Para producir una señal más limpia se le agregó una etapa de filtrado al fotodetector. El ancho de banda del filtro lo determinó el límite de operación del PLL utilizado, en este caso el XR-215, el cual especifica que en la configuración de tracking Filter que fue como se le utilizó, la máxima desviación de frecuencia que puede tenerse con respecto a su frecuencia central era del 50%.

Como la frecuencia central del PLL está sintonizada a la misma frecuencia de la portadora, se tiene que las máximas variaciones permitidas para que el PLL se mantenga amarrado se encontrarán dentro del intervalo de los 200 kHz a los 600 kHz. A partir de estos datos, se definió que el ancho de banda del filtro para el fotodetector debía de estar dentro de este límite. Los circuitos utilizados para el acondicionamiento de la señal del fotodetector se seleccionaron para que sus características de respuesta en frecuencia, ruido, offset de voltaje, etc. permitieran obtener el mejor desempeño del sistema posible. Adicionalmente, se utilizó un circuito que permite realizar un ajuste de DC para la señal proveniente del interferómetro. Con este circuito se elimina la necesidad de utilizar un osciloscopio para ajustar la intensidad de luz captada por el fotodetector.

En la figura siguiente se ilustra el circuito del fotodetector con los subsistemas constituyentes:



**Figura II.2 Diagrama a bloques del circuito del fotodetector**

La señal proveniente del fotodetector es alimentada al demodulador, un PLL en configuración de tracking filter para demodular. Éste circuito constituye el corazón de todo el sistema, ya que este bloque es el encargado de recuperar la información que va contenida en la señal que capta el fotodetector. El demodulador consta de los siguientes subsistemas:



**Figura II.3 Diagrama a bloques del circuito demodulador**

El sistema está diseñado para que sea capaz de medir velocidades de desplazamientos de superficies que se encuentren vibrando dentro del intervalo de los 10 Hz a los 20 kHz, esto significa que el Tracking Filter debe ser capaz de demodular señales dentro de ese intervalo. Para lograr una señal de salida lo más limpia posible se le agregó una etapa de filtrado a la salida del Tracking Filter (PLL).

De la señal de salida del Tracking Filter, se procesa su amplitud en los circuitos encargados de determinar la velocidad de desplazamiento de la superficie vibrante bajo estudio, para posteriormente desplegar ésta información numéricamente.

Un parámetro muy importante lo representaba la portadora, ya que dependiendo del máximo valor que pudiera lograrse, el intervalo dinámico del sistema se incrementaría. Es decir, el tener una portadora más alta permite que el sistema sea capaz de medir velocidades de

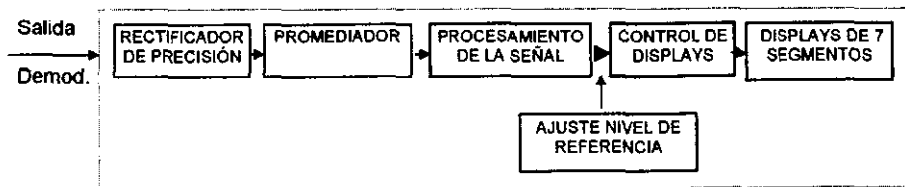


desplazamientos mayores. Sin embargo, al mismo tiempo se tiene que aún cuando se pueda lograr tener una portadora de muy alta frecuencia, de nada nos serviría si el circuito no es capaz de trabajar con las condiciones que le imponga el tener esa portadora. Para nuestro caso el XR-215 tiene un intervalo de operación de los 0.5 Hz hasta los 35 MHz por lo que el valor de la portadora en teoría no le afecta. Aquí, el problema se centraría en que al tener una portadora mayor el intervalo de frecuencias en el cual operaría el PLL también sería mayor originando que cuando se tuvieran desviaciones muy pequeñas con respecto a la portadora, el PLL ya no sería capaz de identificarlas.

Los requisitos de funcionamiento para los bloques encargados de procesar la señal del interferómetro fueron: el fotodetector debería de ser capaz de responder a frecuencias hasta del orden de los 600 kHz. En la práctica, el circuito es capaz de trabajar hasta con señales de 1.5 MHz. El filtro para la señal del fotodetector tendría un ancho de banda de los 200 kHz a los 600 kHz y se debía buscar que la banda de paso fuera lo más simétrica posible. El bloque del tracking Filter se diseñó para que fuera capaz de demodular señales desde los 10 Hz hasta los 20 kHz.

Finalmente, la salida del PLL se envió a una etapa de procesamiento encargada de mostrar en "displays" de LEDs la velocidad de desplazamiento. Consta, básicamente, de un rectificador, un promediador, un convertidor A/D con ajuste de nivel de referencia de conversión (voltímetro digital) y elementos de despliegue visual. La señal demodulada, previamente filtrada del tracking filter, conteniendo la información de velocidad en amplitud, es rectificada con un circuito de precisión para evitar distorsión. Después, la señal resultante es promediada (utilizando un circuito pasa bajas de 4° orden y frecuencia de corte baja para recuperar la componente de DC) y alimentada al convertidor A/D. Este convertidor genera un valor en código BCD proporcional al valor de entrada y a la señal de referencia. Manipulando esta última es posible calibrar el valor promedio de la señal rectificada para que el código BCD refleje el valor de la velocidad pico de la superficie sensada. El código BCD es entonces visualizado en un conjunto de cuatro exhibidores de leds de 7 segmentos. Como función adicional, al convertidor se le agregó una función de retención de lectura (HOLD), la que permite congelar el valor instantáneo de velocidad.

La etapa de procesamiento y despliegue de la información se resume en la siguiente figura:



**Figura II.4 Diagrama a bloques del circuito de despliegue de información de velocidad**

## **REFERENCIAS**

- [1] G. Mata H., Prácticas de Laboratorio de Medición e Instrumentación  
Facultad de Ingeniería, Apéndice C.
- [2] A. E. Lennert, D. B. Brayton, F. L. Crosswy, W. H. Goether, H. T. Kalb  
Laser Metrology. Experimental Research  
Technical Staff. Office of the Managing Director  
Aro Inc. Tennessee, U. S. A., pags II-26, II-27

*" La belleza del cosmos no procede  
sólo de la unidad en la variedad  
sino también de la variedad en  
la unidad "*

# CAPÍTULO III

## SISTEMAS ÓPTICOS

*" Vivir en provecho para morir  
satisfecho ", porque :  
" Se nace al fulgor del rayo,  
pero cuando se fructifica en la  
vida, el destello prevalece aún  
después de la muerte "*

Cristobal del Río González

## **CAPÍTULO III SISTEMAS ÓPTICOS**

### **III.1 EL LÁSER**

#### **III.1.1 El láser como fuente de luz**

Muchos tipos de interferómetros requieren una fuente puntual de luz monocromática. La aproximación más cercana fue, por muchos años, un minúsculo agujero de un afiler iluminado por una lámpara de vapor de mercurio. Sin embargo, tal como las fuentes térmicas, presenta dos grandes desventajas: la pequeña cantidad de luz disponible y la limitada luz coherente espacial y temporal. El láser elimina estos problemas y provee una intensa fuente de luz con un alto grado de coherencia temporal y espacial. Se explica a continuación cada una de estas características.

**Gran intensidad.-** Debido a su peculiar forma de emisión de luz, el láser concentra ésta en una sola dirección, lo que permite que se propague a distancias considerablemente largas sin presentar atenuamiento apreciable (considerando un medio sin pérdidas). Sin embargo, aunada a esta característica, la intensidad de radiación emitida puede llegar a ser tan alta que, al hacerla incidir con ayuda de lentes sobre un objeto, puede llegar a calentarlo a temperaturas muy elevadas. Aún los láseres de enseñanza comunes, como el de He-Ne, si bien no son perceptibles táctilmente, deben ser manejados con cuidado, ya que la luz que emiten, o incluso su reflejo, es potencialmente perjudicial para los ojos.

**Coherencia de la luz.-** La luz de cualquier fuente convencional se llama luz incoherente porque surge como un conjunto de ondas que se refuerzan o cancelan unas a otras al azar. El frente de onda varía de instante a instante y de punto a punto. La incoherencia espacial se debe a que estas fuentes no son puntuales, sino que tienen dimensiones finitas. Así, la luz emitida al azar por átomos que están alejados entre sí hasta por varios centímetros, llega a un punto por trayectorias ópticas diferentes. Por el otro lado, la luz espacialmente coherente surge de un punto.

La incoherencia temporal se refiere a la impureza de la radiación, es decir, a la policromaticidad de la luz que surge de estas fuentes o, inversamente, la luz monocromática es luz temporalmente coherente. De lo anterior se concluye que se puede tener luz temporal y espacialmente coherente si procede de un punto y es monocromática. Obviamente, esto se logra con una fuente de luz convencional, colocándole enfrente una apertura pequeña, puntual, y delante de ésta un filtro que seleccione una sola frecuencia, pero también es obvio que al hacer esto se desperdicia la mayor parte de la luz, ya que la apertura sólo deja pasar una pequeñísima parte del total de la luz y el filtro la debilita todavía más.

Por estas razones se ve que aun con una fuente muy intensa de luz convencional se obtiene un haz de luz coherente muy débil. Esto justifica nuevamente el empleo de los láseres.

**Gran directividad o colimación.-** La directividad se refiere al ángulo de divergencia que presenta el haz de luz al propagarse. Este concepto es conocido con el nombre de colimación. Se tiene un haz colimado cuando la divergencia del haz es prácticamente despreciable.

Los láseres convencionales emiten radiación en un haz colimado altamente direccional, con un pequeño ángulo de divergencia, que determina la longitud de coherencia y, como hemos visto, por tanto, la diferencia máxima entre la longitud de los haces de referencia y sondeo. En la práctica, esto determina, entre otras cosas, la distancia máxima a la que se puede localizar el cuerpo en estudio del sistema VLD.

### III.1.2 Láseres para interferometría

Algunos de los láseres que son más empleados para la interferometría están listados en la siguiente tabla.

Tipo de láser	Longitud de Onda ( $\mu\text{m}$ )	Salida
He-Ne	3.39, 1.15, 0.63	0.5 - 25mW
Ar <sup>+</sup>	0.51, 0.49	0.5- a pocos W
Diodo	~ 0.87, ~ 0.75, ~ 0.67	~ 3 a 10mW
Coloración (Dye)	~ 1.08, a ~ 0.41	~ 10 a 100mW
CO <sub>2</sub>	~ 10.6, ~ 9.0	pocos W a pocos kW
Rubí	0.69	0.6 a 10J
Nd-YAG	1.06	0.1 a 0.15J

Tabla III.1 Láseres empleados en interferometría

El láser de Helio-Neón (He-Ne) es muy empleado para interferometría porque estos no son tan caros y dan una salida visible y constante. Operan normalmente en longitudes de onda de 633nm, pero versiones recientes están disponibles con salidas útiles en otras longitudes de onda, como la visible y la infrarroja.

El láser de Argón-Ión ( Ar<sup>+</sup> ) es más caro pero provee salidas mucho más altas. Este láser puede ser operado en una región amplia de longitudes de onda: en la visible y cercanas a la ultravioleta.

El láser de coloración (Dye) puede ser sintonizado sobre un intervalo de 50 a 80 nm dado un tinte. Operan en cualquier longitud de onda, incluso en la región visible si se escoge el tinte adecuado.

El láser de Dióxido de carbono puede operar en un gran número de longitudes de onda, incluyendo el infrarrojo. Éstos son muy útiles para mediciones sobre grandes distancias.

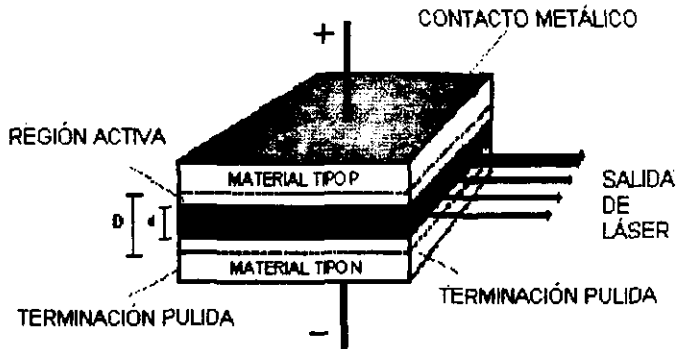
Pulsos cortos de luz (< 20 ns de duración) con picos de muy alta energía, son producidos por el láser de tipo Rubí y Nd-YAG.

### III.1.3 Diodo láser

El láser semiconductor, mejor conocido como diodo láser, es un dispositivo electrónico-óptico que tiene características especiales tales como tamaño, peso, consumo de potencia, longitud de onda, etc. Además, se han realizado grandes investigaciones sobre los materiales empleados en su construcción, y la evolución de varias tecnologías necesarias para el preciso control del espesor de las capas semiconductoras. Todo esto lo ha convertido en un elemento indispensable dentro de aplicaciones tanto comerciales como científicas.

Si se logra producir una gran densidad de electrones y huecos al polarizar una unión semiconductor altamente contaminada de materiales tipo P y N (este principio es muy similar al de los diodos emisores de luz o LEDs), se puede generar una radiación estimulada por la recombinación de electrones y hoyos. La generación de luz láser puede realizarse, si la amplificación de la radiación excede a la pérdida. Las ecuaciones de diseño se expresan en base a la densidad de corriente que circula a través del diodo.

Las características que lo hacen diferente a otros tipos de láser, son su tamaño y el grado con el cual su salida puede ser modulada por medio de la variación de la corriente que circula a través de él. Esta última característica sirve en aplicaciones dentro de las comunicaciones. La siguiente figura presenta un esquema de este tipo de láser.



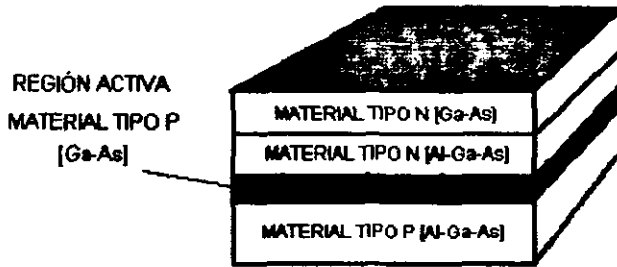
**Figura III.1 Diodo láser de unión homogénea**

La ganancia del medio consiste en una unión "PN" con una región activa de ancho "d". En esta región activa hay suficiente número de electrones y hoyos bajo la influencia de una diferencia de potencial que produce una ganancia positiva. Valores típicos del ancho "d" son de  $1\mu\text{m}$ . El ancho "D" es utilizado para indicar el tamaño de la forma del volumen del campo de radiación. En la mayoría de los láseres  $D > d$ .

El diodo láser usualmente no utiliza espejos para su retroalimentación. Esto es debido a que el índice refractivo " $n$ " es lo suficientemente grande para dar una considerable reflexión en las interfaces semiconductor/aire. Dejando únicamente dos caras opuestas pulidas y las otras dos dejándolas sin pulir, la oscilación del láser es favorable a lo largo del eje que cruza las caras pulidas. Algunas veces a las caras pulidas se les da un revestimiento especial para incrementar su reflectividad.

Debido a que los diodos están hechos de capas semiconductoras la temperatura de operación es una importante consideración, ya que a medida que aumenta la temperatura las corrientes se incrementan considerablemente. Si se tiene una gran densidad de corriente dentro de un diseño de una unión homogénea, esto representa un gran problema, porque no soporta tal densidad. Este inconveniente fué resuelto en 1970 con el desarrollo de la hetero-unión del diodo láser, que emplea no sólo materiales tipo n y p de películas de GaAs, sino también materiales de tipo n y p de películas AlGaAs.

Los nuevos diodos láseres, utilizan una hetero-estructura de AlGaAs, que puede operar continuamente tanto en la región infrarroja como en la región roja del espectro, son baratos, muy compactos, y utilizan poca energía. Pueden trabajar en un limitado intervalo con solo variar la corriente de polarización. Una desventaja es que su salida es divergente y astigmática. Sin embargo, los encapsulados disponen de sistemas ópticos para producir un campo mas o menos colimado



**Figura III.2 Diodo láser de hetero-estructura**

Aún así, en un diodo láser el ángulo de divergencia del haz es relativamente alto y la longitud de coherencia es drásticamente reducida. Mientras que para un láser He-Ne esta longitud alcanza varias decenas de metros, en un diodo láser es de apenas unos cuantos decímetros. En la siguiente tabla se muestran los ángulos de divergencia de rayos de luz láser típicos.

Tipo de láser	He-Ne	Ar	CO <sub>2</sub>	Rubí	GaAs (diodo)
Divergencia de haz [ mrad ]	0.5	0.8	2	5	20 - 200

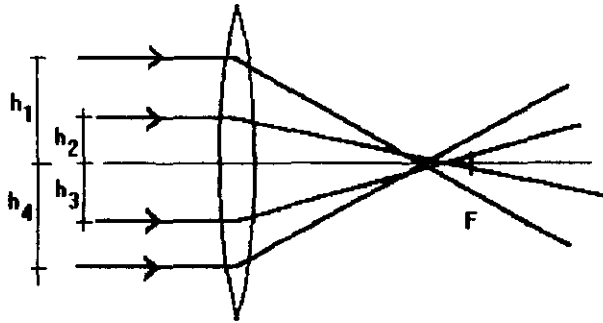
**Tabla III.2 Ángulos de divergencia de haz de láser típicos**

### III.2 LENTES

Las lentes son los dispositivos más comunes empleados en sistemas ópticos. Tienen muchos usos en los sistemas LDV, en especial para expandir y enfocar los haces láser, colimarlos, formar imágenes, y concentrar la luz en los fotodetectores.

Las especificaciones de lentes para sistemas LDV no son tan críticas como lo son para la mayoría de las aplicaciones ópticas de alta calidad, tales como cámaras, telescopios y microscopios; por lo que para la mayoría de las aplicaciones de anemometría, el empleo de lentes comunes y corrientes es suficiente. Esto es debido principalmente a los pequeños diámetros de los haces láser y a la naturaleza monocromática de este tipo de luz.

La imperfección física de las lentes más importante a considerar para fines de anemometría, aunque la mayoría de las ocasiones despreciable, es la aberración esférica. En términos de óptica geométrica, esto significa que rayos de luz incidentes sobre el lente paralelos al eje focal de éste cruzarán dicho eje en puntos diferentes. Esto impide un perfecto enfocamiento de un haz paralelo incidente en el lente. Por lo tanto, la longitud focal efectiva dependerá de la distancia  $h$ , medida a partir del eje óptico, a la cual el haz de luz incide sobre el lente. Así, solo rayos muy cercanos al eje convergirán en el foco real de la lente  $F$ , tal y como muestra la figura siguiente:



**Figura III.3 Efecto de la aberración esférica de un lente en la intersección de rayos de luz paralelos incidentes**

Es por ello que en sistemas de anemometría láser Doppler, y en particular cuando se emplean lentes de baja calidad, debe procurarse que los diámetros de los haces de luz sean delgados, y que incidan sobre el eje del lente.

#### **Colimación de haz**

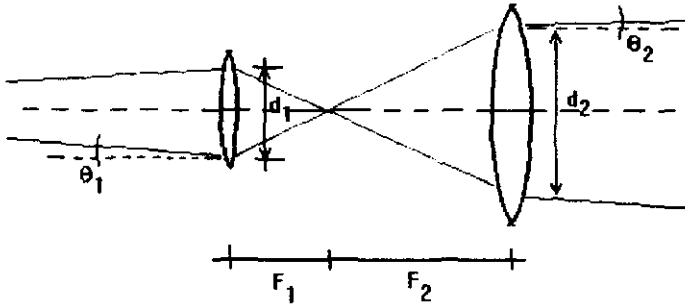
Mencionamos anteriormente que el haz de radiación de un diodo láser no está perfectamente colimado. Debido a esto, es deseable el reducir el ángulo de divergencia de los haces generados a partir de diodos láser; y esto es posible hacerlo mediante el empleo de lentes. La colimación de un haz puede ser aumentada (reducir el ángulo de divergencia) al pasar éste en sentido contrario a través de un telescopio simple, formado por dos lentes convergentes  $L_1$  y  $L_2$  con longitudes focales diferentes  $F_1$  y  $F_2$ , tal como se ilustra en la figura V.4.

De esta manera, el diámetro del haz incidente  $d_1$  es incrementado por el factor  $F_2/F_1$  y la divergencia, la cual es entonces inversamente proporcional al diámetro del haz, es reducida por el factor  $F_1/F_2$ . La razón de diámetros de haz antes y después del colimador estará dada por:

$$\frac{d_1}{d_2} = \frac{F_1}{F_2} = \frac{\theta_2}{\theta_1}$$

Existirá entonces un compromiso al colimar el haz entre la reducción del ángulo de divergencia y el incremento del diámetro del haz, el cual influye directamente en la intensidad de luz recolectada por el fotodetector y el ensanchamiento de frecuencia Doppler.





**Figura III.3 Colimación de un haz láser utilizando un par de lentes convergentes**

#### **Enfoque para minimizar efecto de dispersión**

La anemometría láser Doppler usa la detección coherente para extraer el corrimiento Doppler de frecuencia en la luz dispersada por un cuerpo móvil. Dicha detección requiere que, tanto la luz dispersada por el cuerpo móvil como la luz del haz de referencia (modulado o no), sean mezcladas dentro de la longitud determinada por la coherencia del láser. Sin embargo, existe otro factor a considerar para una detección aceptable. Individualmente, cada haz láser dispersado por una superficie difusa, en ausencia de modulación alguna, produce un "manchón" o "speckle" en la superficie del detector que puede ser considerado de fase constante y arbitraria, presentando aún la condición adecuada para la detección coherente. Sin embargo, cuando mezclamos dos o más manchones provenientes de trayectorias de diferentes longitudes para el proceso de detección, causará generalmente una pérdida en la calidad de la señal debido a que el espaciamiento entre frentes de onda de ambos manchones no será ya el mismo.

El tamaño del manchón es proporcional a la distancia entre el detector y la superficie dispersora, e inversamente proporcional al diámetro del haz láser sobre dicha superficie. Por lo tanto, el espaciamiento de los frentes de onda que presentan cada uno de los manchones dependerá directamente del tamaño de éstos.

Debido a éste efecto de dispersión, es necesario introducir un lente de enfoque en la trayectoria de cada haz láser. Cada lente es ubicado de tal manera que forme una "cintura" del haz láser en la vecindad de la superficie del cuerpo dispersor respectivo. Esto resulta, en dos manchones coincidiendo en la superficie del detector con aproximadamente el mismo tamaño, optimizando la detección coherente de la señal Doppler contenida en ellos. Es importante señalar que, dado que la detección coherente sólo ocurre en la región de la superficie del detector común a ambos manchones, la posición del detector debe escogerse adecuadamente para obtener una detección máxima.

*" Una ley es para el momento, una  
ecuación es para la eternidad "*  
*" Cada hoja que cae al suelo  
perturba el universo "*

Albert Einstein

# CAPÍTULO IV

## SENSADO Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL HETERODINA

*" Todos los humanos estamos  
hechos de la sustancia con la  
que se trenzan los sueños "*

William Shakespeare

## CAPÍTULO IV SENSADO Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL HETERODINA

### IV.1 FOTODETECTORES

#### IV.1.1 Principios básicos

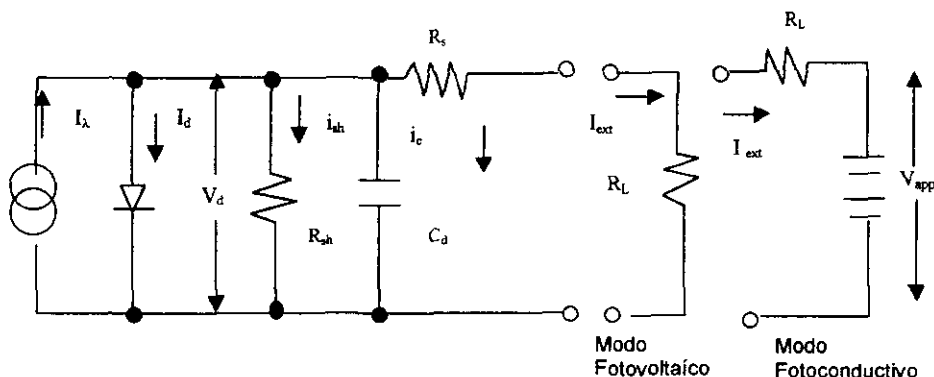
El principal componente de un circuito fotodetector, es el dispositivo encargado de captar la luz y convertirla en una corriente eléctrica proporcional a la luz incidente en su superficie. Los dos dispositivos más utilizados para este fin son el fotomultiplicador y el fotodiodo. Para este proyecto se utilizó un fotodiodo debido a las características mencionadas mas adelante.

Los fotodiodos operan bajo el principio del efecto fotovoltaico – el cual consiste en la generación de un voltaje a través de una unión P-N de un semiconductor cuando la unión es expuesta a la luz. Aún cuando el término fotodiodo puede ser ampliamente definido hasta incluir incluso las baterías solares, usualmente se usa para designar a aquellos dispositivos encargados de detectar la intensidad de la luz.

Cuando se forma una unión P-N en un semiconductor, se forma una región de liberación de portadores de carga móviles en la cual existe un campo eléctrico de gran intensidad, ésta región recibe el nombre de región de liberación. Si se genera una par electrón-hueco por la absorción de un fotón dentro de ésta región entonces el campo eléctrico interno provocará que el electrón y el hueco se separen. Puede detectarse ésta separación de carga de dos formas. Si el dispositivo se deja en circuito abierto, aparecerá una diferencia de potencial externamente la cual puede ser medida. Este modo de operación es conocido como el *modo fotovoltaico* de operación. Por otro lado, se puede poner en corto circuito el dispositivo externamente (o también se le puede operar en polarización inversa) dando por resultado que una corriente fluya entre las uniones P y N. Este modo de operación es conocido como el *modo fotoconductorivo* de operación.

La unión también responderá a pares electrón-hueco, los cuales sean generados más allá de la región de liberación. Estos se difundirán en el borde de la región de liberación antes de que tenga lugar la recombinación.

El fotodetector puede ser modelado por una fuente de corriente constante (el flujo de corriente  $i_c$  generado por la absorción de luz) con un diodo ideal a través de él (para simular el efecto de la unión P-N), como se muestra en la siguiente figura:



**Figura IV.1** Circuito equivalente del Fotodiodo. En operación el fotodiodo puede ser representado por una fuente de corriente fotogenerada  $i_c$  alimentándola a un diodo ideal. Las características de la celda interna se modelan mejor por medio de un resistor de derivación ( $R_{sh}$ ), un capacitor de derivación ( $C_d$ ), y un resistor en serie ( $R_s$ ). En el modo fotovoltaico de operación un resistor de un gran valor ( $R_L$ ) es conectado a la salida y se mide el voltaje a través de él. En el modo fotoconductorivo se aplica un voltaje de polarización externo ( $V_{app}$ ) en conjunción con una resistencia de carga en serie ( $R_L$ ). La corriente que fluye a través de  $R_L$  es monitoreada al medir el voltaje que aparece en los extremos de ésta resistencia.

Las características internas de un fotodetector se modelan mejor si se introduce un resistor de derivación ( $R_{sh}$ ), un capacitor de derivación ( $C_d$ ) y un resistor en serie ( $R_s$ ). No se van a presentar los desarrollos matemáticos para las expresiones que modelan el comportamiento del fotodiodo en los modos fotovoltaico y fotoconductor sino que sólo se revisarán las características más importantes que se presentan en cada uno de ellos y sus expresiones finales. En el modo de operación fotovoltaico el flujo de corriente externo es muy pequeño y el voltaje externo es una función logarítmica de la irradiancia de la luz incidente:

$$V_{ext} = \left( \frac{kT}{e} \right) \ln \left( \frac{\eta I_o \lambda A}{hc i_o} \right)$$

La operación bajo éste modo permite que el dispositivo entregue energía a una carga externa. En el modo fotoconductor usualmente se le aplica un voltaje relativamente grande ( $\approx 10$  V o más) al diodo, como se puede ver en la figura IV.1. Puesto que la corriente del diodo se satura en  $i_o$  para valores relativamente pequeños de polarización inversa (unos décimos de Volt) se puede considerar que:

$$i_\lambda = i_o + i_{sh} + i_{ext}$$

Ahora si  $i_o \approx 10$  nA y considerando que  $V_d = 10$  V y  $R_{sh} = 100$  M $\Omega$ , se tiene que:

$$i_{sh} = V_d / R_{sh} \approx 10 \text{ V} / 100 \text{ M}\Omega \approx 100 \text{ nA}$$

Así, cuando  $i_\lambda$  es del orden de los microamperes o mayor se puede considerar que  $i_{ext} = i_\lambda$ . De ésta forma se llega a la expresión que nos define el comportamiento de un fotodiodo en modo fotoconductor:

$$i_{ext} = \frac{\eta I_o A e \lambda}{hc}$$

Entonces, en el modo fotoconductor la corriente externa que fluye es directamente proporcional a la irradiancia de la luz incidente.

Adicionalmente a su respuesta inherentemente lineal, el modo fotoconductor usualmente ofrece las ventajas de proporcionar una respuesta más rápida, mejor estabilidad y un mayor intervalo dinámico. La principal desventaja es la presencia de lo que se conoce como la corriente negra ( $i_o + i_{sh}$ ), la cual origina el ruido de disparo y limita la sensibilidad del dispositivo. Ambos modos de operación están sujetos a la generación de ruido, pero la recombinación de ruido está ausente puesto que los portadores de carga son separados en la región de liberación antes de que puedan recombinarse. El material que más comúnmente es usado para la construcción de los fotodiodos es el silicio. Éste material tiene una banda de energía de 1.14 eV y proporciona excelentes fotodiodos con eficiencias cuánticas de hasta 80 % y longitudes de onda entre 0.8 – 0.9  $\mu$ m.

Los fotodiodos pueden clasificarse por su función y construcción de la siguiente forma:

1. Fotodiodos PN
2. Fotodiodos PIN
3. Fotodiodos tipo Schottky
4. Fotodiodos de Avalancha

Todos éstos tipos de fotodiodos tienen las siguientes características y son ampliamente utilizados para la detección de la existencia, intensidad, posición y color de la luz:

1. Excelente linealidad
2. Bajo ruido
3. Amplia respuesta espectral
4. Rigidez mecánica
5. Compactos y ligeros
6. Larga vida

**Efectos de la Capacitancia de la Unión.**- Un diodo polarizado en inversa exhibe una capacitancia, la cual es dependiente del voltaje y que es provocada por la variación de la carga almacenada en la unión. Se observa de manera general que la capacitancia decrece si se incrementa la polarización inversa. Por ejemplo, en una unión linealmente graduada se tiene que  $C_j \propto V^{-1/3}$ .

Para altas frecuencias la capacitancia de la unión del diodo actúa como una derivación a través de la resistencia de salida de la red y reduce el valor de la salida. Puede definirse una frecuencia de corte,  $f_c$ , como la frecuencia a la cual la impedancia de la capacitancia y de la red de resistores son iguales, así:

$$2\pi f_c C_j = \frac{1}{R_{sh}} + \frac{1}{R_L + R_S}$$

Usualmente,  $R_{sh} \gg R_L + R_S$  y  $R_L \gg R_S$  y de ésta forma se tiene que:

$$f_c = \frac{2}{2\pi R_L + C_j}$$

Esta ecuación se aplicó durante el diseño del circuito para el fotodetector.

#### IV.1.2 Parámetros que determinan las características de los fotodetectores

Existen una gran cantidad de parámetros, que describen las características de respuesta de un fotodiodo, que deben ser tomadas en cuenta para seleccionar uno en particular para una aplicación dada. Estos son:

**a) Respuesta espectral.**- La fotocorriente producida por un nivel dado de luz incidente varía con la longitud de onda de la luz. Esta relación entre la longitud de onda y su respuesta es conocida como la respuesta espectral y se expresa numéricamente en términos de sensibilidad radiante, eficiencia cuántica, NEP, detectividad, etc.

**b) Sensitividad radiante.**- Esta medida de sensibilidad es la relación de la energía radiante incidente en el dispositivo, expresada en Watts, con respecto a la corriente de salida en Amperes. Puede ser expresada como una sensibilidad absoluta (A/W), o como una sensibilidad relativa, normalizada con respecto a la sensibilidad pico que se tiene para determinada longitud de onda, cuyo valor pico usualmente se toma como 100.

**c) Eficiencia cuántica.**- Es la relación del número de fotones incidentes a los fotoelectrones resultantes en la corriente de salida, sin tener en consideración los niveles de energía individuales de los fotones, resultando en una curva de respuesta espectral ligeramente diferente a la de la sensibilidad radiante.

**d) NEP (Noise Equivalent Power – Energía de Ruido Equivalente).**- Es la cantidad de luz equivalente al nivel de ruido intrínseco del dispositivo. Dicho de otra forma, es el nivel de luz

requerido para obtener una relación S/N de 1. El NEP es uno de los medios de expresar la respuesta espectral. En este contexto, se utiliza el valor de NEP a la longitud de onda donde se tiene la máxima respuesta. Como el nivel de ruido es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda, el NEP se expresa en unidades de  $W/Hz^{1/2}$  :

$$NEP = \frac{\text{Corriente\_de\_ruido}(A/Hz^{1/2})}{\text{Sensibilidad\_Radiante\_Pico}(A/W)}$$

**e) Detectividad (  $D^*$  ).-** Es el inverso del NEP y se utiliza como una medida de la sensibilidad de detección de un dispositivo. Como el ruido normalmente es proporcional a la raíz cuadrada del área fotosensitiva, mientras más pequeña sea ésta área mejor será el NEP y la detectividad. Para tomar en cuenta las propiedades de los materiales, la detectividad  $D$  se multiplica por la raíz cuadrada de esta área para obtener  $D^*$ , expresada en unidades de  $cm^2 \cdot Hz^{1/2} / W$ . Al igual que con el NEP, los valores usados son los de las longitudes de onda a la cual se tienen los valores pico de sensibilidad.

$$D^* = \frac{[\text{Area\_Sensitiva\_Efectiva}(cm^2)]^{1/2}}{NEP}$$

**f) Corriente de corto circuito (  $I_{sh}$  ).-** Este valor es medido usando luz blanca de 2856 K de temperatura de una lámpara de tungsteno de 100 lux de iluminancia (100 lux para fotodiodos de Gap). La corriente de corto circuito es aquella corriente que fluye cuando la resistencia del dispositivo es cero y es proporcional al área fotosensitiva del dispositivo.

**g) Corriente negra (  $I_d$  ) y Resistencia de derivación (  $R_{sh}$  ).-** La corriente negra es aquella pequeña corriente la cual fluye cuando se aplica un voltaje de polarización inverso al fotodiodo bajo condiciones de oscuridad. Es una fuente de ruido para aplicaciones en las cuales se aplica una polarización inversa a los fotodiodos como típicamente es el caso con los diodos PIN. Para observar la corriente negra existen dos métodos: la observación de la relación  $V/I$  (llamada resistencia de derivación) en la región de 0 V, y la observación de la corriente con el valor actual del voltaje aplicado.

**h) Capacitancia de la unión (  $C_j$  ).-** Un capacitor se forma en la unión P-N de un fotodiodo. Esta capacitancia es llamada capacitancia de la unión y es un factor de peso que influye en la velocidad de respuesta del fotodiodo. Su valor se mide a 1 MHz para tipos PIN y a 10 kHz para otros tipos.

**i) Tiempo de levantamiento (  $t_r$  ).-** Es el tiempo requerido desde que tiene el 10% de su valor final hasta el 90 % de su valor final de la señal de salida del fotodetector. Es una medida de la respuesta de un fotodiodo a un impulso de luz. El tiempo de levantamiento es una función de la longitud de onda de la luz incidente y de la resistencia de carga.

**j) Frecuencia de corte (  $f_c$  ).-** Se define como la frecuencia a la cual la corriente de salida decrece 3 dB de su valor a bajas frecuencias. Es una medida de la respuesta del fotodiodo a una señal senoidal de luz incidente y frecuentemente es utilizada para los fotodiodos PIN.

**k) Máximo voltaje inverso (  $V_R \text{ max}$  ).-** El aplicar voltajes de inversa a los fotodiodos puede provocar un daño irreparable al dispositivo. Este parámetro nos indica cual es el máximo valor que puede soportar un fotodiodo al ser polarizado en inversa sin que se dañe.

## IV.2 DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL DEL FOTODETECTOR

Esencialmente, un demodulador de FM produce un voltaje de salida que es proporcional a la frecuencia instantánea de entrada. Esto significa que al demodular señales de este tipo, tendremos una señal de salida de amplitud variable oscilando con respecto a una amplitud  $V_p$  correspondiente a la frecuencia  $\omega_p$  de la señal portadora.

En teoría, un circuito demodulador de frecuencia convencional, tal y como los empleados en los receptores de radiocomunicación, podría llevar a cabo esta función, no requiriendo enfatizar mucho en el circuito empleado. Sin embargo, en nuestro caso se presentaban dos serias dificultades. La primera surge de la enviada señal eléctrica recuperada, ya que por naturaleza presenta amplitud variable que incluso, en particular para el caso de las conmutaciones de dirección del espejo viajero, llega a desaparecer. La segunda surge de las relativas bajas frecuencias de operación a las que nos restringió el sistema mecánico de modulación.

Al restringir el valor máximo de la portadora, la mayor magnitud de la velocidad que puede ser medida es aproximadamente 0.134 m/s (usando un diodo láser de  $\lambda=670$  nm). Este orden de velocidad es un valor fácilmente conseguido en superficies vibrantes de baja frecuencia, lo que significa que, en la práctica, la frecuencia portadora puede presentar un corrimiento Doppler de  $\pm 100\%$ . Esto es un serio inconveniente a la hora de seleccionar un demodulador de FM, ya que por lo general éstos trabajan con variaciones máximas de  $\pm 10\%$  de la frecuencia portadora. Debido a ello se empleó como demodulador a un circuito PLL en configuración de 'tracking filter'.

### IV.2.1 Circuitos PLL

El PLL fue introducido en 1932 por H. de Bellescize [1]. Considerado un dispositivo exótico en aquellos días, gozó de un creciente interés a mediados de los años 60's cuando se hizo disponible en forma de circuito integrado. Actualmente se puede encontrar un PLL prácticamente en cada hogar - ya sea en los televisores, en receptores de radio, o equipos de banda civil.

Un PLL o circuito de Lazo de Fase Cerrado (en español), es un circuito que hace que un sistema en particular esté en seguimiento de otro. Más precisamente, un PLL es un circuito que busca *sincronizar* una señal de salida (generada por un oscilador) con una señal de entrada o de referencia tanto en frecuencia como en fase. Cuando un PLL se encuentra *sincronizado* o *amarrado*, el error de fase entre la señal de salida del oscilador y la señal de referencia es idealmente cero. Si se produce un error de fase, un mecanismo de control actúa sobre el oscilador de tal manera que el error de fase nuevamente se reduzca a cero. En tal sistema de control la fase de la señal de salida se encuentra *amarrada* a la fase de la señal de referencia. Esta característica permite utilizar satisfactoriamente a los PLL's en situaciones donde se quiere recuperar una señal contaminada o bien, en sistemas de control. Entre sus principales aplicaciones se encuentran la modulación y demodulación de señales -en amplitud, frecuencia, fase y ancho de pulso-, síntesis de frecuencia, filtrado, procesamiento de señales enviadas y control de servomecanismos.

El PLL es conceptualmente el método más simple para demodulación de FM. Aunque la teoría formal de un PLL es bastante extensa y algo más complicada, esbozaremos aquí sólo una breve descripción de su funcionamiento. Un PLL está formado básicamente de 3 elementos: Un comparador de fase PC, un filtro paso bajas LPF y un oscilador controlado por voltaje VCO. El comparador de fase genera un voltaje proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada. La función del LPF es atenuar o eliminar las componentes espurias generadas por el PC y garantizar un determinado tiempo de retraso necesario para el funcionamiento total del PLL. El VCO por su parte, como su nombre lo indica, genera una señal cuadrada o senoidal de frecuencia proporcional al voltaje que se le aplique. Ante entrada nula, el VCO puede ser sintonizado a la frecuencia natural de la portadora y en adelante así lo consideraremos. Los diferentes bloques se interconectan entre sí como muestra la figura siguiente:

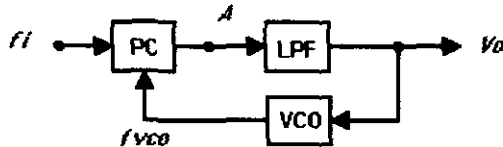


Figura IV.2 Diagrama esquemático de un PLL

Supongamos que inicialmente la salida  $V_o$  es nula y por consiguiente el VCO oscila a una frecuencia igual a la portadora de la señal de FM sin modular, alimentando por la parte inferior al PC. Si en la otra entrada del PC se alimenta precisamente la señal de la portadora, se tendrá que:

$$f_i = f_{vco} = f_{portadora}$$

Por tanto, la salida A del PC será nula, retroalimentando al VCO y manteniendo el estado de salida nula. Supongamos ahora que se empieza a modular la señal de entrada, traduciéndose en un corrimiento de frecuencia de  $f_i$ . Instantáneamente la salida del PC responderá a dicha variación produciendo un voltaje que se irá incrementando a medida que se incrementa el corrimiento de frecuencia. Después de un breve período de retraso determinado por LPF, el voltaje generado por el PC es alimentado al VCO, con el cual modificará su frecuencia de oscilación y tenderá a seguir a  $f_i$ . Este comportamiento se conoce como enganche o amarre, y tiene por objeto el minimizar o anular la magnitud de la señal de error generada por el PC. El período de retraso del LPF garantiza la estabilidad del sistema en conjunto y nos permite además obtener en la salida  $V_o$  una señal cuya amplitud es proporcional a las variaciones en frecuencia de la entrada, que es precisamente la función que deseamos. En algunos tipos de PLL's se utiliza un Oscilador Controlado por corriente CCO, en lugar del VCO. En este caso la señal de salida del PC es una fuente de corriente más que una fuente de voltaje, sin embargo el principio de operación es el mismo.

La mayor parte de los sistemas PLL actuales utilizan tipos similares de VCOs o CCOs así como filtros de lazo de primer orden. Sin embargo, pueden diferir considerablemente en el tipo de comparador de fase PC utilizado. Las propiedades del circuito comparador de fase tienen una fuerte influencia en el desempeño dinámico del PLL.

Existen comparadores de fase tanto lineales como digitales. Los de tipo lineal están contruidos con circuitos que anteriormente eran usados en el campo de las computadoras analógicas. Los digitales, por su parte, están basados en circuitos lógicos tales como compuertas OR-Exclusiva (XOR). Más aún, los PCs digitales operan exclusivamente con señales binarias, lo cual significa que tanto la señal de referencia como la señal del VCO deben ser ondas cuadradas.

En general, los comparadores de fase que se utilizan actualmente en circuitos PLL pueden pertenecer a uno de los cuatro tipos siguientes:

- TIPO 1. El comparador de fase es simplemente un multiplicador analógico, también llamado Multiplicador de cuatro cuadrantes. Es de tipo lineal, por lo que se requiere que tanto la señal de referencia  $U_1$  como la señal de salida  $U_2$  sean ondas senoidales, aunque esta no es una condición irrevocable.
- TIPO 2. Éste es un comparador de fase digital y es el más simple de los de su tipo ya que utiliza una compuerta XOR para generar  $U_o$ .
- TIPO 3. Es del tipo digital y es simplemente un flip-flop JK maestro-esclavo.
- TIPO 4. Su comportamiento es muy similar al TIPO 3 pero éste es sensitivo a la frecuencia en todo el intervalo de offset de frecuencia  $f_1 - f_2$ .

Dadas las características de la señal Doppler proporcionada por el fotodetector, se recurrió al empleo de un PLL con comparador de fase del tipo 1.



El empleo del comparador de fase tipo 1 nos permite obtener frecuencias de salida no presentes en la señal de entrada. Gracias a esto es posible tener las diferentes respuestas necesarias para modular y demodular en amplitud, frecuencia o fase.

Supongamos que en las entradas del comparador de fase se aplican dos señales senoidales  $U_1$  y  $U_2$ . La señal resultante producto de ambas presentará una componente de DC y varias componentes de AC. Puesto que las componentes de AC serán casi completamente eliminadas por el filtro de lazo sólo se tomará en cuenta la componente de DC o valor promedio de la señal resultante  $U_d$ , la cual se considerará que tiene la siguiente forma:

$$U_d = K_d \text{ sen } \theta_e$$

donde  $K_d$  es la ganancia del comparador de fase,  $\theta_e = \theta_1 - \theta_2$  es el error de fase y  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son las fases de  $U_1$  y  $U_2$ , respectivamente.

Para pequeños errores de fase  $\text{sen } \theta_e$  es aproximadamente igual a  $\theta_e$  y  $U_d$  es aproximadamente igual a  $K_d \theta_e$ .

En la ecuación anterior se asumió que tanto la señal de referencia como la señal de salida del VCO eran ondas senoidales. Sin embargo, en la práctica, en la mayor parte de los PLL's la señal de salida del VCO es una señal cuadrada. Una onda cuadrada simétrica tiene un espectro que sólo contiene armónicos impares. Así, solamente la frecuencia fundamental  $f_2$  puede contribuir a la componente de DC de la señal  $U_d(t)$ ; por lo tanto el comportamiento del PC tipo 1 no depende de la forma de la señal de salida del VCO.

Debe mencionarse que la ganancia del comparador de fase  $K_d$  dependerá de las amplitudes de las señales  $U_1$  y  $U_2$ . Esta es claramente una desventaja, puesto que el desempeño dinámico del PLL se hace dependiente de la amplitud de la señal de referencia. Conforme el multiplicador analógico usado en el PC tipo 1 opere en su región lineal y el error de fase se vaya incrementando, la ganancia del comparador,  $K_d$  se incrementará linealmente con la amplitud de  $U_1$ .

Para señales de referencia aún mayores el multiplicador se saturará, y  $K_d$  se aproximará a un valor límite. Si la señal de referencia del PLL se hace muy grande, el PC operará en la región de saturación. Su señal de salida  $U_d(t)$  indicará solamente dos niveles de voltaje,  $U^+$  o  $U^-$ , los cuales corresponden a los niveles de saturación positivo y negativo. En este caso la señal promedio  $U_d$  depende solo de los cruces por cero de  $U_1(t)$  con respecto a  $U_2(t)$ . Más aún,  $U_d$  es aproximadamente proporcional al error de fase en el estado de saturación. Esto significa que el PC tipo 1 pierde su capacidad de cancelar señales de ruido cuando está sobresaturado. Consecuentemente, los PC's usados en receptores de comunicaciones siempre deberán operar en la región lineal.

Este tipo de PC presentan la desventaja de que tardan un poco más en amarrarse que los otros tipos, sin embargo, sería incorrecto establecer que el funcionamiento del PC tipo 1 es inadecuado, ya que ofrece una notable capacidad para suprimir el ruido. Una señal de ruido superpuesta en la señal de referencia puede considerarse como una señal de banda ancha que consiste de un número infinito de componentes de frecuencias distintas. Debido a que estas frecuencias no están correlacionadas a la señal de salida del VCO, la señal de salida promedio generadas por estas frecuencias de ruido es cero. Así, el sistema PLL es capaz de amarrarse aún cuando maneje señales contaminadas con mucho ruido. Esto explica el uso tan extendido de los PLL's en los receptores de comunicación.

El desempeño dinámico del PLL es influenciado no solamente por el PC que se elija, sino también por el tipo de filtro de lazo empleado; aunque éste no afecta el desempeño dinámico del PLL de la manera como lo hace el PC. En la mayor parte de los casos el filtro de lazo estará dado por un filtro paso-bajas de primer orden.

La tabla siguiente nos muestra los tipos de filtro más utilizados incluyendo su función de transferencia:

TIPO	PASIVO		ACTIVO	
	1	2	3	4
CIRCUITO				
FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA				
$F(j\omega) =$	$\frac{1}{1+j\omega\tau_1}$	$\frac{1+j\omega\tau_2}{1+j\omega(\tau_1+\tau_2)}$	$\frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega\tau_1}$	$\frac{1}{j\omega\tau_1}$

$\tau_1 = R_1 C \quad \tau_2 = R_2 C$

Tabla IV.1 Filtros de lazo para circuitos PLL

Estos cuatro tipos de filtros tienen las siguientes características:

- TIPO 1. Es un filtro RC pasivo sin ningún cero
- TIPO 2. Filtro RC pasivo con un polo y un cero.
- TIPO 3. Filtro activo RC con un polo en  $\omega=0$ . Este filtro actúa como un integrador a bajas frecuencias.
- TIPO 4. Filtro activo RC sin un cero. Este corresponde a un integrador ideal.

Cuando se diseñe un sistema PLL, existe la libertad de combinar cualquier tipo de PC con cualquier tipo de filtro, sin embargo, las elecciones que se hagan repercutirán en el desempeño de todo el sistema. En especial, esto influirá directamente en los intervalos de amarre.

Un sistema PLL que inicialmente se encuentra amarrado deberá cumplir con las tres condiciones siguientes para permanecer amarrado:

1. La frecuencia angular de la señal de referencia deberá estar dentro de lo que se conoce como *intervalo de retención*.
2. El máximo escalón de frecuencia (máxima desviación instantánea) aplicado a la entrada de referencia de un PLL deberá ser menor que el intervalo de *pull-out*.
3. La tasa de cambio de la frecuencia de referencia  $\Delta\omega$  deberá ser menor de  $\omega_n^2$ . Donde  $\omega_n$  es la frecuencia natural del sistema PLL.

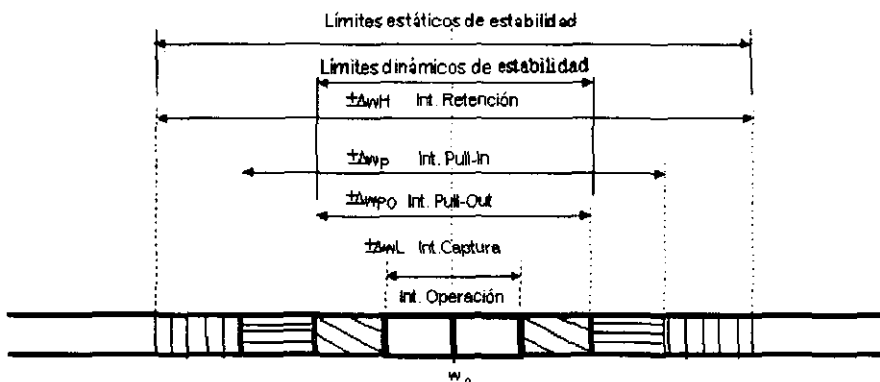
Cuando un PLL ha perdido el seguimiento de fase (se ha desamarrado) debido a que una de estas condiciones no se ha cumplido no podrá volver a su estado estable aún cuando se vuelvan a cumplir estas tres condiciones. Sin embargo, si el error de fase se reduce a un valor crítico, el cual es conocido como intervalo de *pull-in*, entonces la pendiente del error de fase promedio se irá reduciendo y por tanto la frecuencia  $\omega_r$  del VCO se irá aproximando cada vez más a la frecuencia de la señal de referencia, y el sistema finalmente se amarrará otra vez. Como se ve, éste puede ser un proceso lento sin embargo, existe la posibilidad de que el sistema se vuelva a amarrar en un sólo paso. Esto implica que un PLL se amarrará rápidamente si el offset de frecuencia  $\Delta\omega$  se reduce debajo de un valor crítico llamado *intervalo de captura*. Este último proceso es conocido

como *proceso de captura* (lock-in process) y es mucho más rápido que el *proceso de pull-in*, pero el *intervalo de captura* es menor que el *intervalo de pull-in*.

Hasta aquí han surgido algunos términos que provienen del desarrollo matemático de la teoría del PLL los cuales se definirán a continuación y que permitirán completar el entendimiento de un sistema PLL.

Existen cuatro parámetros claves que especifican el intervalo de frecuencia dentro del cual un PLL puede ser operado y que pueden resumirse como sigue:

1. **Intervalo de retención  $\Delta\omega_H$ .** Este es el intervalo de frecuencia en el cual un PLL puede mantener un seguimiento de fase estáticamente. Un PLL es condicionalmente estable solamente dentro de éste intervalo.
2. **Intervalo de pull-out  $\Delta\omega_P$ .** Este es el límite dinámico para una operación estable del PLL. Si el PLL se desamarró dentro de este intervalo, el PLL se amarrará normalmente otra vez, pero este proceso será lento si es un proceso de pull-in.
3. **Intervalo de pull-in  $\Delta\omega_P$ .** Este es el intervalo dentro del cual un PLL permanecerá siempre amarrado, pero el proceso puede ser muy lento.
4. **Intervalo de retención  $\Delta\omega_L$ .** Este es el intervalo de frecuencia dentro del cual un PLL se podrá amarrar en un sólo paso entre la frecuencia de referencia y la frecuencia de salida. Normalmente el intervalo de frecuencia de operación de un PLL estará restringido al intervalo de captura.



**Figura IV.3 Intervalos dinámicos de un PLL lineal**

Las relaciones cuantitativas entre estos cuatro parámetros están dibujados en la figura IV.4 para la mayor parte de los casos prácticos. Se puede establecer, en principio, que el intervalo de retención  $\Delta\omega_H$  es mayor que los restantes tres parámetros. Además, se sabe que el intervalo de pull-in  $\Delta\omega_P$  debe ser mayor que el intervalo de captura  $\Delta\omega_L$ . El intervalo de pull-in  $\Delta\omega_P$ , es mayor que el intervalo de pull-out  $\Delta\omega_{PO}$ , en la mayor parte de los diseños prácticos, de aquí se puede derivar la siguiente desigualdad:

$$\Delta\omega_L < \Delta\omega_{PO} < \Delta\omega_P < \Delta\omega_H$$

Debe tenerse muy presente que éstos resultados son válidos solamente para el PLL lineal. En el caso del PLL digital la situación será diferente, aunque más simple.

## IV.2.2 Circuito integrado XR-215

El XR-215 es un circuito integrado monolítico que contiene un sistema lineal PLL de ruido y distorsión bajos, con características que lo hacen muy versátil para el manejo de señales moduladas en frecuencia y/o fase. Está diseñado para emplearse en una amplia gama de aplicaciones tanto en sistemas de comunicación analógicos como digitales y es adecuado particularmente para demodulación de señales FM o FSK, síntesis de frecuencia y aplicaciones de 'filtro de amarré o seguidor' (tracking filter).

El XR-215 presenta un amplio intervalo de voltajes de alimentación (5 a 26 volts), y opera en una banda de frecuencia de 0.5 Hz a 35MHz, que aunado a su gran sensibilidad de entrada (puede manejar señales de entrada entre 300mV y 3V), lo hacen idóneo para aplicaciones de instrumentación.

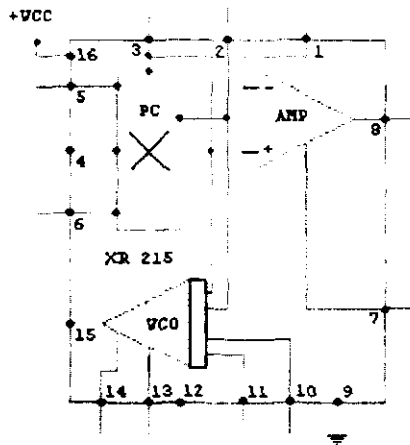


Figura IV.4 Diagrama a bloques del XR 215

La figura muestra un diagrama a bloques del sistema PLL contenido en el encapsulado. Básicamente consiste de un comparador de fase balanceado PC, un oscilador controlado por voltaje VCO de alta estabilidad, y un amplificador operacional OpAmp de alta velocidad.

Como se aprecia, las salidas del comparador de fase están internamente conectadas al VCO y a la entrada no inversora del OpAmp, por lo que para construir el PLL completo, solo se requiere acoplar externamente la salida del VCO a cualquiera de las entradas del PC, y añadir el filtro de lazo paso-bajos adecuado a las salidas del PC.

El voltaje de salida del comparador de fase es una medida lineal de la desviación de frecuencia del VCO de su valor de oscilación libre. La sección de amplificación, por lo tanto, puede ser empleada para proporcionar una versión amplificada y filtrada del voltaje de error del lazo. En este caso, el nivel de DC de la salida puede ser ajustado para ser directamente proporcional a la diferencia entre la frecuencia de oscilación libre del VCO,  $f_0$  y la frecuencia de la señal de entrada,  $f_s$ .

Debido a las condiciones de modulación extrema de nuestra señal se recurrió al empleo de un demodulador de FM de amplio intervalo conocido como filtro de amarré ('tracking filter') o discriminador de FM. Un filtro de amarré no es otra cosa que un demodulador de FM basado en PLL en donde se explotan al máximo los límites dinámicos del Comparador de fase y del VCO.

## **REFERENCIAS**

- [1] R. E. Best, Phase-Locked Loops: Theory, Design and Applications  
Mc Graw Hill, U.S.A., 1984
- [2] P. H. Young, Electronic Communication Techniques  
McMillan Publishing Company, U.S.A. 1994.

*" La Teoría del Científico soñador  
vencerá siempre al oportunismo  
vulgar del ambicioso sin ideal  
filosófico "*

# CAPÍTULO V

## IMPLEMENTACIÓN DEL MEDIDOR DE VIBRACIONES LÁSER

*" No siento no ser el conocido de  
todos los hombres,  
sino no conocerlos yo "*

Confucio

## **CAPÍTULO V IMPLEMENTACIÓN DEL MEDIDOR DE VIBRACIONES LÁSER**

### **V.1 INTRODUCCIÓN**

El presente capítulo tiene como objetivo, revisar los procedimientos de diseño y la implementación de los distintos componentes del medidor de vibraciones, el cual comprende una sección mecánica, una sección electrónica y una sección óptica.

Dado que el intervalo dinámico del sistema, depende en gran medida del método utilizado para generar la portadora, el capítulo inicia con una breve presentación de los distintos mecanismos que fueron implementados durante el desarrollo del proyecto, para llegar al prototipo final con el cual se generó la portadora. También se mencionan las dificultades encontradas, los detalles que hacían que un mecanismo no fuera seleccionado y los criterios que se utilizaron para seleccionar el prototipo final.

En la segunda parte, se presentan los diseños de las diferentes etapas de captura y procesamiento de la señal Doppler, mencionando brevemente los criterios que se consideraron para su construcción. Esta parte constituye el grueso de nuestro proyecto, separando la parte óptica y mecánica, y representa la aplicación de una parte importante de la información y conocimientos adquiridos durante la carrera. Sin embargo, y para no atargar la extensión del presente trabajo, se han omitido el detalle minucioso de los cálculos realizados, mencionando solamente las fórmulas de diseño más importantes.

Finalmente, analizaremos las respuestas electrónicas de los circuitos resultantes para caracterizar el sistema en conjunto y, posteriormente, compararlo con un medidor comercial.

### **V.2 DISEÑO MECÁNICO**

El diseño de nuestro vibrómetro, emplea los métodos del espejo viajero y del disco giratorio para producir el haz de referencia del sistema. Estos dos métodos, permiten cumplir con los objetivos que se habían planteado al inicio de este proyecto: implementar un sistema de bajo costo, que utilizara componentes de fácil adquisición en cualquier laboratorio, de fácil ajuste, manejo y en la medida de lo posible portátil. Independientemente del método de modulación mecánica empleado, la electrónica asociada al instrumento fue diseñada para procesar y demodular la señales ópticas generadas. Debido a ello, las características de la señal láser que ambos métodos proporcionan fue adecuadamente estandarizada en nivel de intensidad y frecuencia de portadora.

Puesto que se utilizaron dos métodos distintos para generar la portadora, se revisará cada uno por separado.

#### **V.2.1 El espejo viajero**

Este método, consiste en un espejo que se desplaza a velocidad constante en una trayectoria horizontal en ambos sentidos. El espejo se coloca sobre una base motorizada que le permite desplazarse. La ecuación que gobierna el desplazamiento Doppler producido por este mecanismo, es la misma que se derivó en el capítulo 1 para partículas dispersoras.

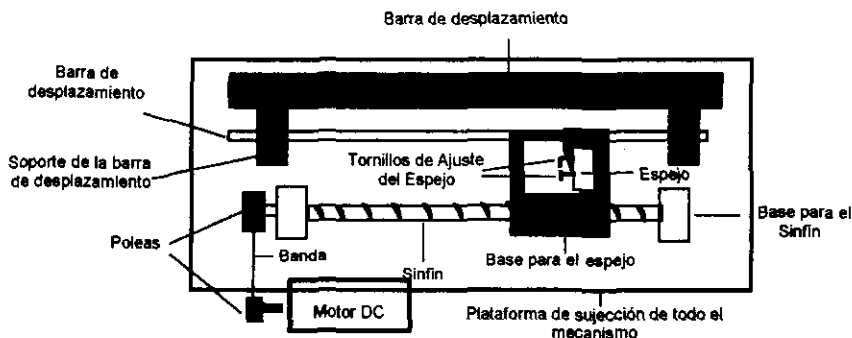
Aunque de concepción sencilla, en la práctica la implementación de este mecanismo presentó una gran cantidad de dificultades. En general, el mayor problema lo presentaban las vibraciones mecánicas producidas cuando se desplazaba el espejo. En algunos de los mecanismos probados, también se presentaron problemas de alineación.

Se diseñaron y probaron distintos sistemas mecánicos hasta obtener uno que presentó las mejores características. Para su construcción, se trabajó con partes reutilizables de otros mecanismos, aunque algunas piezas mecánicas se manufacturaron en el taller del Laboratorio de Acústica Aplicada del Centro de Instrumentos.

El primer mecanismo con que se trabajó, utilizaba el sistema mecánico de una unidad de disco de 5 1/4". El problema principal, se encontró en que la longitud de desplazamiento del espejo era demasiado pequeña, lo que producía que la señal generada no fuera lo suficientemente estable.

Cuando el espejo cambiaba de sentido de desplazamiento, la señal se perdía y como el recorrido del espejo no era suficiente, la portadora nunca llegaba a aparecer totalmente. Adicionalmente, el mecanismo presentaba la dificultad de que al incrementar la velocidad para generar una portadora mayor, las vibraciones mecánicas también aumentaban, lo que originaba que el ruido de fondo se incrementara notablemente.

Posteriormente, se utilizó un tornillo "sinfin" al cual se le hicieron una gran variedad de adaptaciones para lograr que pudiera desplazar al espejo. Aún cuando con éste sistema se logró obtener una portadora más estable que con el mecanismo anterior, también presentó dificultades, entre ellas, el sistema se desajustaba con mucha facilidad durante las conmutaciones (cuando el "sinfin" cambiaba de sentido de giro), lo cual originaba que la portadora desapareciera. La figura siguiente muestra de manera aproximada este mecanismo visto desde arriba.



**Figura V.1 Sistema de espejo viajero con "sinfin"**

De la figura, se observa que el motor de DC gira el tornillo por medio de un juego de poleas y una banda. El espejo se monta sobre una base que está acoplada al tornillo sin fin, de tal forma que cada vez que gire, el espejo se desplazará cierta distancia. La barra de desplazamiento sirve de apoyo a la base del espejo; también ayuda a que el espejo se mueva horizontalmente y en forma paralela al eje del tornillo, ayudando a mantener alineado el sistema. El tornillo se sostiene de unos soportes, en los cuales se utilizan unos baleros para que la fricción sea menor. Todo el mecanismo se encuentra sobre una base de metal, en la cual se sujetan firmemente todas las piezas para evitar al mínimo las vibraciones mecánicas.

A pesar de todas éstas consideraciones, en la práctica se presentaron dificultades que nunca pudieron solucionarse del todo con éste mecanismo, por ejemplo, el sistema se desalineaba continuamente, en ocasiones el espejo presentaba dificultades para desplazarse sobre todo cuando la barra de desplazamiento no era totalmente paralela al eje del sinfin. Además, la base para el espejo se fue desgastando debido a la fricción con el sinfin, lo que originó que a la larga se incrementaran notablemente las vibraciones mecánicas del sistema.

A pesar de éstos inconvenientes, se pensó que todavía era factible utilizar éste mecanismo para generar la portadora. Así, se construyó otro prototipo con el sinfin. En él se utilizaron piezas que no requirieran de ajustes y sobre una estructura más sólida. Aún cuando éste mecanismo permitía un desplazamiento más libre del espejo, y los efectos de las conmutaciones se vieron reducidos, el problema radicó en que el haz reflejado se movía demasiado, lo cual hacía prácticamente imposible que interfiriera con el otro haz en el fotodetector.

Como resultado de éstos problemas, desistimos de seguir utilizando el sinfin y se buscaron otros métodos, hasta que finalmente se encontró uno con el cual se lograron las mejores características. Este hace uso del tractor de una impresora de matriz de puntos, con el cual se trabajó durante todo el proceso de caracterización del medidor de vibraciones.



En la siguiente figura se muestra un esquema del prototipo final viéndolo lateralmente :

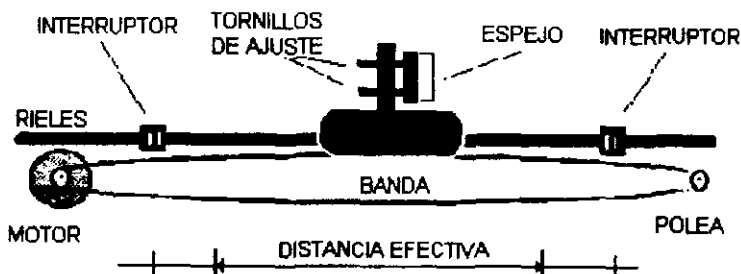


Figura V.2 Esquema del prototipo final

Se observa de la figura, que el espejo se desplaza sobre unos rieles paralelos y que se utiliza una banda para mover el espejo. En los extremos de los rieles, se colocaron unos interruptores electro-ópticos, los cuales permiten realizar las conmutaciones. Dos poleas en los extremos, permiten que se mueva la banda y con ello el espejo. Una de ellas se encuentra acoplada a la flecha del motor de DC. La distancia efectiva es de 20 cm lo cual nos permite que la portadora permanezca más tiempo presente, ayudando en el proceso de demodulación. La velocidad del motor es controlada por un circuito electrónico, el cual se revisará más adelante.

Se obtuvo la característica de voltaje vs rpm del motor, para determinar los máximos valores de portadoras que podían obtenerse con éste sistema. En la tabla siguiente se resumen los resultados obtenidos.

Voltaje (V)	RPM	$\omega$ (Rad/s)	$V_t = \omega r$ (m/s)	$f_p = 2 \cdot v / \lambda$
0.6	200	20.94	0.062	185.07 kHz
1.5	300	31.41	0.094	280.59 kHz
2.5	1200	125.66	0.37	1.10 MHz
3.5	1900	198.97	0.59	1.70 MHz
5.0	2800	293.21	0.88	2.62 MHz
6.0	3300	345.57	1.03	3.07 MHz

Donde :  $\lambda = 670$  nm ( Láser de Edo. Sólido )

$\phi = 0.6$  cm ( Diámetro de la polea del motor )

Tabla V.1 Corrimiento de frecuencia Doppler en función del voltaje de alimentación del motor para el espejo viajero

Los valores de voltaje se obtuvieron con un multímetro digital. Las rpm se determinaron leyendo la frecuencia de la señal, a la salida del fototransistor que se encuentra acoplado en el motor.

Es importante mencionar, que éstos valores sólo son válidos bajo condiciones ideales. Es decir, se está considerando que el motor no trabaja con carga, que la banda no es elástica y que el mecanismo está libre de fricción.

Es obvio que en la práctica, ninguna de éstas tres condiciones se cumple, aunque puede lograrse minimizar sus efectos hasta lograr un comportamiento que no se desvíe tanto de su estado ideal. Sin embargo, la utilidad de éstos resultados, radica en que nos sirvieron como referencia, para derivar los valores iniciales de algunos de los componentes electrónicos utilizados en nuestro sistema.

El valor máximo de la portadora se seleccionó de manera práctica y, como ya se estableció, resultó ser de 400 kHz. Con éste valor, las vibraciones eran aceptables y el ruido de fondo bajo.

Se puede decir, que éste método proporciona un medio económico y relativamente sencillo de generar la portadora, aunque no está libre de inconvenientes como los que ya se mencionaron.

Sólo falta por señalar, que sin importar el mecanismo que se utilice para el espejo viajero, siempre se presentará el inconveniente de que la señal desaparezca momentáneamente durante las conmutaciones.

### V.2.2 El método del disco rotatorio

Este método ha sido utilizado en distintos aparatos tanto comerciales como experimentales. Su uso se debe a que este método permite implementar un anemómetro láser más económico, autoalineable y que puede ser montado con facilidad. El sistema es más simple y consta de un motor que sostiene una estructura circular perpendicular a su eje. La superficie circular, está cubierta por un papel dispersor especial, que permite reflejar la luz en la misma dirección del haz de incidencia

El motor está montado en una estructura que le permite tres grados de libertad. La geometría de este mecanismo hace más compacto el sistema óptico y, a diferencia del espejo viajero, las longitudes de los brazos del interferómetro permanecen constantes. Como sólo gira en un sentido, el ruido debido a las vibraciones mecánicas se reduce. Sin embargo, la amplitud de la portadora es muy pequeña y no es muy constante, por lo que los circuitos de amplificación deben de ser capaces de darle la ganancia necesaria a la señal.

Con este método se mejoró el desempeño del sistema, al aumentar la relación señal a ruido y el intervalo de demodulación.

Aún cuando la amplitud de la portadora no es constante y es menor que la obtenida con el espejo viajero, la señal nunca desaparece por completo. En la siguiente figura se muestra un esquema de éste sistema.

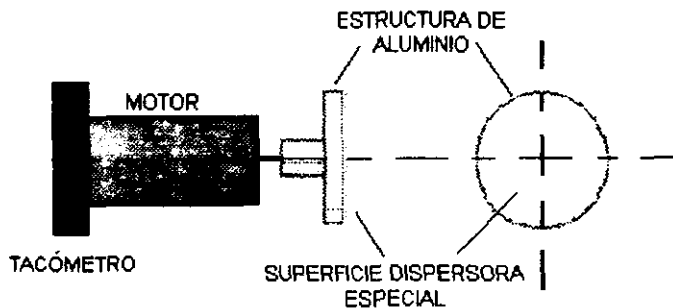


Figura V.3 Esquema del disco dispersor

Tanto para el sistema del espejo viajero, como para el del disco giratorio, se utilizó el mismo motor de DC. Para construir el disco se optó por utilizar aluminio, debido a que permitía tener un disco ligero, y que adaptado firmemente a la flecha del motor, reduce en gran medida las vibraciones. Para asegurar que el disco girara uniformemente, se utilizó el mismo control de velocidad usado con el espejo viajero, con una pequeña modificación. En este caso, el control permite asegurar que el disco gira con una velocidad angular constante.

En el capítulo 1, se derivó la ecuación que determina el desplazamiento Doppler generado por éste mecanismo (considerando retrodispersión):

$$f_D = \frac{2\omega\eta}{\lambda} r \cos \alpha \sin \beta$$

Para determinar qué valores de portadoras podían obtenerse con éste mecanismo, se procedió de la siguiente forma: primero se identificaron los términos que podían permanecer constantes, así, se consideró  $\eta = 1$  (índice de refractividad del medio),  $\lambda = 670\text{nm}$  (longitud de onda del laser) y se ajustó la velocidad angular,  $\omega$ , a un valor que permitiera que el disco girara uniformemente y con el mínimo de vibraciones. Éste valor resultó ser de  $\omega = 91.3 \text{ rad/s}$ .

Una vez definidos éstos términos, se obtuvieron los desplazamientos Doppler para distintos valores de  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $r$ . En la tabla siguiente, se presenta un resumen de los valores que se obtuvieron con éste mecanismo :

$\alpha$	$\beta$	$r$ ( cm )	$f_{DT}$	$f_{DR}$	e
5°	5°	1.4	331.27 kHz	254 kHz	23.3 %
2°	2°	1.2	114.06 kHz	108 kHz	5.3 %
10°	10°	0.6	279 kHz	380 kHz	36 %
2°	10°	1.3	614 kHz	504 kHz	17.9 %
2°	15°	1.6	1.12 MHz	764 kHz	36.3 %
2°	5°	1.2	284 kHz	256 kHz	9.85 %
10°	13°	2.0	1.2 MHz	752 kHz	37.3 %
10°	5°	1.7	397.6 kHz	324 kHz	18.52 %
10°	2°	1.7	159 kHz	156 kHz	1.8 %
21°	14°	1.3	801.07 kHz	796 kHz	0.63 %
12°	6°	1.8	502.126 kHz	504 kHz	0.37 %
11°	6°	0.4	111.98 kHz	114 kHz	1.8 %
9°	10°	0.7	327.555 kHz	320 kHz	2.3 %
0°	12°	1.6	907.612 kHz	912.612 kHz	0.43 %

Tabla V.2

$f_{DT}$  es el valor que se obtiene al aplicar la fórmula para  $f_D$ .  $f_{DR}$ , es el valor leído en la pantalla del analizador de espectros. El error porcentual que se presenta en la última columna, se obtuvo a partir de la siguiente ecuación :

$$e\% = \frac{f_{DT} - f_{DR}}{f_{DT}} \times 100$$

Éste valor nos representa el error relativo entre los dos valores de  $f_D$ , que es consecuencia del mecanismo que soporta el disco, y del sistema de medición de los ángulos (se utilizaron dos transportadores acoplados a los ejes del motor cuyo error se estimó en  $\pm 2^\circ$ ).

Dado que la estructura que sostiene al motor dista mucho de ser una pieza de precisión, los movimientos que le permite realizar al disco son limitados, y además se encuentra el inconveniente de que una vez que se mueve, es difícil hacer que coincida nuevamente en una misma posición.

En la tabla vemos que hay posiciones del disco en las que el error aparece pequeño, sin embargo, el mecanismo dificulta que estas puedan repetirse. Podrían superarse éstos inconvenientes si la estructura se construyera con aparatos y piezas de precisión, pero esto elevaría el costo del sistema y nos alejaría de uno de nuestros objetivos iniciales: el costo. Además, esto es irrelevante para nuestro caso, ya que recordemos que finalmente lo que nos interesa es que el disco genere la portadora que necesitamos, lo cual no representa ningún problema como puede verse de la tabla.

En conclusión, con éste método es factible obtener portadoras mayores que con el método del espejo viajero de una manera más sencilla. Además, el mecanismo es más compacto y requiere de menos ajustes. A pesar de esto, se orientó el disco para generar la portadora de 400 kHz, al igual que con el espejo viajero, como consecuencia de que fue el máximo valor que pudo obtenerse con éste último. Esto nos permite comparar ambos métodos, y derivar las ventajas y desventajas de cada uno. Los resultados de éstas comparaciones se presentan más adelante.

### V.3 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DEL SISTEMA. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN

En el capítulo II se mostraron los diagramas de bloques del medidor de vibraciones. En ésta sección, se revisan con detalle cada uno de los componentes del sistema y se da una breve explicación de los criterios que se siguieron para la selección de los distintos componentes utilizados.

#### V.3.1 Control del motor

Como se mencionó en la sección V.2.1, para controlar la velocidad del espejo viajero, se diseñó un circuito el cual permite asegurar que éste se desplaza con la misma velocidad en ambos sentidos. Para su construcción, se utilizó un PLL debido a que éste dispositivo, permite implementar controles de velocidad de motores de bajo costo y muy precisos. El diseño está basado en el siguiente diagrama de bloques:

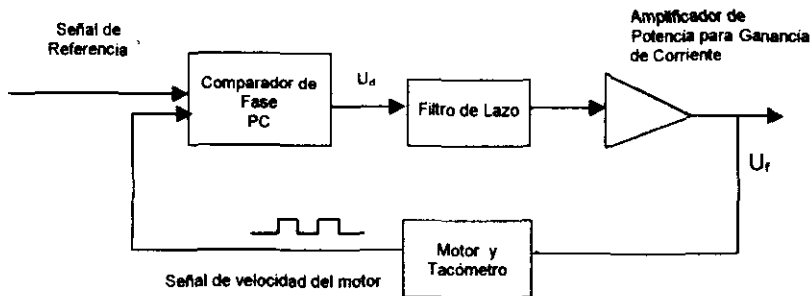


Figura V.4 Control del motor

Para implementar los distintos bloques del circuito, se utilizaron varios CI. Para el comparador de fase se utilizó el CD4046, que es un PLL digital con dos comparadores de fase. Para nuestro caso utilizamos el PC tipo III incluido en el integrado debido a ciertas características que permitían obtener un mejor desempeño como se verá más adelante. La señal de referencia es generada por uno de los dos temporizadores que vienen incluidos en el CI 556. En éste caso el temporizador es utilizado en configuración de multivibrador astable.

Aunque el CD4046 incluye un VCO, no se le utiliza debido a que para éste tipo de control de motor, dicho componente es sustituido por un tacómetro adaptado al motor, de tal forma que sence la velocidad de la flecha. La señal generada por el tacómetro hace las veces de la señal del VCO. Esta señal, es comparada con la señal de referencia en el comparador de fase, el cual genera una señal de salida,  $U_a$ , que es proporcional a la diferencia de fases de las dos señales. La salida del comparador de fase es alimentada a un filtro paso-bajas pasivo tipo II, donde se eliminan las componentes de AC no deseadas y se genera un voltaje promedio de DC. Ésta señal es alimentada a un amplificador operacional en configuración de Buffer seguidor, quien a su vez alimenta a un transistor de potencia. El transistor es el encargado de controlar la alimentación del motor. De ésta forma, cuando existe una diferencia de fase o frecuencia entre las dos señales de entrada del comparador de fase, se genera una señal de control que actúa sobre todo el sistema, provocando que el motor incremente su velocidad o la disminuya según sea el caso.

Para lograr las conmutaciones del espejo, se colocó un relevador entre el transistor de potencia y la alimentación del motor. Éste relevador, tiene la función de invertir la polaridad en la alimentación del motor, con ello se logra que el motor cambie su sentido de giro y, como ya se vió en las secciones anteriores, el espejo se desplace en sentido contrario gracias al mecanismo mecánico que lo soporta. Cuando se utiliza el disco giratorio, éste relevador es inhibido. Las señales de control para las conmutaciones del motor, son generadas con el otro temporizador incluido en el 556 en conjunción con unos interruptores electro-ópticos, montados en el sistema mecánico. En éste caso, el temporizador es utilizado en la configuración de multivibrador monoestable.

El tacómetro utilizado, consiste de una rejilla circular que gira junto con la flecha del motor. Ésta rejilla gira a través de un optoacoplador generando pulsos de frecuencia proporcional a la velocidad de la flecha del motor. Como estamos utilizando un PLL con PC digital, se requiere trabajar con señales digitales, es decir, ondas cuadradas. Los pulsos generados por el tacómetro, en la práctica distan de ser perfectamente cuadrados y con ciclo de trabajo del 50%, es por ello que se optó por utilizar el PC tipo III del PLL, debido a que éste funciona como una memoria digital controlada por flanco, por lo que el ciclo de trabajo de las señales no afecta.

Además de los componentes ya mencionados, se utilizaron dos diodos zener a la salida del relevador los cuales tienen la función de reducir los picos de voltaje que son generados durante las conmutaciones y que podían dañar al motor.

La selección de los valores de los componentes del circuito, se hizo de la siguiente forma: El circuito para el control de motor requiere de una señal de referencia. Ésta señal es la que controla la velocidad del espejo y el componente que produce ésta señal es un temporizador 555 en configuración de multivibrador astable, como ya se mencionó.

A partir de la ecuación para el desplazamiento Doppler producido por una superficie moviéndose con velocidad constante y conocida, se tiene que:

$$f_D = \frac{2v\eta}{\lambda} \quad (1)$$

Para nuestro caso  $\lambda = 670 \text{ nm}$ , sustituyendo en la ecuación anterior se tiene entonces:

$$f_D = 2.985 \times 10^6 v \text{ [Hz]} \quad (2)$$

Ahora sólo falta encontrar una expresión que nos relacione la velocidad del objeto  $v$ , con la frecuencia de la señal de salida del 555 (referencia).

Para el tacómetro se tiene que:

$$1 \text{ revolución del motor} = 128 \text{ pulsos}$$

Como la polea del motor tiene un diámetro ( $\phi$ ) = 0.6 cm, entonces por cada revolución del motor el espejo avanza:

$$\pi \cdot \phi \text{ [cm]} = 1.884954 \text{ [cm]}$$

Con éstos datos ya es posible obtener la relación requerida:

$$v = \left( \frac{\# \text{ pulsos}}{s} \right) \left( \frac{1 \text{ Rev}}{128 \text{ pulsos}} \right) \left( \frac{1.884 \text{ cm}}{1 \text{ Rev}} \right) \left( \frac{1 \text{ m}}{10 \text{ cm}} \right) \left[ \frac{\text{cm}}{\text{s}} \right] \quad (3)$$

Si consideramos que ( $\#$  de pulsos / s) =  $f_{osc}$ , donde  $f_{osc}$  es la frecuencia de salida del multivibrador astable se obtiene finalmente que:

$$v = 1.471 \times 10^{-3} f_{osc} \quad (4)$$

De las ecuaciones de diseño para el 555 en configuración de multivibrador astable se tiene:

$$f_{osc} = \frac{1.49}{(R_a + 2R_b)C} \quad (5)$$

Para derivar los valores de  $R_a$ ,  $R_b$  y  $C$  primero se establecieron los límites teóricos que se esperaban alcanzar con el mecanismo mecánico, es decir, los valores de portadora máximos y mínimos los cuales quedaban determinados a partir de la curva característica de voltaje contra velocidad del motor, que se presentó en la sección 5.1. Se recordará que los valores teóricos máximo y mínimo de portadoras posibles eran 3.07 MHz y 185.07 kHz, respectivamente.

Sustituyendo éstos valores en ( 2 ) y resolviendo para v se obtiene que:

$$v_{\min} = 0.062 \text{ [m/s]} @ f_D = 185.07 \text{ kHz}$$

$$v_{\max} = 1.028 \text{ [m/s]} @ f_D = 3.07 \text{ MHz}$$

Estos valores de U se sustituyen en (3) y resolviendo para  $f_{\text{osc}}$  :

$$f_{\text{oscmin}} = 42.148 \text{ [Hz]}$$

$$f_{\text{oscmax}} = 698.84 \text{ [Hz]}$$

Con éstos resultados, ya se está en posibilidad de determinar los valores de  $R_a$  ,  $R_b$  y C que permitan abarcar el intervalo de frecuencias desde  $f_{\text{oscmin}}$  hasta  $f_{\text{oscmax}}$ .

Para facilitar la selección de los valores, se proponen valores para  $R_a$  y C y de (4) se resuelve para  $R_b$ . Los valores finales seleccionados fueron aquellos que permitían tener valores comerciales de  $R_b$ . De ésta forma con  $R_a = 5.6 \text{ K}\Omega$  y  $C = 56 \text{ nF}$  se obtiene que:

$$R_{b1} = 312.84 \text{ K}\Omega @ f_{\text{oscmin}}$$

$$R_{b2} = 16.24 \text{ K}\Omega @ f_{\text{oscmax}}$$

De éstos resultados se desprende que con un potenciómetro de  $330 \text{ K}\Omega$  , se puede abarcar el intervalo de frecuencias requerido. Éste es un valor comercial, que se puede adquirir fácilmente en cualquier tienda de componentes electrónicos.

Sin embargo, debe recordarse que los valores de portadoras con los que se obtuvieron éstos resultados, eran bajo condiciones ideales, por ello , en la práctica el valor final de  $R_b$  se determinó en base al desempeño mostrado por el sistema. Las vibraciones mecánicas y la inercia que debía de vencer el motor para comenzar a moverse, fueron los factores que determinaron el valor final de  $R_b$  ( $10 \text{ K}\Omega$ ).

Para generar las señales de control de las conmutaciones del motor, se utilizó el otro temporizador incluido en el 556 pero en configuración monoestable. Junto con unos interruptores electro-ópticos colocados en el mecanismo mecánico, se generan las conmutaciones.

El filtro paso-bajas colocado a la salida del PC se diseñó en base a la siguiente ecuación :

$$f_{\text{osc}} = 1 / (2 \pi ( R_1 + R_2 ) C )$$

Ésta ecuación se obtiene de la tabla para filtros que se presentó en la sección IV.2.1 Se obtuvieron los siguientes valores para la red :

$$R1 = 2.9 \text{ K}\Omega$$

$$R2 = 18 \text{ K}\Omega @ f_c = 2 \text{ Hz aprox.}$$

$$C = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$$

Después del filtro viene una etapa de potencia la cual alimenta el relevador. Los valores para el amplificador de corriente se seleccionaron a prueba y error.

Para consultar los valores finales refiérase al diagrama eléctrico que se presenta en el apéndice A. Las hojas de especificaciones de los circuitos integrados utilizados aparecen en el apéndice F.

### V.3.2 Circuitos de acondicionamiento de la señal y fotodetector

Esta sección presenta los procedimientos de diseño para cada uno de los circuitos que conforman la etapa de acondicionamiento de la señal. Como el fotodetector está constituido por cuatro subsistemas: fotodiodo, preamplificador, amplificador y filtro, se revisarán por separado cada uno de ellos.

#### a) Fotodiodo

Ya se revisaron en el capítulo IV las características principales de éstos dispositivos, por lo que en esta sección solo nos limitaremos a revisar el fotodiodo utilizado.

Específicamente, el sistema utiliza un fotodiodo PIN modelo 1190 de Hamamatsu. Este tipo de fotodiodos, son una versión mejorada de los fotodiodos PN de difusión planar y baja capacitancia. Hacen uso de una capa intermedia de alta resistencia entre las capas P y N, la cual ayuda a mejorar su tiempo de respuesta. Si se le utiliza en polarización inversa, exhibe un mejor tiempo de respuesta, debido a ello, está diseñado para funcionar con grandes voltajes de inversa y bajas fugas. Estas características, y el hecho de que su respuesta espectral abarcara la longitud de onda del laser utilizado, fueron las que motivaron la selección de éste fotodiodo.

Para lograr sacarle el mayor provecho a este dispositivo, se le utilizó en la configuración de polarización inversa. Con ello se mejora el tiempo de respuesta del dispositivo. En el apéndice F pueden consultarse las hojas de especificaciones del fabricante.

Para polarizar el fotodiodo, es recomendable utilizar resistores del orden de los  $K\Omega$ . Estos valores permiten proteger el fotodiodo sin afectar su velocidad de respuesta. Se seleccionó un resistor de  $15 K\Omega$ . Este modo de operación conocido como modo fotoconductor, requiere de utilizar una resistencia de carga  $R_L$ , a través de la cual circula la corriente inducida en el fotodiodo para generar un voltaje externo. Este voltaje externo, proporcional a la luz incidente en la superficie del fotodetector, es el que se alimenta al preamplificador. Para calcular el valor adecuado de  $R_L$ , se utiliza la siguiente fórmula :

$$f_{cfd} \cong \frac{1}{2\pi C_j R_L}$$

En el capítulo IV, cuando se habló de los parámetros que afectan el funcionamiento de los fotodiodos, se presentó ésta ecuación. Se comentó, que la respuesta del fotodiodo estará limitada por la capacitancia de la unión  $C_j$ , y por la resistencia de carga que se utilice.  $C_j$ , es un parámetro que siempre debe proporcionar el fabricante, y que en nuestro caso es de  $8 pF$ . Como esperamos que nuestro fotodetector capte señales de hasta  $600 kHz$ , es factible obtener de la ecuación anterior el valor de  $R_L$  que nos permita tener esa respuesta.

Para garantizar que se tenga esa respuesta, se propone una  $f_c = 1.5 MHz$ . De esta forma se obtiene  $R_L = 13 K\Omega$ . En la práctica se utilizó una resistencia de  $22 K\Omega$ , la cual nos permitió tener una amplitud de la señal más grande, aunque la frecuencia corte se redujo a  $1 MHz$ , aprox.

#### b) Preamplificador del fotodiodo

La señal captada por el fotodiodo, es alimentada a una etapa de preamplificación donde se le da una pequeña ganancia. La etapa está constituida por el amplificador operacional (AMP-OP) LF 357. Su alta impedancia de entrada, bajos valores de offset de corriente y de voltaje, alto CMRR y rápido Slew Rate, le hacían el candidato ideal para implementar esta etapa, ya que se requería tener un circuito de bajo ruido que permitiera una velocidad de respuesta rápida y un acoplamiento efectivo. Se le utilizó en la configuración de amplificador no-inversor, por lo que la señal del fotodiodo se conecta a la entrada no-inversora.

Aún cuando el circuito tiene un producto ganancia-ancho de banda alto ( $20 MHz$ ), la ganancia de lazo cerrado tenía que permanecer pequeña, ya que de lo contrario el circuito comenzaba a oscilar -la ganancia de lazo cerrado determina la máxima ganancia que puede tener un amplificador-. Esta desventaja se superó con la utilización del LM 359, un AMP-OP programable que permite tener altas ganancias y anchos de banda grandes. En el apéndice F se muestran las hojas de especificaciones de ambos integrados.

Para el diseño y construcción del preamplificador, se procedió de la siguiente forma:

En el capítulo 2, se plantearon los requerimientos con que debía cumplir cada uno de los componentes del sistema. Se mencionó entonces, que el fotodetector debía ser capaz de responder a señales de hasta 600 kHz, aunque a su salida solo aparecieran señales entre los 200 kHz y los 600 kHz, debido al filtro paso-bandas incluido en el fotodetector.

Así, los circuitos de amplificación debían operar con un ancho de banda (BW) de hasta 600 kHz. Para garantizar que el fotodetector cumpliera con este requerimiento, se propuso una frecuencia de corte una octava arriba de su valor real (1.2 MHz). En la práctica, se seleccionó una frecuencia de corte de 1.5 MHz con lo que en teoría, el fotodetector operaría satisfactoriamente.

De las hojas de especificaciones del fabricante se tiene que para el LF 357:

GBW = 20 MHz ( Producto Ganancia-BW)

SR = 50 V /  $\mu$ s ( Slew Rate )

ts = 1.5  $\mu$ s ( Tiempo de Asentamiento )

Cin = 3 pF ( Capacitancia de Entrada )

A<sub>OL</sub> = 106 dB ( Ganacia de Lazo Abierto )

En el diseño de un amplificador con AMP-OP, existen tres parámetros claves que influyen en la respuesta en frecuencia del circuito: la ganancia, el GBW y el Slew Rate (SR).

El SR se define como la máxima excursión del voltaje de salida (V<sub>o</sub>), con respecto al tiempo. Como los corrimientos Doppler que se espera capte el fotodetector son ondas senoidales, se puede plantear la siguiente ecuación :

$$SR = \frac{d}{dt}(V_o)$$

Para que el circuito funcione adecuadamente, el SR debe ser mayor al máximo requerimiento de V<sub>o</sub> con el tiempo. Si V<sub>o</sub>=V<sub>po</sub>sen  $\omega t$ ; donde V<sub>po</sub> es el voltaje de salida desde cero a pico y  $\omega$  la máxima frecuencia de operación en rad/s :

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{d}{dt}(V_{po} \text{sen } \omega t) = V_{po} \omega \text{cos } \omega t$$

Sustituyendo  $\omega = 2\pi f$  y considerando que para la máxima excursión del voltaje de salida, (dV<sub>o</sub>/dt)<sub>máx</sub>, en la ecuación anterior cos $\omega t = 1$ , se tiene :

$$\frac{dV_o}{dt} = 2\pi f V_{po} = SR$$

A partir de ésta ecuación, podemos determinar la máxima frecuencia de operación a partir del SR del 357. Proponiendo V<sub>po</sub>=5 (valor muy por arriba de lo esperado), y despejando " f " de la ec. anterior :

$$f_{\text{máx}} = \frac{SR}{2\pi V_{po}}$$

De donde resulta que f<sub>máx</sub> = 1.59 MHz, valor que se encuentra arriba de la máxima frecuencia de operación "teórica". De ésta forma, queda establecido que el SR no afectará en la respuesta en frecuencia del fotodetector.

Los dos parámetros restantes, GBW y Ganancia, tienen que tratarse en conjunto ya que ambos se encuentran relacionados como se verá en las siguientes líneas.

El GBW se define como la frecuencia a la cual la ganancia de lazo abierto es unitaria. Por otro lado, cuando se habla de ganancia en un amplificador, ésta se referirá a la ganancia de lazo cerrado, A<sub>r</sub>. El máximo valor de A<sub>r</sub>, dependerá de otros dos factores: la ganancia de lazo abierto,



$A_{OL}$ , y la ganancia de lazo  $A_L$ . La ganancia de lazo abierto generalmente es proporcionada por el fabricante. El tener una ganancia de lazo abierto grande ayuda a estabilizar la ganancia de lazo cerrado. La ganancia de lazo, por su parte, además de que ayuda a estabilizar al amplificador contra cambios en  $A_{OL}$ , nos indica que tanto se ha desviado el desempeño de una AMP-OP de su estado ideal.

Estos tres términos se encuentran relacionados de la siguiente forma:

$$A_L = A_o - A_f \text{ (dB)}$$

Aquí,  $A_o$ , es la ganancia de lazo abierto a la frecuencia de interés.

Para el circuito propuesto, se calcula el valor de  $A_o$  en 1.5 MHz. Una forma rápida de obtener este valor es el siguiente:

$$A_o = \frac{GBW}{f_c}$$

Sustituyendo valores se obtiene que  $A_o = 13.3$  (V/V). A partir de este resultado, se puede obtener  $A_L$  para distintos valores de  $A_f$  que se propongan. Una vez obtenido  $A_L$ , se utiliza la ecuación de la ganancia de lazo,  $A_L$ , para un AMP-OP en configuración no-inversora:

$$A_L = A_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Donde  $R_1$  y  $R_2$  son los valores de las resistencias que determinan la ganancia de lazo cerrado del amplificador. En la práctica, los valores finales de  $R_1$  y  $R_2$  resultaron de un proceso iterativo de ensayo y error, hasta que se encontró el valor de  $A_f$  que permitió tener el ancho de banda deseado, con una banda de paso lo más plana posible.

Para filtrar el ruido proveniente de las fuentes se utilizan capacitores de Tantalio y cerámicos en paralelo. También se colocó un capacitor de 3 pF en paralelo con  $R_2$ , la resistencia en la ruta de realimentación, con la finalidad de estabilizar el circuito para altas frecuencias.

Como este operacional requiere de un potenciómetro de ajuste para offsets de voltaje y de corriente, se conectó uno de 25 K $\Omega$  entre los pines 1 y 5 del integrado, con el cursor conectado a +Vcc. Este ajuste de offset es el sugerido por el fabricante.

### c) Amplificador del fotodiodo

La salida del preamplificador se conecta a una etapa de amplificación. Esta etapa es la encargada de darle la mayor ganancia posible a la señal captada por el fotodetector, al tiempo que permite mantener el nivel de ruido bajo. Para tal fin, se utilizó el CI LM 359 el cual es un amplificador operacional tipo Norton. Sus características de diseño, permiten tener una mayor respuesta en frecuencia al tiempo que mantiene una ganancia alta. A diferencia de los otros amplificadores operacionales, la corriente de polarización de entrada, el Slew Rate, el producto Ganancia-Ancho de Banda, la corriente de salida y el consumo de energía del dispositivo pueden controlarse y optimizarse por medio de la corriente que se establece en dos pines programables que para tal efecto tiene éste circuito. Se utilizaron los dos amplificadores con que cuenta el CI, cada uno en configuración de amplificador inversor. Los valores de los componentes de la red, se determinaron siguiendo los procedimientos sugeridos por el fabricante, en la hoja de especificaciones del circuito que aparecen en el apéndice F.

En las hojas de diseño, se presentan distintas ecuaciones y procedimientos dependiendo del tipo de red que se vaya a implementar, para nuestro caso se utilizó la siguiente red:

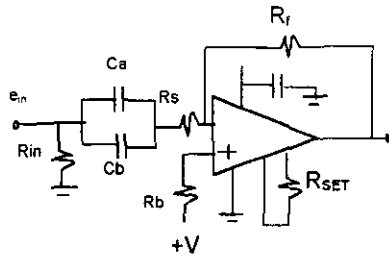


Figura V.5 Amplificador del Fotodiodo

El LM 359 tiene las siguientes características:

GBW = 400 MHz ( @ Ganancia 10 -100 )

SR = 30 V/  $\mu$ s ( @ Ganancia 10 - 100 )

Rin = 2.5 K $\Omega$  ( entrada inversora )

Rout = 3.5  $\Omega$

Cin = 6 - 10 pF

Para no afectar en nada el desempeño de todo el fotodetector, los requerimientos para esta etapa permanecerán iguales que para la etapa de preamplificación, con la diferencia de que aquí se tendrán valores de ganancia de lazo cerrado más grandes.

$f_c (BW) = 1.5 \times 10^6$  Hz

SR  $\geq 10$  ( V /  $\mu$ s )

Se considera que Rin = 56  $\Omega$  ( Impedancia de salida del LF 357 )

+VCC = 12 V

Ganancia (  $G_1$  ) = -25

El primer paso consiste en determinar  $I_{SET(in)}$  a partir de la curva de GBW que aparece en las hojas de especificaciones del circuito. Entonces :

$GBW_{min} = G_1 \times BW = (25)(1.5 \times 10^6) = 37.5$  MHz

Para tener una respuesta plana hasta los 1.5 MHz se considerará que una respuesta de lazo cerrado de 2 octavas arriba de esta frecuencia ( 6 MHz) será suficiente.

Por lo tanto:

$GBW_{REAL} = G_1 \times BW_{IDEAL} = (25)(6 \times 10^6) = 150$  MHz

Con este valor se entra a la curva de GBW vs  $I_{SET}$  de donde se obtiene que:

$I_{SET(in)} = 0.15$  mA

A partir de la siguiente ecuación, la cual aparece en las hojas de especificaciones :

$$I_{SET(in)} = \frac{V^- - V_{BE}}{V_{SET(in)} + 500\Omega}$$

Resolviendo para  $R_{SET(in)}$  se obtiene:

$$R_{SET(in)} = 75.5 \text{ K}\Omega \text{ ( Valor comercial 75 k}\Omega\text{)}$$

$I_{SET(in)}$  es la corriente que fluye hacia el pin 8. Su valor determina las características en AC de todo el circuito.

$R_{SET(in)}$  es la resistencia que va del pin 8 hacia +Vcc y es la que establece el valor de  $I_{SET(in)}$ . Ahora, se determina el máximo valor de  $R_f$  que permita una polarización de DC estable: Se tiene que:

$$I_{in(+)} = I_{f(min)} \geq 10 i_{b(-)} = (10 \times I_{SET(in)}) / 50$$

$$I_{in(+)} = I_{f(min)} \geq 30 \mu\text{A} \text{ Ésta debe ser la mínima corriente de DC de realimentación}$$

Aquí  $I_{in(+)}$  es la corriente de entrada en la entrada no-inversora. Generalmente, se utiliza +Vcc para establecer su nivel.

$i_{b(-)}$  es la corriente de polarización de la entrada inversora, y su valor es una función del valor de la corriente programable de la etapa de entrada. Para tener un nivel de DC predecible a la salida se debe cumplir que :

$$I_{in(+)} \geq 10 i_{b(-)}$$

Valor óptimo de DC a la salida para tener el máximo swing simétrico sin recortes:

$$V_{o(DC)opt} = \frac{V_{o(max)} - V_{o(min)}}{2} + V_{o(min)}$$

$$\approx \frac{V^+ - 3V_{BE} - 2\text{mV}}{2} = \frac{12 - 3(0.6) - 2 \times 10^{-3}}{2}$$

$$V_{o(DC)opt} \approx 5.1 \text{ VDC}$$

A partir de este valor se determina el valor de  $R_{fmax}$ :

$$R_{fmax} = \frac{V_{o(DC)opt} - V_{BE}(-)}{I_{f(min)}}$$

$V_{BE(-)} = 0.6 \text{ V}$  es el voltaje de DC en cada entrada, considerando que hay un transistor en cada una.

$V_{o(DC)opt} \approx 5.1 \text{ VDC}$  y se considera que:

$$I_{f(min)} = 30 \mu\text{A}$$

Sustituyendo estos valores se obtiene que:

$$R_f(\text{max}) = 150 \text{ K}\Omega$$

Para el cálculo de  $R_s$ , se aplica el siguiente criterio, que permite que  $R_s$  no "cargue" a la etapa anterior (etapa de preamplificación):

$$R_s \geq 10 R_{in} \geq 10 ( 56 ) = 560 \Omega$$

Se escoge  $R_s = 1 \text{ K}\Omega$

Ya se obtuvo el máximo valor que debe tener  $R_f$  para permitir  $I_{f(\min)}$ . Ahora se va a determinar el valor de  $R_f$  para tener la ganancia requerida ( $G_v$ ):

$$R_f = -G_v R_s = -(-25)(1\text{k}) = 25 \text{ K}\Omega$$

como  $R_f < 150 \text{ K}\Omega$  se podrá tener un nivel de DC predecible a la salida y por lo tanto el circuito se comportará de manera estable. Para el circuito se selecciona  $R_f = 27 \text{ K}\Omega$  ya que éste es un valor comercial.

Falta calcular ahora  $R_b$ :

como  $R_f = 27 \text{ K}\Omega$  y a partir de:

$$I_{in(-)} = \frac{5.1 - V_{BE(-)}}{R_f} = \frac{5.1 - 0.6}{27 \times 10^3}$$

$I_{in(+)} = 167 \mu\text{A}$  y así:

$$R_b = \frac{V^+ - V_{BE}}{I_{in(+)}} = \frac{12 - 0.6}{167 \times 10^{-6}}$$

$R_b = 68.4 \text{ K}\Omega$  (  $68 \text{ K}\Omega$  valor comercial )

Finalmente, se escogen  $C_a$  y  $C_b$  los cuales se encargan de acoplar el circuito con la etapa de salida del LF 357.  $C_a$  se selecciona de tal forma que permita una respuesta lo más plana posible a altas frecuencias. De acuerdo con el fabricante un capacitor cerámico de  $0.01 \mu\text{f}$  será adecuado para mantener una gran exactitud en la ganancia a altas frecuencias. Para obtener  $C_b$  se aplica la siguiente fórmula:

$$C_b = \frac{1}{2\pi R_s f_L}$$

donde  $f_L$  es la frecuencia más baja a la cual se tiene una respuesta plana.

Tomando  $f_L = 20 \text{ Hz}$  se tiene que:

$$C_b = 7.95 \mu\text{f} \text{ (} 10 \mu\text{F valor comercial )}$$

Resta ahora determinar el valor de  $R_{SET(out)}$ . A partir de:

$$I_{SET(out)} = \frac{V^- - V_{BE}}{R_{SET(out)} + 500}$$

Resolviendo para  $R_{SET(out)}$  y considerando que  $I_{SET(in)} = I_{SET(out)}$  se obtiene:

$$R_{SET(out)} = 75 \text{ K}\Omega$$

En la práctica, se utilizó un potenciómetro para ajustar su valor hasta que se obtuviera el mejor desempeño del circuito, con lo que su valor final resultó ser  $27 \text{ K}\Omega$ .

Como una recomendación adicional del fabricante se colocó un capacitor de 3 pF en paralelo con Rf, con el propósito de reducir el efecto de "Gain Peaking " para altas frecuencias. Este capacitor jugó un papel muy importante en el desempeño de todo el circuito, ya que permitía tener una respuesta plana hasta la frecuencia de interés.

La segunda etapa de amplificación, se limitó al cálculo de los valores de la red de amplificación dado que los cálculos para R<sub>SET(in)</sub> y R<sub>SET(out)</sub>, sólo se realizan una vez. Recuérdese que estas resistencias sirven para establecer las condiciones bajo las cuales operará todo el circuito.

Requerimientos:

$$f_c = 1.5 \text{ MHz ( BW )}$$

$$SR \geq 10 \text{ V / } \mu\text{s}$$

$$R_{in} = 22 \Omega \text{ (Es la impedancia de salida del circuito de acuerdo al fabricante)}$$

$$\text{Ganancia ( } G_2 \text{ )} = - 4.7 \text{ V / V}$$

Teniendo en cuenta que:

$$I_{SET(in)} = 0.15 \text{ mA}$$

$$I_{SET(out)} = 0.15 \text{ mA}$$

$$V_{(DC)Opt} = 5.1 \text{ V}$$

$$R_{lm\acute{a}x} = 150 \text{ K}\Omega$$

Cálculo de R<sub>s</sub>:

$$R_s \geq 10 R_{in} = 10(22) = 220 \Omega$$

$$R_s = 1 \text{ K}\Omega$$

Cálculo de R<sub>f</sub> :

$$R_f = - G_2 R_s = - (-4.7)(1k) = 2.209 \text{ K}\Omega$$

$$R_f = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Cálculo de R<sub>b</sub> :

$$I_{in(+)} = \frac{5.1 - 0.6}{R_f} = \frac{4.5}{2.2 \times 10^3} = 2.045 \text{ mA}$$

$$R_b = \frac{V^+ - V_{BE(+)}}{I_{in(+)}} = \frac{12 - 0.6}{2.045 \times 10^{-3}} = 5.57 \text{ K}\Omega$$

Ca y Cb son del mismo valor que para el primer amplificador, ya que éstos influyen en la respuesta en frecuencia del circuito:

$$C_a = 0.01 \mu\text{F}$$

$$C_b = 10 \mu\text{F}$$

También en esta etapa se utilizó un capacitor en paralelo con R<sub>f</sub> el cual se ajustó mediante prueba y error hasta que se obtuvo el mejor comportamiento. Su valor final fue de 2 pF.

Para estimar el comportamiento de los amplificadores en AC con los valores obtenidos para cada uno se utiliza la siguiente ecuación:

$$SR_{max} \approx \frac{3I_{SET}(in)10^6}{C_{comp}}$$

$C_{comp}$  es la capacitancia total del pin 3 o del pin 13 a tierra. Estos pines se utilizan para compensar el circuito para bajas ganancias. En nuestro caso no se utilizaron, así que considerando  $C_{comp} = 10 \text{ pF}$ , se tiene que para ambos amplificadores:

$$SR_{max} = 45 \text{ V} / \mu\text{s} \text{ el cual supera en mucho los } 10 \text{ V}/\mu\text{s} \text{ requeridos.}$$

Con ésto, se comprueba que para la etapa de amplificación el SR tampoco es un factor que afecte en el desempeño del todo el circuito .

De esta forma, quedan totalmente determinados los valores para las etapas de preamplificación y de amplificación del fotodetector. Los diagramas eléctricos completos se presentan en el apéndice A. Las hojas de especificaciones de los integrados pueden consultarse en el apéndice E.

#### d) Filtro paso bandas de cuarto orden

Para su diseño, se utilizaron amplificadores operacionales LF 357 con una red de filtrado de topología de realimentación positiva.

El diseño del filtro requiere analizar la red pasiva característica del filtro, obtener su función de transferencia, y a partir de ella obtener los valores de los componentes de la red, que nos permitirán implementar un filtro con un ancho de banda y una frecuencia de corte deseada. Para la red pasiva sólo se utilizaron resistores y capacitores, los cuales en conjunción con AMP-OP permiten implementar filtros activos muy eficientes y poco complicados.

La siguiente figura muestra la configuración seleccionada para implementar nuestro filtro:

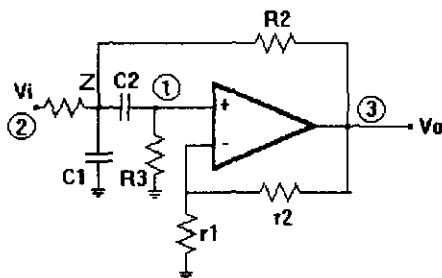


Figura V.6 Filtro Paso-Bandas

Se seleccionó una topología de realimentación positiva, lo cual significa que la señal entra por la terminal no inversora del AMP-OP. Haciendo uso del análisis de corrientes de Kirchoff, se deducen las siguientes ecuaciones para la red de filtrado :

$$V_2 \left( \left( \frac{1}{R_1} \right) + \left( \frac{1}{R_2} \right) + SC_1 + SC_2 \right) - V_1 SC_2 = V_2 \left( \frac{1}{R_1} \right) + V_3 \left( \frac{1}{R_2} \right)$$

$$V_2 \left( -SC_2 \right) + V_1 \left( SC_2 + \left( \frac{1}{R_3} \right) \right) = 0$$

Este sistema de ecuaciones puede resolverse utilizando el método de los determinantes. Después de reacomodar términos y simplificar factores, se obtiene la función de transferencia de la red [1]:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{S \left( \frac{K}{R_1 C_1} \right)}{S^2 + S \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_2 C_1} \right) + \frac{R_2 + R_1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

De donde se obtienen las ecuaciones de diseño del Ancho de banda "BW" y la frecuencia central de filtro paso bandas "W<sub>o</sub>"

$$BW = \frac{C_2 + C_1}{R_3 C_1 C_2} + \frac{R_2 + R_1 - K R_1}{R_1 R_2 C_1} \quad (1), \quad W_o = \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (2)$$

Debido a que el amplificador tiene retroalimentación positiva, debe considerarse un análisis de oscilación, con la finalidad de evitar que se presente éste fenómeno.

Recordemos que para que un circuito oscile deben cumplirse las siguientes características:

- 1.- Tener un elemento de alta ganancia (Amplificador operacional)
- 2.- Tener Retroalimentación positiva
- 3.- Utilizar una red dependiente de la frecuencia

El método de análisis, consiste en abrir la retroalimentación positiva y definir voltajes virtuales que nos permitan aplicar las leyes de Kirchoff. Posteriormente, aplicando el criterio de "Barkhausen" [2], puede obtenerse la frecuencia y la ganancia mínima necesaria para que el circuito oscile. (El criterio de Barkhausen establece que para que un circuito oscile, debe presentarse un defasamiento de 360° en la ruta de realimentación positiva y tener ganancia de lazo abierto unitaria)

Finalmente obtenemos:

$$\omega = \frac{1}{(R_3 R_2 C_2 C_1)^{1/2}} \quad \text{frecuencia de oscilación}$$

$$K = \frac{R_3 C_2 + C_1 R_2}{R_3 C_2} \quad \text{Valor mínimo de ganancia para que oscile, pero no se sabe si se mantendrá....(3)}$$

Para la implementación del filtro, comenzamos por establecer la ganancia mínima de oscilación, esto nos limitará la ganancia total del filtro. Con esto aseguramos que en el filtro no se presentaran oscilaciones. En este caso se propone una ganancia máxima de 10 para el filtro, que nos permite trabajar dentro del ancho de banda del LF 357.

Una vez planteada la máxima ganancia, se requiere encontrar relaciones entre las resistencias y los capacitores, que simplifiquen las ecuaciones generales (1), (2), y (3), y así obtener una ganancia mínima de oscilación.

Así :

$$\text{De (3)} \quad K = \frac{R_3 C_2 + C_1 R_2}{R_2 C_2}$$

Si  $C_1 = C_2$  y  $R_3 = R_2$  entonces,  $K = 2$ ; Si  $C_1 = 2 C_2$  y  $R_2 = 3 R_3$  por lo tanto  $K = 3$ . Este proceso es de prueba y error hasta encontrar una relación óptima que cumpla con nuestros requerimientos.

Para nuestro diseño:

$$R_2 = 3 R_3 \text{ y } C_1 = 3 C_2 \text{ y } K = 10$$

(10 es la ganancia mínima para que oscile, una ganancia menor no hará que oscile)  
Con esta restricción se tendrá que rediseñar el filtro paso bandas:

$$R_2 = 3 R_3, R_1 = R_3 \text{ y } C_1 = 3 C_2$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones generales del BW (1) y Wo (2) del filtro paso bandas obtenemos las ecuaciones particulares de diseño del filtro paso bandas:

$$\text{De (1)} \quad \omega_0 = 0.66 \frac{1}{R_3 C_2}$$

$$\text{De (2)} \quad BW = \frac{1.333}{R_3 C_2} + 0.44 \frac{(1 - K)}{C_2 R_3}$$

Lo más complicado del diseño, es aproximar los valores de las capacitancias. Hay que tomar en cuenta que las tolerancias son importantes más en los capacitores que en las resistencias. Para los capacitores, se recomienda obtener el valor real con un puente universal, y a partir de este valor, calcular el valor teórico de  $R_3$ .

Otra sugerencia importante es elegir adecuadamente el amplificador operacional. Las características de éste dependerán de los requerimientos de diseño, es decir, si necesitamos un filtro activo que amplifique con una ganancia "X" una señal de 400kHz, debemos asegurarnos que el amplificador sea de bajo ruido, que el "Slew Rate" sea adecuado para esta señal, además de que la "Respuesta en frecuencia" esté dentro de su intervalo sin afectar su ganancia, la polarización, etc. Hay que mencionar, que cuando se tienen amplificadores operacionales de bajo ruido y alta ganancia debe existir un blindaje adecuado debido a que la interferencia de radiofrecuencia afecta significativamente. Si cuidamos estos detalles obtendremos muy buenos resultados y es casi un hecho que el diseño planteado se obtenga como lo pensamos.

El diagrama eléctrico para el filtro puede consultarse en el apéndice A.

### V.3.3 Circuitos de demodulación de la señal

#### a) Diseño del Tracking Filter

Una vez filtrada y pre-amplificada la señal proporcionada por el fotodetector, esta es nuevamente escalada en un factor  $K_{in-dem}$  con ayuda de un amplificador operacional. El amplificador seleccionado para tal función fue nuevamente un LF 357, en configuración de amplificador inversor;  $K_{in-dem}$  está dado por el valor de la relación entre la resistencia de retroalimentación y la de la entrada inversora. En el circuito final, ajustado para la intensidad de luz dispersada por el disco giratorio, el valor de la ganancia  $K_{in-dem}$  es:

$$K_{in-dem} = 10k\Omega / 1k\Omega = 10$$

Valor que asegura un nivel mínimo de amplitud de señal Doppler de 300mV<sub>pp</sub>. Aquí cabe señalar que cuando se emplea el espejo viajero, la señal eléctrica entregada por el detector es diferente, y en ciertos aspectos mejor: aunque adolece de perderse al final de la trayectoria y presentar vibración en las conmutaciones de dirección del espejo, la señal en los periodos de



trayectoria media es mucho más definida espectralmente (el ensanchamiento Doppler es mucho menor), la intensidad de luz recolectada es mayor y presenta una relación señal a ruido más alta. Las gráficas para estos dos mecanismos se presentan en el apéndice B.

Como consecuencia de lo anterior es necesario tener una ganancia,  $k_{m-dem}$ , menor, cuando se trabaja con el espejo viajero. Esto se entiende mejor al considerar que ante una señal de entrada nula, el filtro paso-banda del fotodetector selecciona aquellas componentes espectrales de ruido dentro del intervalo de amarre del filtro, y si la amplitud de éste es lo suficientemente grande, la gran sensibilidad del XR 215 le obligará a amarrar esta señal, introduciendo ruido excesivo en la señal demodulada. Para el caso del espejo, el valor de  $k_{m-dem}$  fue de 0.33.

Capacitores de 820 pF y 10 pF en la entrada y en el lazo de retroalimentación respectivamente, tienen por objeto el crear polos de estabilidad para evitar las oscilaciones a las que estos circuitos están predispuestos [3].

Hemos de notar ahora, que en la alimentación de todos los circuitos se utilizan filtros paso-bajos en ambas polaridades de la fuente, con objeto de evitar la contaminación mutua vía fuente de voltaje; en particular la del oscilador del XR 215, la cual es tan intensa que, aunque enormemente atenuada, fue imposible eliminarla del todo.

Pasemos al diseño del XR 215 como Tracking Filter. Para ello refirámonos al diagrama a bloques previamente visto del circuito:

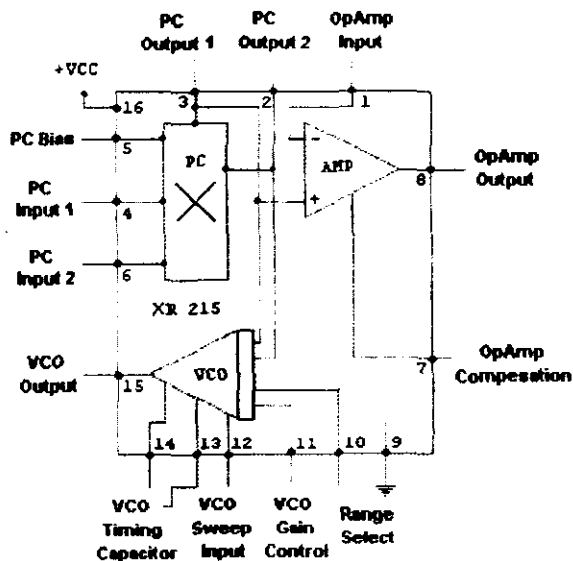
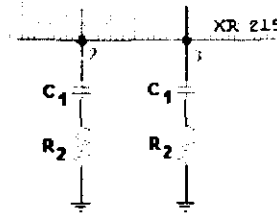


Figura V.7 Distribución de Pines del XR-215

En primer lugar, debido a los requerimientos propios de su operación, es necesario que sus entradas se encuentren polarizadas a un nivel de aproximadamente  $V_{cc}/2$ , con una corriente nominal de polarización de 8  $\mu A$ , y acopladas a tierra en AC con un capacitor de paso (bypass). Esta función la realizan los resistores de 5 k $\Omega$  conectados a la alimentación, resistores de 2 k $\Omega$  conectados a los pines 4 y 6, así como el capacitor de 0.1  $\mu F$  entre tierra y el pin 5, que hace la función de nodo común. La diferencia de fase entre las señales aplicadas a las entradas del PC será reflejada como un voltaje de salida de DC medido entre los pines de salida 2 y 3, estando éste

último en común con la entrada no inversora del OpAmp. Este voltaje de diferencia de fase es alimentado internamente a las terminales de control del VCO. Dado que la salida del comparador de fase está disponible al diseñador, es precisamente en estos pines donde se coloca el filtro pasabajos requerido por el circuito PLL.

A diferencia de lo expuesto en teoría para el filtro de lazo, la disposición de los pines de salida impide colocar el filtro RC en serie entre el PC y el VCO. En este caso se debe recurrir a un filtro cuya estructura permita acoplarlo en paralelo. La disposición correspondiente es, obviamente, una configuración del filtro en serie. El fabricante recomienda, entre otras, la siguiente:



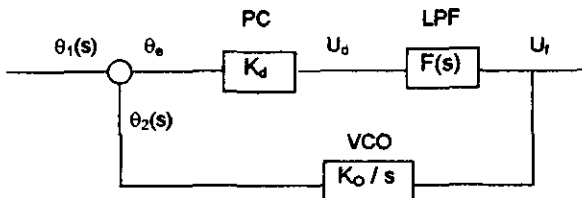
**Figura V.8 Filtro de lazo del XR-215**

Este circuito tiene una función de transferencia dada por:

$$F(j\omega) = \frac{1 + j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega C_1 (R_1 + R_2)}$$

donde  $R_1$  es la impedancia interna entre los pines 2 y 3 ( $6\text{ K}\Omega$ ). Esta función es idéntica a la del filtro pasivo 2 expuesto en la sección IV.2.2. Este tipo de filtro garantiza que el circuito entero siempre permanecerá estable, lo que nos ahorra el análisis de estabilidad. Sin embargo, los valores del filtro influyen directamente en la respuesta dinámica del sistema. En este caso, debemos analizar el comportamiento total del PLL.

Refrámonos al diagrama a bloques del circuito PLL siguiente:



**Figura V.9 Función de transferencia del circuito PLL**

En el diagrama, se ha sustituido cada bloque del PLL por su función de transferencia equivalente. Estas funciones de transferencia son, respectivamente:

Comparador de fase:

$$U_d(s) / \theta_e(s) = K_d$$

Filtro de lazo paso-bajos:

$$U_R(s) / U_d(s) = F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}$$

Donde:

$$\tau_1 = R_1 C_1 \quad \text{y} \quad \tau_2 = R_2 C_1$$

Circuito VCO:

$$\theta_2(s) / U_R(s) = K_e / s$$

De esta manera, es posible encontrar la función de transferencia total del circuito dada por la relación de  $U_R(s)$  entre  $\theta_1(s)$ . Sin embargo, para fines de análisis dinámico, es más recomendable obtener la función de transferencia de fase y la función de transferencia de error.

Función de transferencia de fase:

$$H(s) = \theta_2(s) / \theta_1(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)}$$

Función de transferencia de error:

$$H_e(s) = \theta_e(s) / \theta_1(s) = \frac{s}{s + K_o K_d F(s)}$$

El orden de un sistema dado está definido por el grado del denominador de la función de transferencia más 1, que en nuestro caso es de segundo orden.

Nuestro PLL completo es, por tanto, un sistema de segundo grado, cuyo análisis matemático está ampliamente documentado. Empecemos analizando la función de transferencia de fase.

Sustituyendo la función de transferencia del filtro de lazo en  $H(s)$  obtenemos:

$$H(s) = \frac{K_o K_d (s\tau_2 + 1) / (\tau_1 + \tau_2)}{s^2 + s \left( \frac{1 + K_o K_d \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \right) + \frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}}$$

Para el análisis es común escribir el denominador en forma normalizada:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$$

donde :

$\xi$  es el factor de amortiguamiento  
 $\omega_n$  es la frecuencia natural del sistema

de donde se obtiene:

$$\omega_n = \left( \frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2} \right)^{1/2}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left( \frac{K_O K_d}{\tau_1 + \tau_2} \right)^{1/2} \left( \tau_2 + \frac{1}{K_O K_d} \right)$$

$$H(s) = \frac{s\omega_n \left( 2\zeta - \frac{\omega_n}{K_O K_d} \right) + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

El término  $K_O K_d$  es llamado la ganancia de lazo y tiene dimensión de frecuencia angular ( $s^{-1}$ ). Si la condición  $K_O K_d \gg \omega_n$  se cumple se dice que el PLL tiene un lazo de alta ganancia. Si este es el caso, la función de transferencia de fase puede ser aproximada como:

$$H(s) \approx \frac{2s\zeta\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Que es exactamente la misma expresión que obtendríamos al emplear un filtro de lazo activo.

Para el análisis de la respuesta transitoria de un sistema de control, es costumbre hacerlo a través de la gráfica de un diagrama de Bode [4]. El diagrama de Bode de la función de transferencia es obtenido al hacer  $s = j\omega$  en la ecuación correspondiente y graficar el valor absoluto (magnitud) de ésta en función de la frecuencia angular  $\omega$ .

Ambas escalas se manejan en forma logarítmica. La curva resultante mostrará una respuesta constante mientras que incrementamos la frecuencia, hasta aproximarse al valor de  $\omega_n$ . A partir de este valor, la curva de magnitud presentará una caída más o menos pronunciada, dependiendo del valor de  $\xi$  (mientras menor sea el valor de  $\xi$ , la caída será más pronunciada y viceversa). También  $\xi$  determina el "sobrepaso" o incremento de magnitud que la curva presenta en la vecindad de  $\omega_n$  antes de empezar a caer. Este sobrepaso será mayor mientras  $\xi$  disminuya. Podemos ver entonces que el sistema completo actúa como filtro paso-bajas para señales de fase de entrada  $\theta_1(t)$  cuyo espectro de frecuencia se encuentre entre cero y aproximadamente la frecuencia natural  $\omega_n$ . Esto significa que nuestro PLL será capaz de amarrar con modulación en frecuencia o fase de la señal de entrada dentro de un intervalo de frecuencias comprendido entre cero y  $\omega_n$ .

El factor de amortiguamiento  $\xi$ , tiene una importante influencia en el desempeño dinámico del PLL. Para  $\xi = 1$  el sistema está críticamente amortiguado. Si  $\xi$  se hace menor que la unidad, la respuesta transitoria tiende a ser oscilatoria y será mayor el sobrepaso. En la mayoría de los sistemas prácticos, la meta es obtener una respuesta más o menos plana, por lo que se evitan sobrepasos elevados. La función de transferencia es óptimamente plana para cuando  $\xi = 1/\sqrt{2} \approx 0.7$ , lo cual corresponde a un filtro paso-bajas Butterworth de segundo orden. Si  $\xi$  es hecho mayor que la unidad, la gráfica de la función de transferencia se aplana mucho, pero el sistema entero se vuelve lento e incapaz de reaccionar ante cambios rápidos de la señal de entrada.

El desempeño dinámico del PLL puede también ser considerado a través de la función de transferencia de error. Sustituyendo la expresión del filtro pasivo y asumiendo nuevamente una ganancia de lazo alta, tendremos:

$$H_e(s) \approx \frac{s^2}{s^2 + 2s\zeta\omega_n + \omega_n^2}$$

Esta expresión es, otra vez idéntica a la que obtendríamos al emplear un filtro de lazo activo en lugar de pasivo. Al dibujar nuevamente la magnitud de esta función en un diagrama de Bode, observaríamos que el error de fase presenta valores pequeños para frecuencias de entrada comprendidas entre cero y  $\omega_n$ , permitiendo al comparador de fase operar en su región lineal. Sin embargo, si la frecuencia de entrada aumenta, la magnitud de la señal de error se incrementará a su vez, tendiendo a tener la misma magnitud de la fase de entrada  $\theta_1(t)$ , lo que impedirá que el

tracking permanezca amarrado.

En resumen,  $\omega_n$  nos determina el intervalo de frecuencias de modulación de la señal de entrada que nuestro PLL será capaz de demodular. El factor de amortiguamiento, por su parte, nos determina la velocidad de respuesta del sistema.

Señalado lo anterior, pasemos al diseño del XR-215.

La sensibilidad, respuesta dinámica y ganancia del lazo estarán determinados por el valor del resistor  $R_0$  de control de ganancia de conversión del VCO (pines 11 y 12). Dicha ganancia puede ser expresada como:

$$K_0 = 700 / (C_0 R_0) \text{ [rad/segVolt]}$$

Donde  $R_0$  es expresada en  $k\Omega$ , y  $C_0$  es el valor en microfaradios del capacitor que controla la frecuencia de oscilación libre del VCO, dada por:

$$f_0 = 200 / C_0 \text{ [Hz]} \quad \text{válido para cuando el pin 10 del circuito es dejado sin conexión alguna para maximizar el intervalo de frecuencias de operación.}$$

Para una frecuencia de 400 kHz, el valor correspondiente de  $C_0$  será de 500 pF, y dado que el fabricante recomienda un valor de  $R_0$  entre 1 y 4  $k\Omega$ , tendremos:

$$437\,500 < K_0 < 1\,170\,000 \text{ [rad/segVolt]} \quad \text{para un resistor variable de 1.2 a 3.2 kilohms.}$$

El intervalo de amarre estará determinado por el producto de la ganancia de lazo:

$$\Delta\omega_L = K_d K_0 = \begin{matrix} 875\,000 \text{ [s}^{-1}\text{]} & \text{mínima} \\ 2\,340\,000 \text{ [s}^{-1}\text{]} & \text{máxima} \end{matrix}$$

$$139\,260 < \Delta f_L < 372\,420 \text{ [Hz]}$$

donde se considera que  $K_d = 2 \text{ [Volt/rad]}$ , que se satisface si garantizamos que la señal de entrada tenga una amplitud pico mayor a los 300mV (Ver apéndice F para la hoja de especificaciones).

Hemos de notar que el intervalo de amarre máximo se da para cuando  $R_0$  tiene el valor mayor.

A su vez, el intervalo de captura está dado aproximadamente por:

$$\Delta\omega_c \approx (\Delta\omega_L / \tau)^{1/2} = \omega_n \quad \text{donde } \tau = C_1(R_1+R_2)$$

Escogiendo un valor de  $C_1 = 33\text{nF}$  (el fabricante especifica que  $30 C_0 < C_1 < 300 C_0$ ) y  $R_2 = 50 \Omega$  (justificación más adelante):

$$\tau \approx 200 \mu\text{s} \quad \tau_1 = 198 \mu\text{s} \quad \tau_2 = 1.65 \mu\text{s}$$

$$66\,140 < \omega_n < 108\,000 \text{ [s}^{-1}\text{]}$$

o bien:

$$10\,500 < \Delta f_c < 17\,200 \text{ [Hz]}$$

$$0.092 < \xi < 0.112$$

Estos valores indican que podremos demodular valores de frecuencia de la señal moduladora entre los cero y 17200 Hz. El hecho de que el coeficiente de amortiguamiento resultara tan bajo nace del compromiso existente entre el valor de éste y el de la frecuencia natural del sistema originado por su relación en la función de transferencia del filtro de lazo. En efecto, para obtener un valor de  $\omega_n$  alto, era necesario elegir un valor de  $\tau_2$  bajo; dado que una vez fijado  $C_1$ ,  $\tau_1$  también estaría dada y sería relativamente alta. Si bien esto provocará un poco de oscilación ante entradas

impulsivas, le proporcionará al sistema la velocidad necesaria para amarrarse con ellas.

Finalmente, la salida demodulada puede ser amplificada en función de los valores de la red de amplificación del OpAmp (pines 1, 2 y 8). Aunque estos valores no afectan al comportamiento del PLL, si determinan la amplitud de la señal de salida, que debe cuidarse de estar saturada. En nuestro circuito el factor de amplificación es de  $10 / 22 = 0.454$

#### **b) Diseño del filtro paso-banda de la señal demodulada**

Dado que la señal Doppler en el fotodetector presenta efectos de ensanchamiento, la señal demodulada del tracking, conteniendo la información de velocidad del cuerpo en estudio, contendrá en mayor o menor grado ruido que debemos minimizar. Por ello se recurrió al empleo de un filtro paso banda de amplio intervalo constituido por un paso-altas y un paso-bajas en cascada. Ambos filtros son Butterworth, de segundo orden para garantizar la planicidad en la banda de paso y mejorar el atenuamiento de ruido que caiga fuera de ella. La teoría de diseño se ha previamente estudiado.

El filtro paso altas se diseño de tal forma que su frecuencia de corte fuera ajustable, dado que los dos sistemas mecánicos de generación de portadora provocaban ruido en diferentes intervalos de baja frecuencia. Para el caso del espejo viajero, se encontraba un contenido de ruido predominante en la región comprendida de los cero a los 200 Hz, mientras que para el caso del disco dispersor, el ruido de baja frecuencia es muy pequeño, presentando en cambio un alto contenido de ruido de alta frecuencia. Por ello se eligió que la frecuencia de corte del filtro se pudiera modificar desde los 5 Hz a los 75 Hz aproximadamente, con ayuda de un potenciómetro dual. De esta manera, podíamos filtrar la señal recuperada según la cantidad de ruido presente.

Para la segunda etapa, el filtro paso-bajas, la frecuencia de corte se eligió de 20 kHz y es fija. Así, el intervalo de frecuencias de la señal demodulada podrá estar contenida entre los 10 Hz y 20 kHz, que representa más de la totalidad de la región audible de frecuencias. Para la implementación de ambos filtros se empleó el LF 347, que contiene 4 operacionales con muy buenas características en la región de trabajo elegida.

#### **c) Diseño del rectificador de precisión**

Una vez filtrada la señal demodulada, ésta puede ser alimentada a un osciloscopio o analizador de Fourier con objeto de estudiarla, procesarla o almacenarla. Sin embargo, fue deseable contar con un medio propio del sistema para visualizar de una forma simple un valor aproximado de la velocidad del cuerpo sensado. Para ello, y debido a que la información de velocidad está contenida en la amplitud de la señal demodulada (por ello era necesario la planicidad en la respuesta del filtro anterior), recurrimos a un sistema que nos proporcione tal amplitud. Este sistema es básicamente un voltímetro digital, cuyo primer bloque está constituido por un rectificador de precisión. La configuración de este sistema es típica y ampliamente documentada en manuales de aplicación de Amplificadores operacionales, por lo que no se considera necesario un análisis a detalle. En cuanto a los valores de sus componentes, sólo hay que determinar la ganancia que presentará el circuito rectificador formado por dos operacionales, que en nuestro caso es unitaria. Dado que los requerimientos de frecuencia para esta aplicación no son tan altos como para la señal modulada, se eligió el LF 353 en lugar del LF 357 que es más delicado de manejar.

#### **d) Diseño del promediador**

Después de rectificada, la señal demodulada de velocidad es alimentada a un circuito promediador, con objeto de recuperar la componente de DC contenida en ella. Este promediador es básicamente un filtro paso-altas de segundo orden, de configuración idéntica a los anteriores, con frecuencia de corte de 1 Hz. Cabe señalar que este tipo de promediador no obtiene más que un valor aproximado de la amplitud de la señal de velocidad, y varía dependiendo de la forma de onda recuperada. Para la obtención del verdadero nivel de DC contenido en la señal, es necesario emplear un circuito de "true RMS", pero no lo teníamos disponible y es de precio un poco elevado. Por ello, y dado que solo se requiere una lectura aproximada en el visualizador, se empleó este tipo de filtro, que para fines prácticos da un valor muy aceptable.

### e) Diseño del visualizador

La señal del promediador es finalmente empleada para obtener un valor en código BCD, proporcional al voltaje, con ayuda de un circuito de conversión A/D. El circuito seleccionado es el ICL 7117: un voltímetro digital con manejo directo de display de leds y función de retención de lectura (hold), de amplio uso en multímetros digitales.

Los valores de los componentes son establecidos por el fabricante, restando únicamente seleccionar el valor del voltaje de referencia para la conversión (pin 36), así como el preescalamiento del voltaje de entrada (pin 31) para ajustar la lectura en display con la velocidad real del cuerpo analizado. En nuestro circuito, el preescalamiento es realizado desde el circuito buffer de acoplamiento entre el tracking filter y el filtro paso banda; por lo que ahora solo manejamos la entrada directa al ICL 7117. El voltaje de referencia es ajustado, por su parte, con un potenciómetro de precisión multivoltajes de  $1K\Omega$ .

Para la operación del circuito de conversión, es necesario disponer de una alimentación bipolar de 5 Volts. Dado que el diseño de la fuente no contemplaba una alimentación negativa de este voltaje, y al no querer complicar su diseño, se recurrió a emplear a un timer NE 555 como oscilador estable, y con una red diodo-capacitor apropiada, para generar una referencia negativa de voltaje. Este tipo de arreglo es de uso frecuente en circuitos donde se requieren alimentaciones de voltaje bipolares, y dado que los valores empleados son típicos no se detallará su diseño.

La función de retención de lectura está controlada por el nivel lógico de voltaje presente en el pin 1 del ICL 7117. Para controlar este nivel se utilizó un flip-flop biestable controlado por un interruptor de contacto. Cada vez que el interruptor sea presionado, el nivel lógico proporcionado por el flip-flop conmutará de alto a bajo o viceversa, permitiendo habilitar o deshabilitar dicha función de retención. Los diagramas eléctricos resultantes se muestran en el apéndice A.

Es importante señalar que la función del visualizador es solo cualitativa, ya que dado los bajos niveles de la señal recuperada con respecto al ruido, la lectura está continuamente mezclada con ruido, y es difícil determinar la amplitud neta de la señal. Aun cuando la amplitud de la señal fuese grande, situación que se presenta en bajas frecuencias, el promediador no es capaz de proporcionar un valor pico exacto y solo da un valor aproximado.

### f) Fuente de alimentación

Finalmente, ya estando concluidos la totalidad de los circuitos, se procedió a construir la fuente de alimentación para todos ellos. Hasta este momento, tanto los prototipos como los circuitos finales, habían sido alimentados con dos o más fuentes independientes. Esto hacía que el conjunto fuese voluminoso y tendiente a un mayor grado de fallas y ruido por el excesivo cruce de cables de interconexión.

Dado que se emplean diferentes tecnologías de circuitos integrados, y que la función de cada uno de ellos se procuró fuese la óptima, se necesitó de varios voltajes de alimentación. Pudimos estandarizar casi la totalidad de ellos a básicamente dos alimentaciones: Una bipolar de 12 Volts y una de 5 Volts.

El diseño de la fuente es bastante convencional y no requiere mucha explicación. A partir de la línea de 120 V de AC, se reduce el voltaje, con un transformador de 2 Amperes, a dos salidas de 15 VAC con una terminal común que funcionará como tierra. Previamente se ha filtrado la entrada de voltaje con un filtro LC para evitar contaminación de ruido de alta frecuencia vía la red eléctrica. Los dos extremos libres de los bobinados secundarios se conectan a un rectificador semiconductor de onda completa, que nos proporcionará 15 Volts bipolares rectificadas. Este punto del circuito sirve entonces como nodo común a cada una de las salidas requeridas. Los circuitos de regulación de voltaje finales involucran cada uno de ellos un arreglo de transistores para protección contra cortos circuitos; con excepción del circuito regulador para el voltaje de 8 volts, utilizado únicamente como referencia del LM 358 para compensar la caída de voltaje en el transistor de potencia que maneja al motor. Los diagramas eléctricos de todos los circuitos pueden consultarse en el apéndice A.

## V.4 CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA

Esta sección tiene por objetivo, presentar el desarrollo seguido durante la caracterización del sistema. Con ello, se busca comprobar que el sistema se encuentre dentro de los límites establecidos y, en caso de no ser así, determinar el intervalo dinámico "real" de nuestro medidor de vibraciones .

### V.4.1 Respuestas electrónicas

#### a) Fotodetector

La caracterización del fotodetector consistió en determinar su respuesta en frecuencia, el ruido de fondo generado por toda la circuitería electrónica, y verificar si se presentaban efectos indeseados como el "gain peaking" , etc.

Para ello, se utilizó un generador de señales digital marca "Stanford Research Systems" modelo DS345, un analizador de espectros digital Tektronix TDS 2712 y un osciloscopio digital de doble trazo Tektronix TDS 220 .

La respuesta en frecuencia del fotodetector se obtuvo de la siguiente forma :

En el generador de señales se seleccionó una señal de ruido, la cual se conectó a la entrada del fotodetector. Para ello se desconectó el fotodiodo y en su lugar se introdujo la señal de ruido proveniente del generador de señales. Dado que el desempeño del fotodetector está limitado más por las respuestas electrónicas de los circuitos utilizados, que por el fotodiodo (ver hojas de especificaciones en el apéndice F), el hacer ésto no modifica en nada los resultados finales y permite estimar con bastante exactitud el intervalo de frecuencias dentro del cual puede operar el fotodetector .

El apéndice B, contiene todas las gráficas de las respuestas de los circuitos, y de la comparación del sistema. De la gráfica B1 superior, se observa la salida del fotodetector contra la señal de ruido de entrada. Como se puede ver, la respuesta del fotodetector se encuentra dentro de los límites esperados, aunque no está centrada en los 400 kHz. Se observa además, una mayor atenuación a bajas frecuencias que para altas frecuencias. Este comportamiento puede atribuirse a que la etapa de filtrado no es tan selectiva, lo que podría solucionarse utilizando una red de mayor orden, sin embargo, ésto implica utilizar más componentes y hacer más compleja la circuitería electrónica. Al margen de ésto, debe mencionarse que en la práctica el filtrado fue lo suficientemente bueno como para permitir demodular señales dentro de un intervalo bastante amplio, con lo que se justifica su utilización.

Para obtener el ruido de fondo generado por los componentes electrónicos del fotodetector, solo fue necesario utilizar un analizador de espectros Tektronix 2712. Dado que la corriente negra es generada por la polarización del fotodiodo, y ésta es una forma de ruido, es evidente que en éste caso las mediciones se realizaron con el fotodiodo conectado. El procedimiento es sencillo: como se pretende obtener el ruido de fondo, entonces no debe de presentarse ninguna señal de entrada. En el laboratorio, se eliminaron todas las posibles fuentes de ruido que pudieran afectar las mediciones, tales como focos incandescentes, vibraciones mecánicas y ruido de radiofrecuencia .

Así, se apagó la luz del laboratorio, se aisló lo más que se pudo el fotodetector de vibraciones mecánicas evitando que el fotodiodo captara luz, y se cerró la puerta del laboratorio. De esta forma sólo quedaron conectados el fotodetector y el analizador de espectros. La gráfica B2 nos muestra la señal de ruido obtenida. En principio se puede ver que su nivel es muy bajo aunque no es constante, y que el nivel pico de ruido se encuentra en los alrededores de la banda de paso del filtro. Ésto se explica debido a que parte del ruido es realimentado hacia las etapas de amplificación, y que el ruido térmico generado por los mismos componentes de la red también es amplificado .

Finalmente, para verificar que no se presentara el indeseable efecto de "Gain Peaking", - el cual consiste en que los amplificadores no presenten una respuesta plana en su banda de paso-, se utilizó el generador de señales y el osciloscopio digital. Nuevamente se desconectó el fotodiodo ya que este efecto depende más de los componentes de la red de amplificación. Con el generador de señales se seleccionó una señal senoidal de amplitud constante y con el osciloscopio se fue observando el comportamiento de la señal a la salida de cada etapa de amplificación. Se utilizaron



los dos canales del osciloscopio para mayor rapidez. De esta forma, se hizo un barrido de frecuencia con el generador de señales y en el osciloscopio se observó que no se incrementara repentinamente la amplitud de la señal de salida.

Se presentaron pequeños picos para frecuencias de entrada entre los 500 kHz y los 600 kHz, aproximadamente. En la gráfica B2 puede verse que aproximadamente dentro de ese intervalo de frecuencias hay una pequeña cresta, la cual es debida a el ya citado fenómeno del "Gain Peaking".

Como resultado de éstas mediciones, puede observarse que el fotodetector responderá efectivamente dentro del intervalo dinámico esperado: 200 a 600 kHz, pero que, sin embargo, su respuesta pico no se encuentra en los 400 kHz, sino en los 380 kHz aproximadamente, aunque ésto afecta mínimamente a todo el sistema. En cuanto al ruido de fondo, éste es lo suficientemente bajo como para permitir tener relaciones señal a ruido aceptables .

#### **b) Circuito de demodulación**

El Tracking Filter fué diseñado de tal forma que pudiese demodular satisfactoriamente señales con frecuencia hasta de 17200 Hz, con un intervalo de amarre medio de 255 kHz, dependiente de la ganancia del lazo. Sin embargo, dado que la ganancia de lazo depende de la respuesta del filtro paso bajos y la magnitud de éste decrece al aumentar la frecuencia, el intervalo de amarre disminuye al incrementarse la frecuencia de la señal de entrada. El intervalo dinámico de frecuencias del Tracking Filter es presentado en la gráfica B3. Los datos fueron obtenidos al alimentar con ayuda del Generador de Funciones una señal de FM al Tracking, variando la frecuencia de la señal moduladora y el índice de modulación. Se emplearon dos tipos de señales moduladoras, una senoidal y una cuadrada, para determinar el efecto de señales armónicas e impulsivas en el intervalo de demodulación. El intervalo de demodulación para el caso senoidal presenta un intervalo de amarre casi constante, hasta una frecuencia de 5000 Hz, donde comienza una pronunciada caída que limita el intervalo a altas frecuencias. Los intervalos mostrados corresponden a una salida sin distorsión; lo que implica que el intervalo total es un poco mayor, si despreciamos la degradación. En cuanto al ruido que el tracking produce a su salida, en condiciones de entrada ideales, podemos bien considerarlo nulo, ya que el circuito no reporta contribución significativa.

La respuesta del filtro paso banda del demodulador es analizada a través de la figura B1 inferior, como se hizo con el fotodiodo. Dado que la señal de entrada es ruido blanco proveniente de la etapa del Tracking acopiado al fotodiodo, la ganancia del filtro, que de por si es poca, es difícil precisarla. Sin embargo, nos permite conocer el nivel de ruido a la salida de todo el circuito, que viene a ser del orden de  $-50$  dB ó  $0.35$  mV. En la figura B2 inferior se muestra el ruido electrónico total obtenido al anular cualquier tipo de excitación luminosa al sistema, acreditándolo como ruido electrónico.

### **V.4.2 Resultados para espejo viajero y disco rotatorio**

#### **Espejo viajero de velocidad constante.**

La portadora obtenida experimentalmente es inestable, tiende a moverse de la frecuencia de diseño, además de presentar una disminución en la amplitud cuando el espejo viajero llega a los extremos. Las justificaciones de estas situaciones especiales se explicaron anteriormente dentro de la etapa de diseño y construcción. Es importante mencionar que en la medida que se tenga un buen sistema mecánico para el espejo viajero, este tipo de inestabilidad se reduce tanto que parece verse en el osciloscopio como una portadora constante.

Se observa de la gráfica B4 superior, que la relación S/N es del orden de 30 dB, lo que representa una portadora muy apropiada para poder obtener un buen intervalo de demodulación, limitado sólo por los circuitos electrónicos de demodulación. Experimentalmente, si se obtiene una relación señal a ruido mayor a 3 dB, se logran buenos resultados. La relación S/N se mejoró un poco más al reducir el ruido de fondo por medio de técnicas de filtrado, ésto se puede observar en la gráfica B4.

## Disco dispersor

La portadora que se obtiene de este sistema corresponde a la teoría ya expuesta en los primeros capítulos, donde además se justifica el ensanchamiento característico de la misma.

Para este sistema se obtienen resultados que pueden compararse satisfactoriamente con reportes de sistemas reales. Por ejemplo, la portadora obtenida en la gráfica B4 inferior tiene una relación S/N de 10 dB con una característica importante: su ruido de fondo es muy constante en toda la banda de frecuencias, esto representa una ventaja a la hora de realizar la demodulación. Comparando este resultado con un reporte experimental [5], la relación S/N es de 30 dB, pero el ruido de fondo es más acentuado en la banda de bajas frecuencias. Cabe resaltar además, que nosotros utilizamos un diodo láser cuya potencia es menor a 3mW mientras que en ese trabajo experimental utilizaron un láser de HeNe de 20mW.

Aunque se tiene una portadora de muy poca amplitud y no es constante, tiene las ventajas de que es más estable y fácil de calibrar en el interferómetro. El problema de la amplitud fue superado utilizando una amplificación adecuada en el fotodetector y en el PLL, como ya se mencionó.

En las gráficas B5 a B7 se observa la respuesta en frecuencia de las señales demoduladas de cada sistema.

Primero, se debe hacer notar que los intervalos son muy parecidos, siendo la única diferencia que la respuesta del espejo viajero tiene una frecuencia mínima de 60Hz, esto debido a que a bajas frecuencias las vibraciones mecánicas del mecanismo se incrementan, y con ello el ruido de fondo.

La respuesta en frecuencia del disco dispersor comienza en 20 Hz. En este caso el ruido de fondo no es un problema.

Para la caracterización de los dos sistemas, se utilizó una bocina de 8 ohms de impedancia, la cual es capaz de operar en el intervalo de frecuencias de nuestro vibrómetro (20 – 20kHz).

El espejo viajero tiene su intervalo óptimo de respuesta, entre 2kHz y 12 kHz, donde se tienen relaciones S/N arriba de los 15dB. En los extremos, la relación S/N disminuye, esto se refleja en que las velocidades que pueden medir ambos sistemas, son similares en este intervalo (gráfica B7), fuera de este intervalo el espejo viajero presenta mediciones de velocidad erróneas.

Para el disco, la gráfica B8 muestra que el intervalo de frecuencias con una buena S/N se presenta a bajas frecuencias: de 20Hz a 1000Hz. Para altas frecuencias, se encuentra un comportamiento aceptable de los 8 kHz a los 15 kHz, aproximadamente. A partir de esta frecuencia la relación S/N disminuye.

En general, el sistema con disco dispersor tiene una respuesta aceptable y que puede compararse muy bien con cualquier instrumento comercial como más adelante se verá.

### V.4.3 Límites de medición y ruido de fondo

Basados en las respuestas electrónicas obtenidas de los circuitos, así como en los resultados obtenidos para el espejo viajero y el disco rotatorio, estamos en posibilidad de determinar cuantitativamente los intervalos dinámicos de operación del vibrómetro láser construido.

Empecemos analizando el ruido de fondo. El nivel de ruido de fondo electrónico para todo el sistema en conjunto no representa un voltaje en la señal de salida mayor que 0.35 milivoltios, que traducido en términos de velocidad nos da un valor mínimo de medición de  $24.5 \times 10^{-6}$  m/s. Esta sería la magnitud mínima de velocidad que el sistema electrónico podía sentir en condiciones de entrada ideal. Sin embargo, dado que la entrada óptica modulada en frecuencia presenta ciertos efectos de ruido (inestabilidad y ensanchamiento) particulares para cada sistema de modulación del haz de referencia empleado, el nivel de ruido registrado a la salida se incrementa considerablemente.

El nivel de ruido generado por el espejo viajero es provocado principalmente por las conmutaciones y vibración, lo que implica que para velocidades menores a 0.003 m/s la señal demodulada estará plagada de ruido.

Con respecto al disco, debido a los efectos de ensanchamiento de la señal Doppler, el umbral mínimo se recorrió hasta los 0.08 m/s aproximadamente. Para recuperar señales de estas magnitudes se utilizó el promediador incluido en el analizador.

El máximo valor de velocidad que puede ser medido por el sistema, independientemente del mecanismo modulador empleado depende de las características dinámicas del Tracking Filter.

Combinando los umbrales de ruido obtenidos, y la respuesta dinámica del tracking presentada en la gráfica B8, traduciéndola a niveles de velocidad, obtenemos la curva del intervalo dinámico de operación del sistema. En ella se considera el disco giratorio como elemento modulador del haz de referencia y presenta las amplitudes de velocidad máxima sin distorsión que el sistema puede medir, con movimiento armónico (entrada senoidal) o impulsivo (entrada cuadrada) del cuerpo sensado. La ganancia del filtro es constante dentro de la banda de paso, por lo que la amplitud de la señal no será recortada por el filtro hasta los 20 000 Hz. El recorte dinámico a altas frecuencias es debido a el Tracking Filter, aún cuando se encuentre ya optimizado su diseño. Este recorte no es debido a atenuamiento, sino a restricciones de amarre del PLL, por lo que las lecturas registradas a frecuencias mayores serán válidas siempre y cuando no presenten saturación.

Las gráficas B9 a B11 muestran comportamientos inherentes al interferómetro de Michelson, incluyendo la reflectividad de la película especial utilizada.

## **V.5 APLICACIÓN REAL Y COMPARACIÓN CON OTRO SISTEMA DE MEDICIÓN**

### **V.5.1 Respuesta en frecuencia de una bocina**

Entre las pruebas más comunes que se realizan en equipos electrónicos de audio de alta fidelidad, se encuentra la caracterización en frecuencia de la velocidad de movimiento de bocinas. La calidad de una bocina puede determinarse, entre otras pruebas al visualizar su respuesta espectral ante una entrada de barrido de frecuencia, y observar su intervalo de operación. La velocidad de su desplazamiento nos da información acerca de la magnitud de presión que provocará en el aire circundante, lo que de alguna forma nos indica la potencia efectiva radiada. Esta prueba en particular, exige del instrumento medidor un intervalo amplio de respuesta, tanto en frecuencia como en amplitud de velocidad sensada. También exige una alta relación señal a ruido ya que para ciertos intervalos la señal es muy pequeña.

Se procedió entonces a realizar la caracterización de una bocina empleando simultáneamente nuestro sistema y un vibrómetro de manufactura danesa Brüel&Kjaer (consultar hojas de especificaciones en el apéndice F). La bocina empleada fue un woofer para bajos cuyo cono se recubrió con una pantalla plana tipo "panel de abeja". Esta clase de pantallas son utilizadas para formar un frente de onda plano del sonido generado, y que en nuestro caso facilitaba el alineamiento de los sistemas. Para maximizar la cantidad de luz dispersada recolectada por los aparatos, a la pantalla se adherió un pedazo de película dispersora especial, idéntica a la empleada para el disco dispersor.

Nuestro medidor, empleó la modulación de haz de referencia por disco dispersor, que además de haberse concluido ser en muchos aspectos mejor que el del espejo, permite comparar con más rigor los resultados, ya que el Brüel emplea el mismo tipo de modulador. En lo siguiente llamaremos a nuestro aparato como "Disco" y al vibrómetro comercial como "Brüel".

La caracterización se planeó de tal manera que las condiciones de medición para cada sistema fuesen lo más óptimas posibles y que ambos sensaran la componente de velocidad en el mismo instante. Para ello se recurrió a la siguiente disposición de los aparatos con respecto a la bocina:

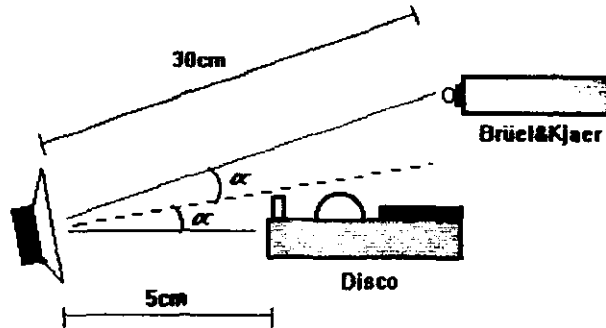


Figura V.10 Geometría para comparación de sistemas

El ángulo  $\alpha$  de incidencia de los haces láser, con respecto a la normal de la pantalla de la bocina fue ajustado a ser el mismo para los dos. El hecho de que el "B&K" cuenta con un espejo director de haz facilitó el ajuste de ángulo. Se procuró que tal ángulo fuese pequeño debido a dos razones: aumentar la intensidad de la luz dispersada (que decrece al incrementarse el ángulo de incidencia, aún utilizando la película reflectora especial), y aumentar la magnitud de la componente normal de velocidad de la bocina.

Dado que la longitud de coherencia del diodo láser del "disco" es muy limitada, se eligió una distancia de alejamiento de la bocina de únicamente 5 cm. Para el "Brüel" se recomienda en sus hojas de especificaciones 30cm para óptimo desempeño.

Con esta configuración se asegura, dentro de los límites de error, que la componente normal de velocidad de la bocina tendrá la misma magnitud en cada dirección de haz, por lo que los aparatos deben medir un valor idéntico.

Una vez ajustada la geometría del conjunto, y habiendo calibrado cada aparato, se procedió a la caracterización: La bocina fue alimentada a través de una resistencia de acoplamiento de impedancias, a un generador de funciones. Se aplicaron entonces dos barridos discretos de frecuencia, con intervalos progresivos, con amplitudes de 0.5 y 2 Volts respectivamente. Cada barrido abarca en 20 muestras el intervalo de audición de frecuencias humana ( 20 Hz a 20kHz). La elección de los valores de voltaje se basó en la caracterización previa de nuestro sistema, ya que para voltajes menores de 0.5 Volts, la amplitud de la señal demodulada se confundía con ruido de fondo, y para voltajes mayores ciertas señales presentaban saturación.

Con objeto de reducir efectos transitorios, y maximizar la relación señal a ruido, la salida demodulada de los aparatos, para cada una de las muestras de frecuencia, fue promediada a 128 muestras, excepto para las frecuencias menores de 1kHz, donde se empleó por razones de tiempo de espera solo 64 muestras. Esta señal fue entonces almacenada en archivo de computadora con ayuda del analizador de Fourier Brüel&Kjaer 2033, su tarjeta de interfase GPIB y una computadora personal PC. La información almacenada fue posteriormente procesada y analizada con ayuda de programas de visualización y manejo de datos matemáticos: Excel y Matlab, cuyos listados fuentes son presentados en el Apéndice D.

Las gráficas resultantes se muestran en el Apéndice E. En ellas se aprecia la enorme similitud en los valores de velocidad medidos por ambos aparatos, lo que avala el buen desempeño de nuestro "Disco". La curva de respuesta en frecuencia de la bocina, en ambos sistemas, muestra un

claro pico de resonancia centrado en 150 Hz, y otros menores en 10 y 13 kHz; con amplitudes de velocidad casi idénticas

Aunado a esto, nos encontramos con una sorpresa más grande. Al calcular la relación señal a ruido obtenida entre ambos sistemas, a partir de cada una de las señales de barrido en frecuencia, encontramos que en general el "Disco" proporciona una relación más alta que el Brüel; en particular para movimientos rápidos y bajas frecuencias, como puede apreciarse en las comparaciones de la respuesta de la bocina alimentada por 0.5 y 2 Volts.

### V.5.2 Objeto vibrante de respuesta transitoria

La segunda comparación entre ambos sistemas fue realizada al medir la amplitud de velocidad de vibración de una barra cuadrangular de obsidiana excitada con un pequeño golpe. El objetivo de esta prueba fue determinar el tiempo de respuesta de ambos sistemas ante excitaciones impulsivas.

La barra de obsidiana, montada en un soporte adecuado para permitirle vibrar, sustituyó a la bocina como objeto de estudio. Nuevamente se recurrió al empleo de la película especial para reflejar los haces de luz de la superficie vibrante. Una vez colocada y calibrados los sistemas, fue hecha vibrar a través de un rápido y ligero golpe en uno de sus extremos.

Para la obtención de las respuestas se empleó nuevamente el analizador de Fourier Brüel&Kjaer 2033, pero esta vez en modalidad de captura de señal en tiempo. En esta función, el analizador se "dispara" (inicia la captura) en el instante en que la señal en su entrada presenta un nivel superior a un voltaje determinado, y registra en memoria su desenvolvimiento durante un intervalo de tiempo predeterminado por el ancho de banda seleccionado. En nuestra prueba se eligió un ancho de banda de 2 kHz, lo que permite obtener un registro de 2 segundos de la señal una vez disparada la captura. Una vez capturada, la señal puede procesarse y obtenerse su componente espectral. Ambas señales fueron almacenadas en archivos de computadora para su posterior análisis.

Dado que este analizador no permite el registro simultáneo de dos señales, no fue posible obtener la respuesta de la barra con los dos vibrómetros al mismo tiempo. Debido a ello, no interesaba la disposición geométrica de ambos sistemas, ya que sensarían eventos diferentes, es decir, no nos interesaría obtener la magnitud de la velocidad de vibración (dado que es casi imposible lograr dos amplitudes de velocidad idénticas con nuestro sistema de excitación), sino el tiempo de respuesta a partir de el golpe a la barra y la frecuencia de vibración.

Las respuestas son mostradas nuevamente en el Apéndice E. Se presentan tres gráficas dobles con las comparaciones en tiempo y frecuencia. En la figura E6 se muestra en forma lineal solamente los primeros 0.1 segundos a partir de la excitación. Aunque la amplitud de ambas señales es diferente, como era de esperarse, el comportamiento es otra vez muy similar. Sin embargo, en esta comparación podemos observar que el tiempo de estabilización del "Brüel" es ligeramente más corto que el del "Disco". Aproximadamente a los 0.023 segundos el "Brüel" tiende a mantener la amplitud constante aunque pierda a ratos la fase, mientras que el disco lo logra un poco antes de los 0.03 segundos. Aún así, la diferencia es mínima y en términos prácticos despreciable.

En la figura E7 se muestra todo el intervalo de captura en forma logarítmica. En esta comparación se jugó con la amplitud de las señales para que ambas mostraran aproximadamente la misma velocidad y observáramos más claramente el comportamiento de la señal de ambos vibrómetros. La ausencia de varios transitorios (picos de voltaje) en la respuesta del "Disco" es debida principalmente a las características y intervalo dinámico del Tracking Filter.

Finalmente se muestra en la figura E8 los espectros de las señales para el intervalo de captura. Se aprecia la frecuencia de resonancia de la barra, que resulta ser de aproximadamente 1 kHz. La diferencia entre los valores de frecuencia detectados por los sistemas puede atribuirse a un efecto del soporte de la barra, que también presentaba cierta vibración al excitarla, lo que creaba un sistema vibrante soporte-barra en conjunto.

## **REFERENCIAS**

- [1] G. Daryanani, Principles of Active Networks Synthesis and Design  
Bell Telephone Laboratories  
John Wiley & Sons.
- [2] J. Smith, Modern Communications Circuits  
McGraw Hill, Inc.
- [3] National Operational Amplifiers Databook  
National Semiconductor Publications. 1995
- [4] R. E. Best, Phase-Locked Loops: Theory, Design and Applications  
McGraw Hill, U.S.A. 1984.
- [5] N. A. Halliwell, Laser Doppler Measurements of Vibrating Surfaces: A Portable Instruments  
Institute of Sound and Vibration Research  
University of Southampton, England 1978

*" Sólo es útil el conocimiento que  
nos hace mejores "*

Sócrates

# CONCLUSIONES

*" ¿ Qué importa saber lo que es  
línea recta si no se sabe lo que es  
rectitud ? "*

Séneca

## CONCLUSIONES

Este tipo de proyectos permite determinar los límites y las posibilidades reales que existen para desarrollar instrumentos de medición con recursos propios, al tiempo que contribuyen a fomentar la investigación, tan necesaria en países que dependen enormemente del extranjero, como el nuestro, en lo que a aparatos comerciales de medición se refiere.

El prototipo desarrollado compite satisfactoriamente con un instrumento comercial \$28 000 USD, dentro del intervalo de frecuencias de los 20 Hz a los 20 kHz, permitiendo medir tanto vibraciones armónicas de superficies, por ejemplo una bocina excitada por una señal de voltaje senoidal, como excitaciones impulsivas.

Sin embargo, tiene una desventaja con respecto a las velocidades máximas de desplazamiento que puede medir: mientras que el instrumento comercial puede obtener lecturas de hasta 1 m/s, nuestro prototipo sólo alcanza a medir hasta 65 mm/s. Sin embargo, ésto no es un gran defecto si se considera que la mayoría de las vibraciones, incluyendo la de los instrumentos musicales, no sobrepasan una velocidad de 70 mm/s. Es decir, para propósitos generales nuestro intervalo de operación es adecuado y suficiente. Consultar monograma de vibraciones en el apéndice F.

Para aumentar el límite máximo que puede medirse con nuestro aparato, es necesario mejorar aún más los sistemas mecánicos empleados, así como utilizar una señal portadora Doppler mucho mayor, adecuando la electrónica para ello. El circuito PLL utilizado opera con frecuencias de hasta 35 MHz, lo que, considerando su ancho de demodulación del 50%, permitiría medir velocidades de 5.8 m/s. Obviamente, ésto involucra aumentar los costos del aparato lo cual nos da una idea del porqué estos tipos de instrumentos son tan caros.

Con respecto a la distancia máxima de medición, también se pueden lograr lecturas de objetos colocados hasta 15 cm. Ésta distancia puede considerarse como suficiente, aunque puede mejorarse si se emplea otro tipo de láser (e.g. un láser de He-Ne).

Todo el sistema puede compactarse si se logra tener un sistema óptico más pequeño, ya que ésta es la parte del medidor que más espacio ocupa.

La electrónica asociada al sistema aún cuando no reviste de gran complejidad, es lo suficientemente buena como para permitir que el sistema responda dentro de los límites requeridos. Todos los integrados asociados son de bajo costo y pueden adquirirse en tiendas para componentes electrónicos.

Finalmente, cabe hacer notar que aún cuando la ALD es una técnica que ha sido extensamente desarrollada en los últimos años, y que además data de principios de los 60's, en nuestro país no ha tenido mucho auge, lo que se demuestra en que toda la bibliografía consultada es extranjera y que el único desarrollo práctico del que tuvimos conocimiento también se desarrolló en el laboratorio de Acústica Aplicada del Centro de Instrumentos.

Es por ello que este documento pretende ser un punto de partida para futuros desarrollos basados en ésta técnica.



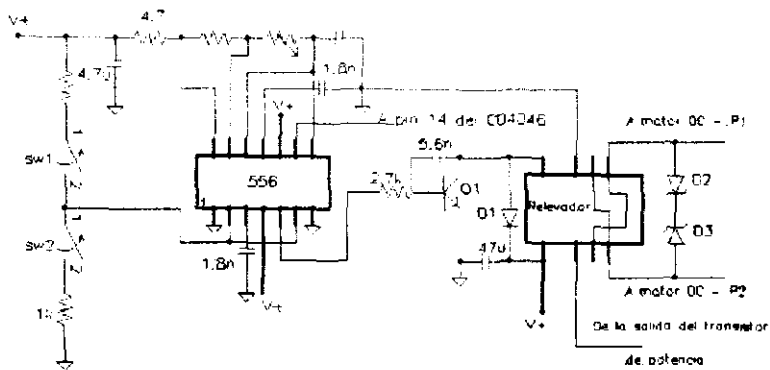
*" Sin el sueño y la fantasía, la  
ciencia se envilece. Es ciencia  
muerta "*

Malba Tahan

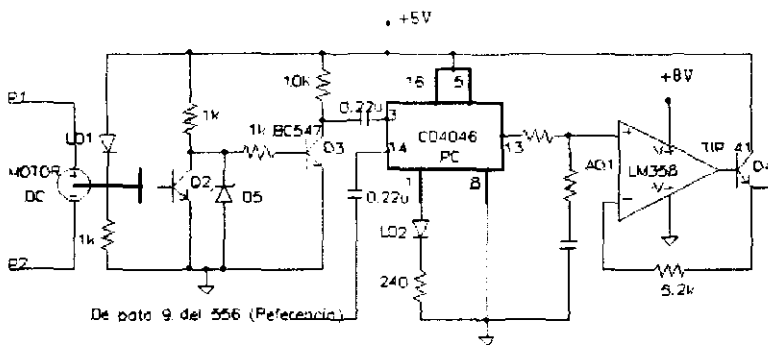
# APÉNDICE A

## DIAGRAMAS ELÉCTRICOS

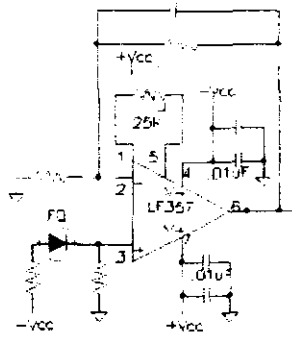
*" Los hombres pequeños hablan de  
otros hombres,  
Los hombres medianos discuten  
sobre eventos,  
Y los hombres sabios discuten  
ideas "*



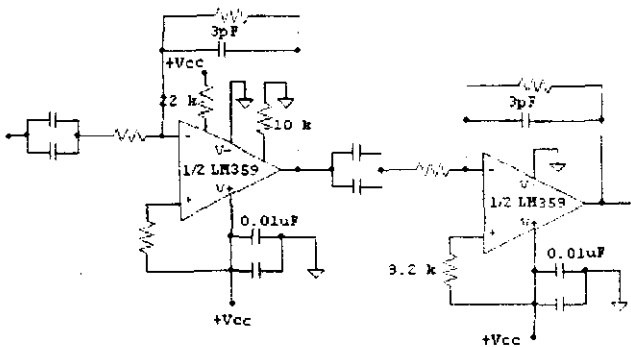
**circuito eléctrico de control de conmutación del motor**



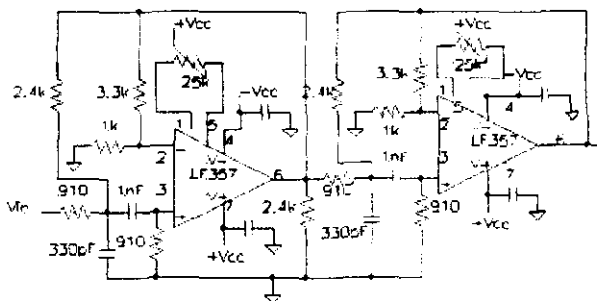
**circuito eléctrico de control de velocidad del motor**



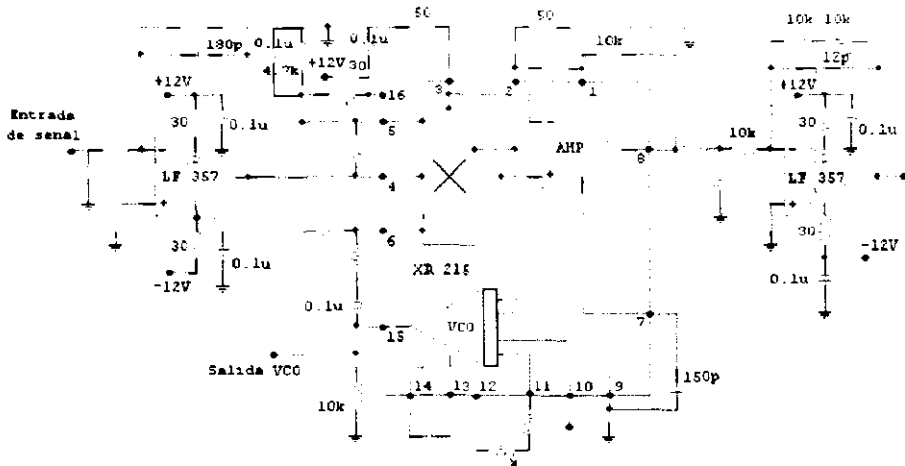
**circuito eléctrico del preamplificador del fotodiodo**



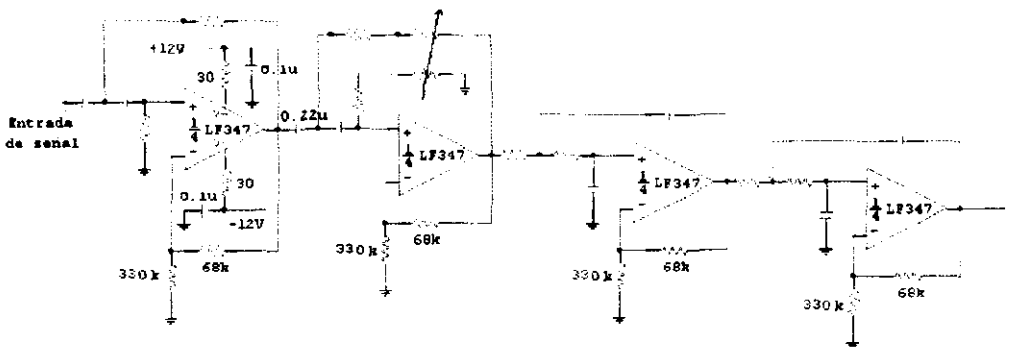
**circuito eléctrico del amplificador de fotodiodo**



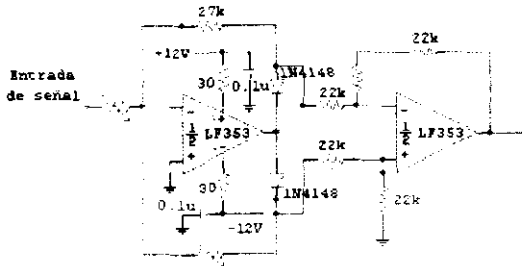
**circuito eléctrico del filtro paso banda del fotodiodo**



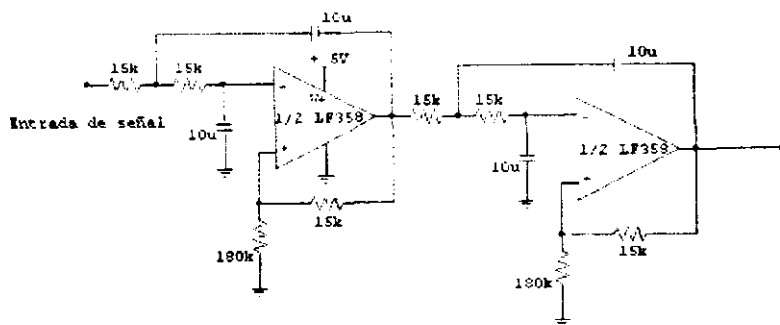
**circuito eléctrico del Tracking Filter**



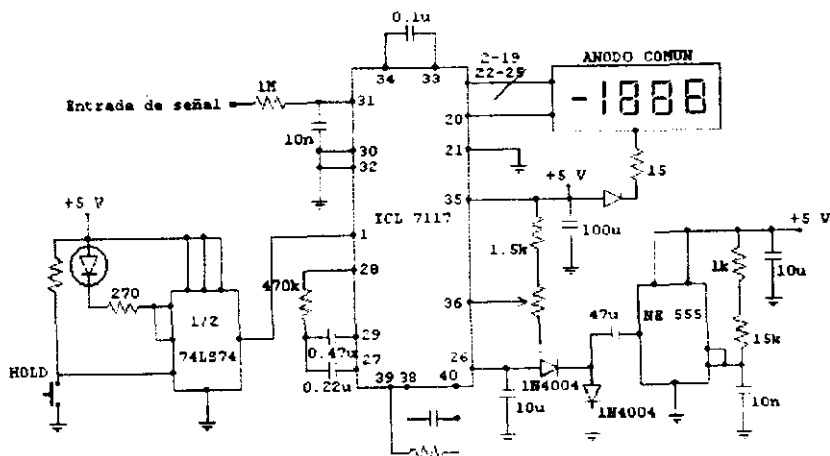
**circuito eléctrico del filtro paso-banda**



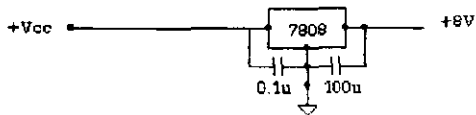
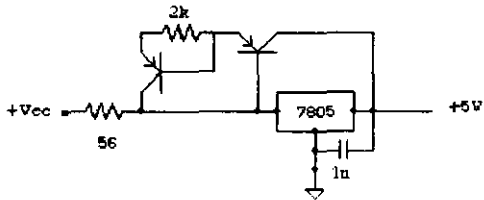
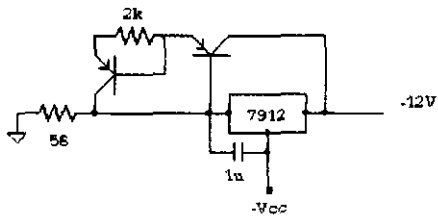
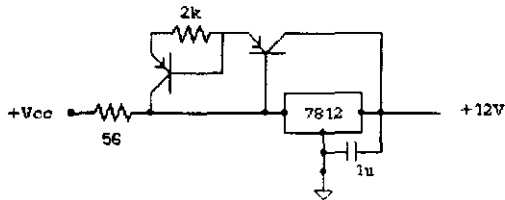
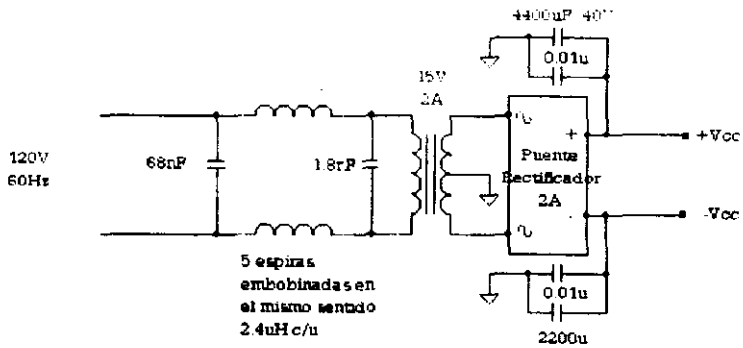
**circuito eléctrico del rectificador de precisión**



**circuito eléctrico del promediador**



**circuito eléctrica del visualizador de display**



**circuito eléctrico de la  
fuente de alimentación**

*" Soy humano y nada de lo que es  
humano puede parecerme ajeno "*

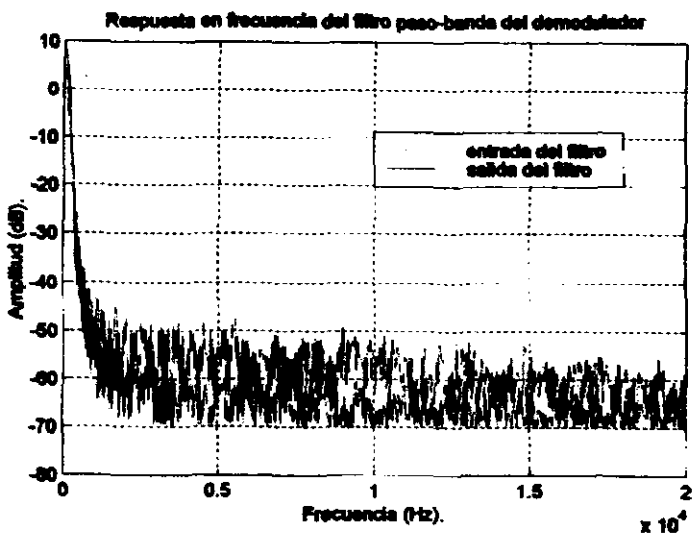
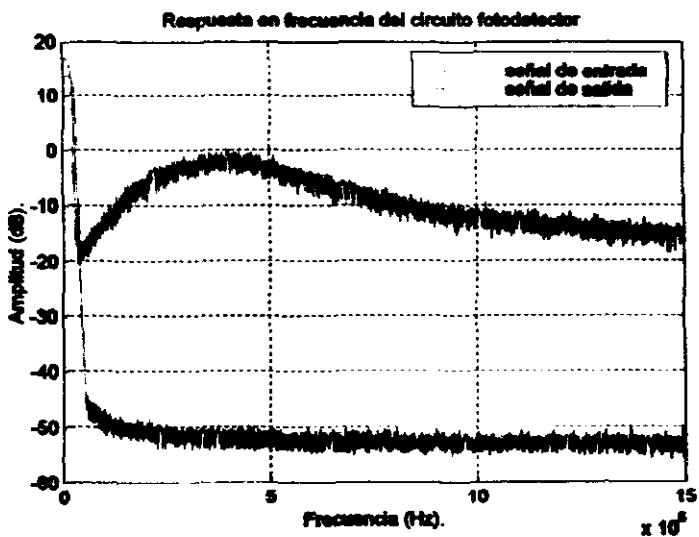
William Shakespeare

# APÉNDICE B

## RESPUESTAS DEL SISTEMA

*" La esperanza es el sueño de un  
hombre despierto "*

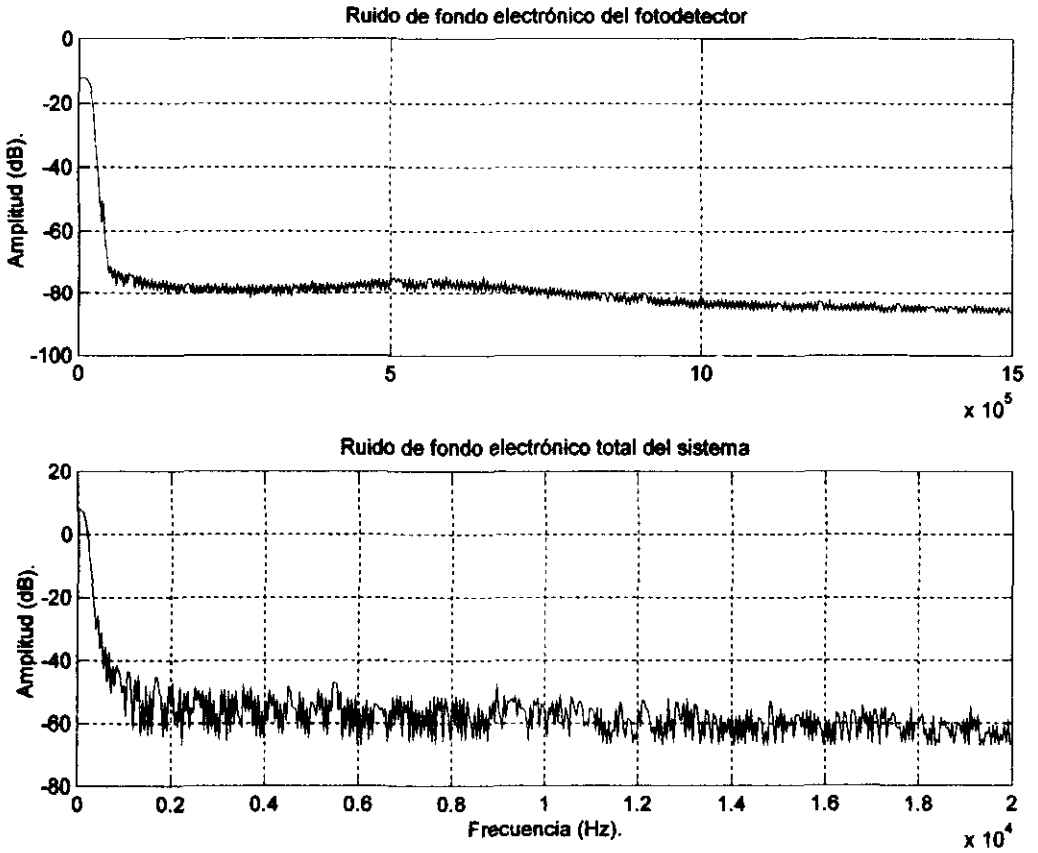
Confucio



**Figura B.1 Gráficas de respuestas en frecuencia**

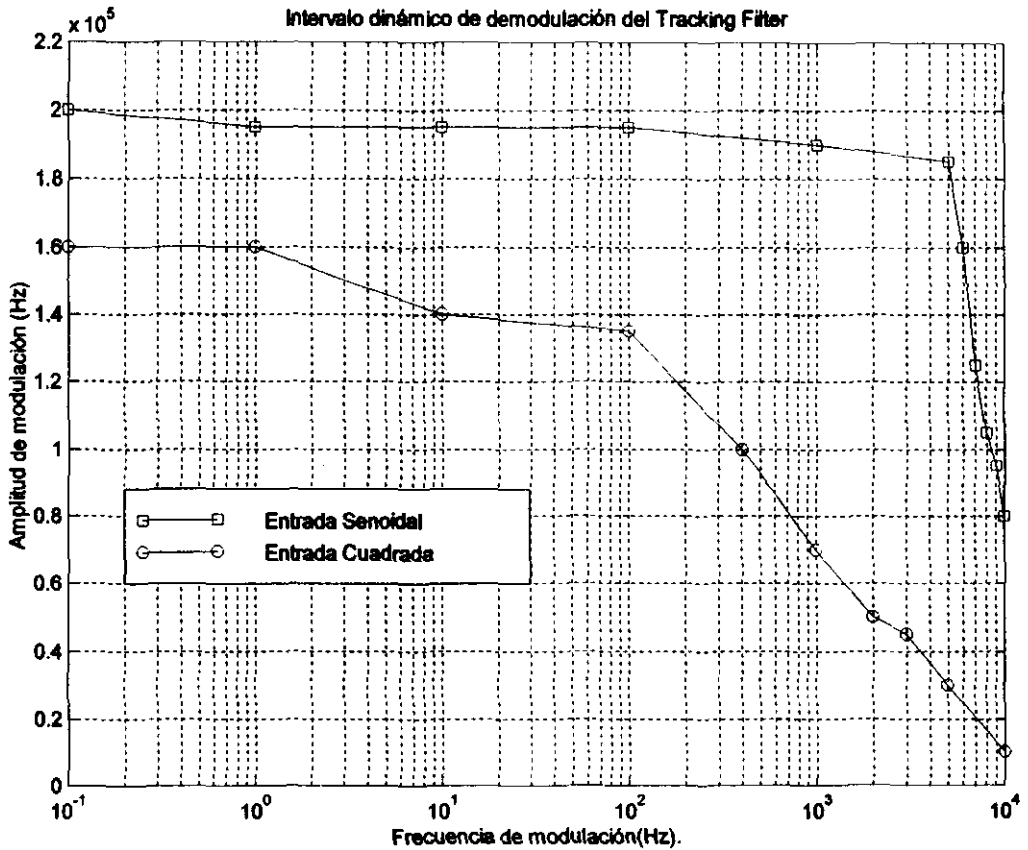
a)Superior. Circuito del fotodetector ante entrada de ruido blanco alimentado directamente a su entrada, sustituyendo al fotodiodo. La señal superior corresponde a la salida, presentando gran ganancia y una clara banda de paso. b)inferior. La señal de salida del fotodetector ante el ruido blanco es empleada como entrada del circuito demodulador, obteniéndose la respuesta mostrada. Puede apreciarse una banda de paso definida, con ganancia mínima.





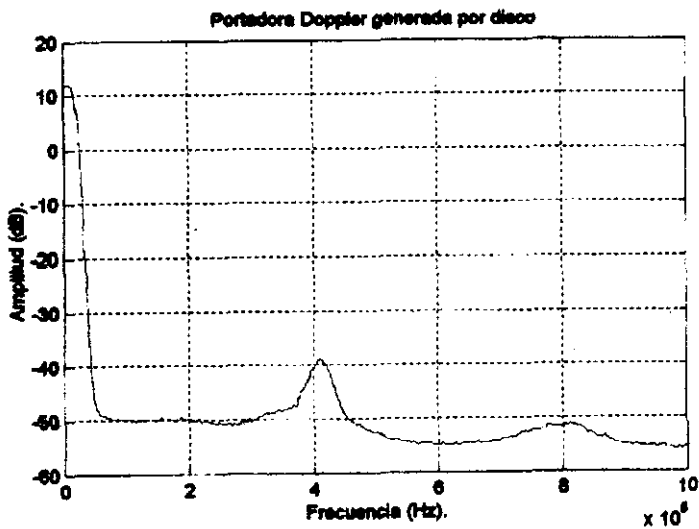
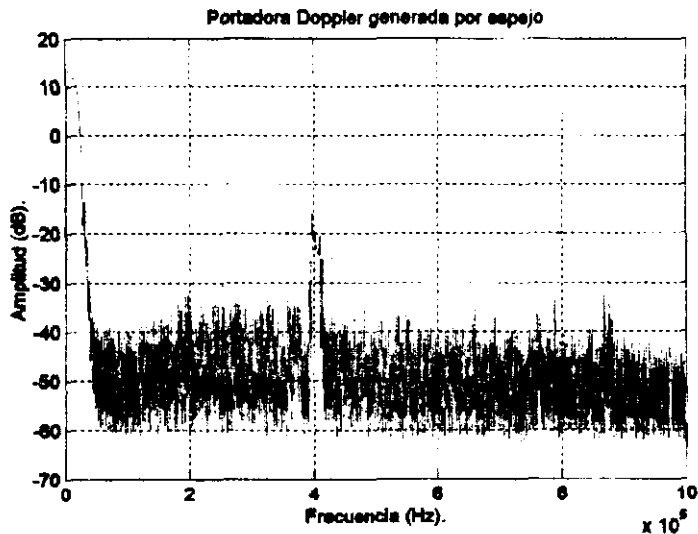
**Figura B.2 Ruidos de fondo electrónicos**

**a) Superior.** Señal de ruido obtenida en el circuito fotodetector con el fotodiodo conectado y en condiciones de oscuridad absoluta. La figura muestra la característica banda de paso con un ligero afilamiento debido al efecto de "Gain Peaking". **b) Inferior.** Ruido de fondo total del sistema con condiciones de excitación luminosa nula. La ganancia de la banda de paso permanece uniforme.



**Figura B.3 Intervalo dinámico de demodulación del Tracking Filter**

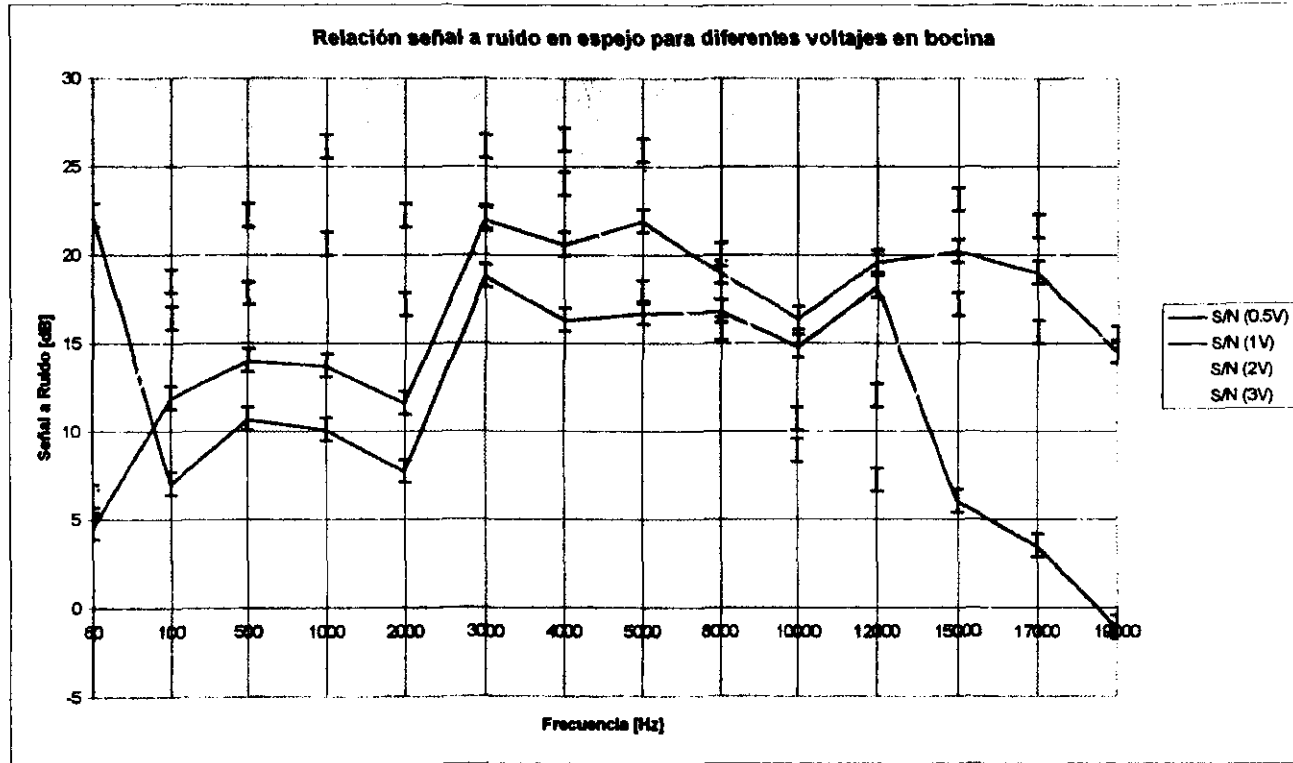
Intervalo dinámico de operación del XR 215 en el cual éste puede demodular sin presentar distorsión apreciable. Las señales de frecuencia modulada a la entrada fueron alimentadas con el generador de funciones digital Stanford DS345, con dos formas de onda de señal moduladora: senoidal y cuadrada. La frecuencia central fue mantenida en 400 KHz, simulando la señal eléctrica obtenida en el circuito fotodetector.



**Figura B.4 Señales portadoras Doppler**

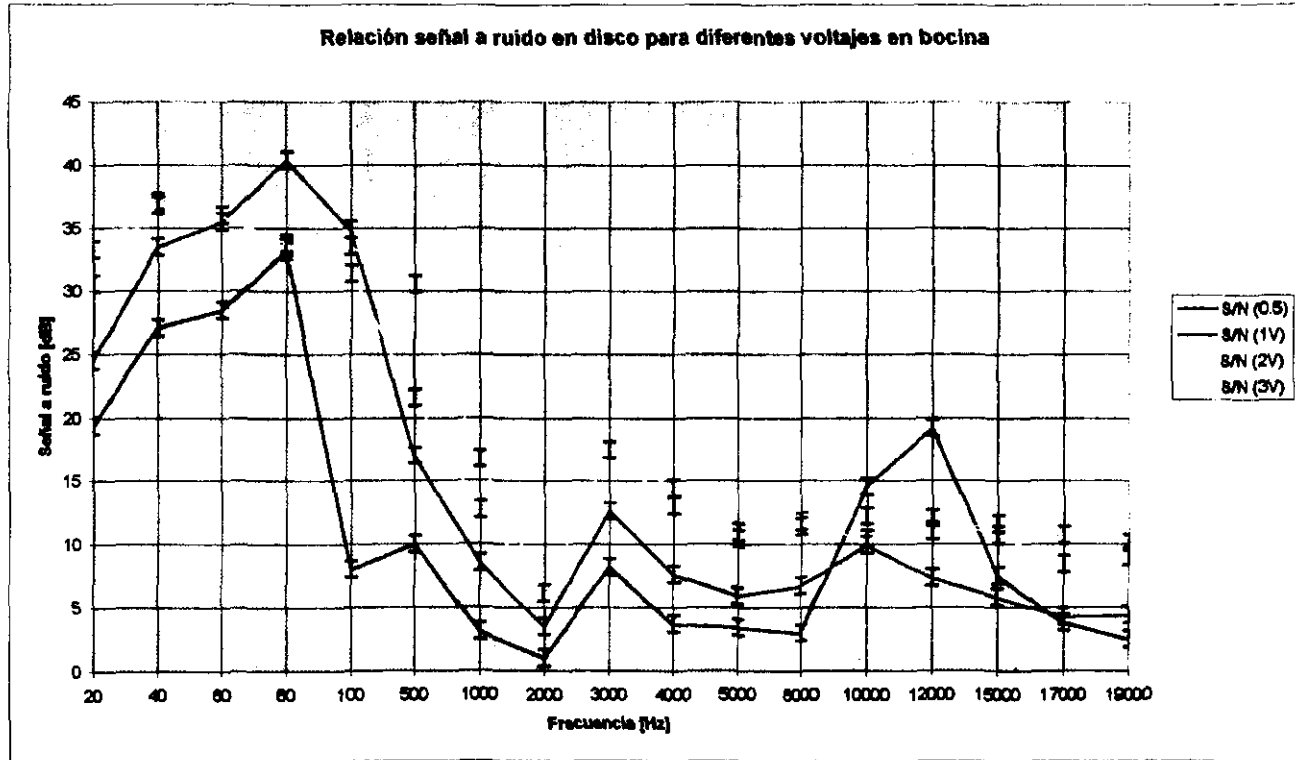
a) Superior. Portadora generada por el espejo viajero. Se aprecia una señal intensa, definida y angosta. Es, sin embargo, inestable y se pierde completamente durante las conmutaciones.

b) Inferior. Portadora Doppler generada por el disco dispersor giratorio. En este caso, la señal es muy estable, pese a presentar una amplitud mucho menor y un gran ensanchamiento. En ambos casos el ruido de fondo es aproximadamente el mismo (-50dB).

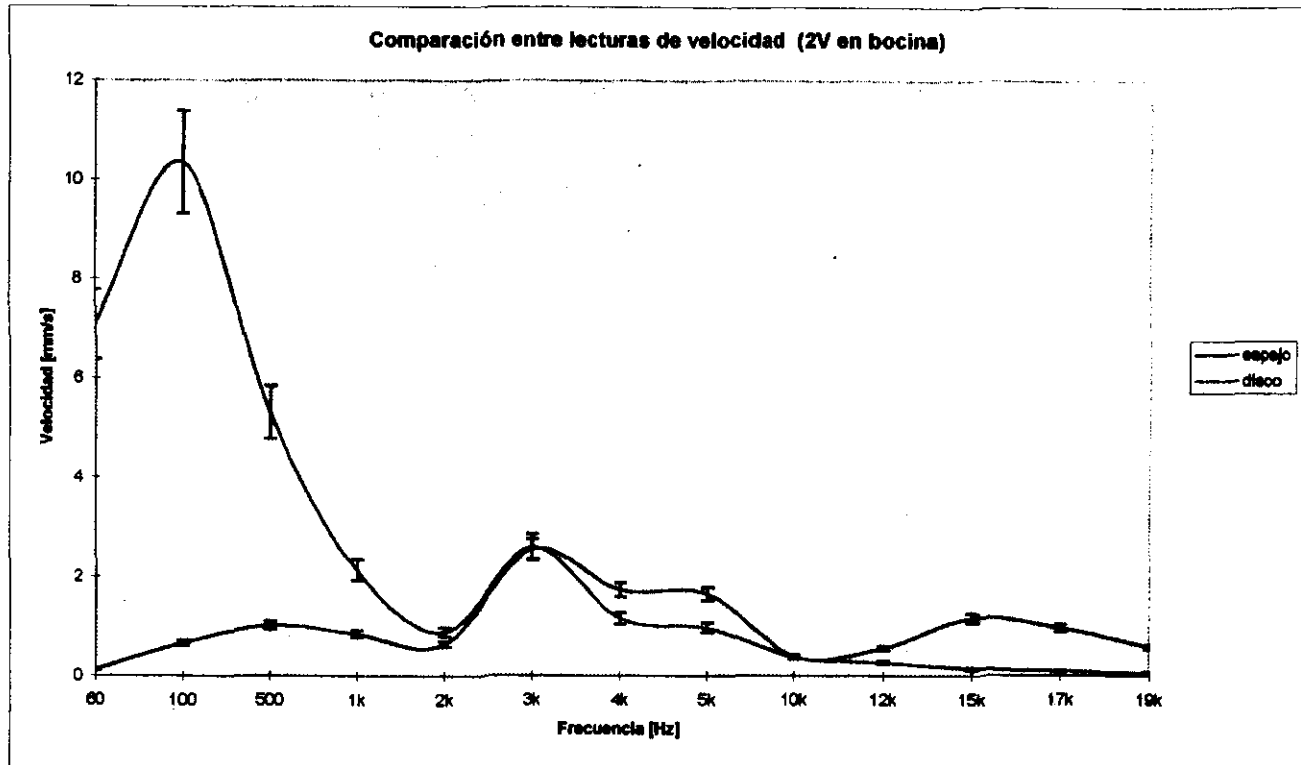


**Figura B.5 Relación Señal a Ruido obtenida para el sistema de espejo viajero con diferentes voltajes en la bocina**

Se presentan las graficas correspondientes a diferentes voltajes de alimentación en bocina en todo el rango de frecuencias de la prueba. Aunque un poco erráticas, presentan un comportamiento más o menos similar para voltajes superiores a 0.5 Volts. El nivel máximo alcanzado no supera los 27 dB, lo que indica una relación Señal-Ruido relativamente pobre, aunque superior que la del disco en las regiones centrales (referirse a Figura B.6). Las barras de error muestran la incertidumbre en la medición debida a la promediación realizada.

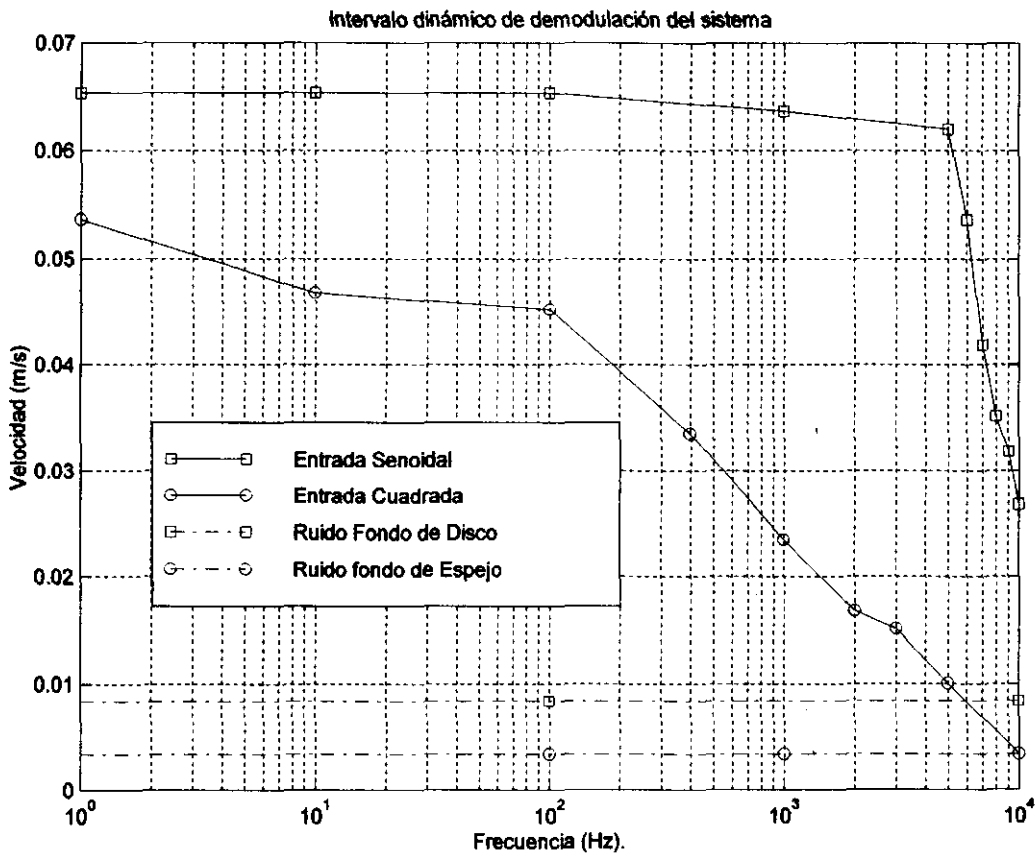


**Figura B.6 Relación Señal a Ruido obtenida para el sistema de disco dispersor con diferentes voltajes en la bocina**  
 Se presentan las gráficas de la relación Señal a Ruido, utilizando al disco dispersor como generador de la portadora Doppler. El comportamiento es muy similar para todos los voltajes empleados. El valor máximo alcanza un nivel de 40dB, mostrando en general un desempeño superior que el alcanzado con el espejo. Aún así, el disco resultó inferior al espejo para el intervalo de los 1000 a 10000 Hz (referirse a Figura B.5). Las barras de error muestran la incertidumbre en la medición debida a la promediación realizada.



**Figura B.7 Comparación de lecturas de velocidad entre Espejo Viajero y Disco Dispersor**

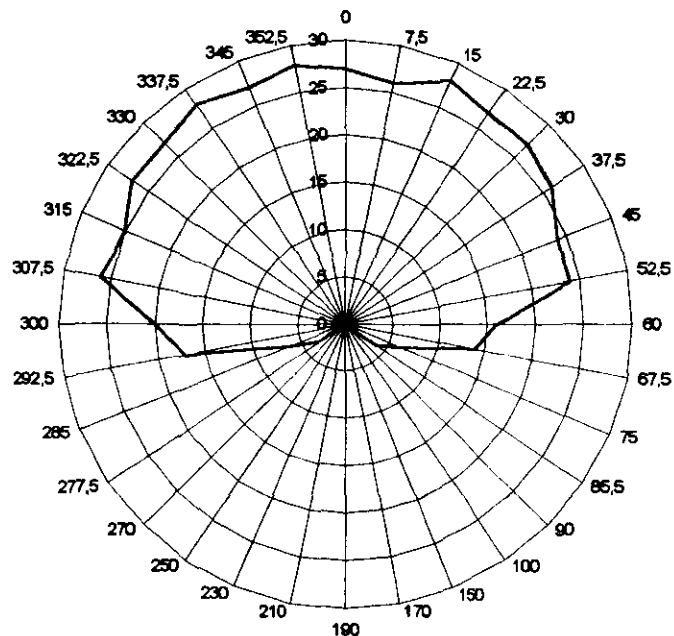
Gráficas de velocidad registradas por ambos sistemas de generación de portadora Doppler, para un voltaje de excitación en bocina de 2 Volts. El desempeño del espejo es pobre para bajas frecuencias, dado que ahí presenta la mayor contribución de ruido. A partir de los 2 KHz, el comportamiento es similar, aunque no idéntico. Las barras de error muestran la incertidumbre en la medición debida a la promediación realizada.



**Figura B.8 intervalo dinámico de demodulación del sistema**

Combinando los intervalos de demodulación máximos del XR 215 (Figura B.3) y los niveles de ruido obtenidos, con base en su ensanchamiento en frecuencia para cada mecanismo de generación de portadora, se obtienen los intervalos mostrados. Con velocidades de superficies menores a 0.003 m/s para el espejo, ó 0.08 m/s para el disco, la señal demodulada se encontrará plagada de ruido.

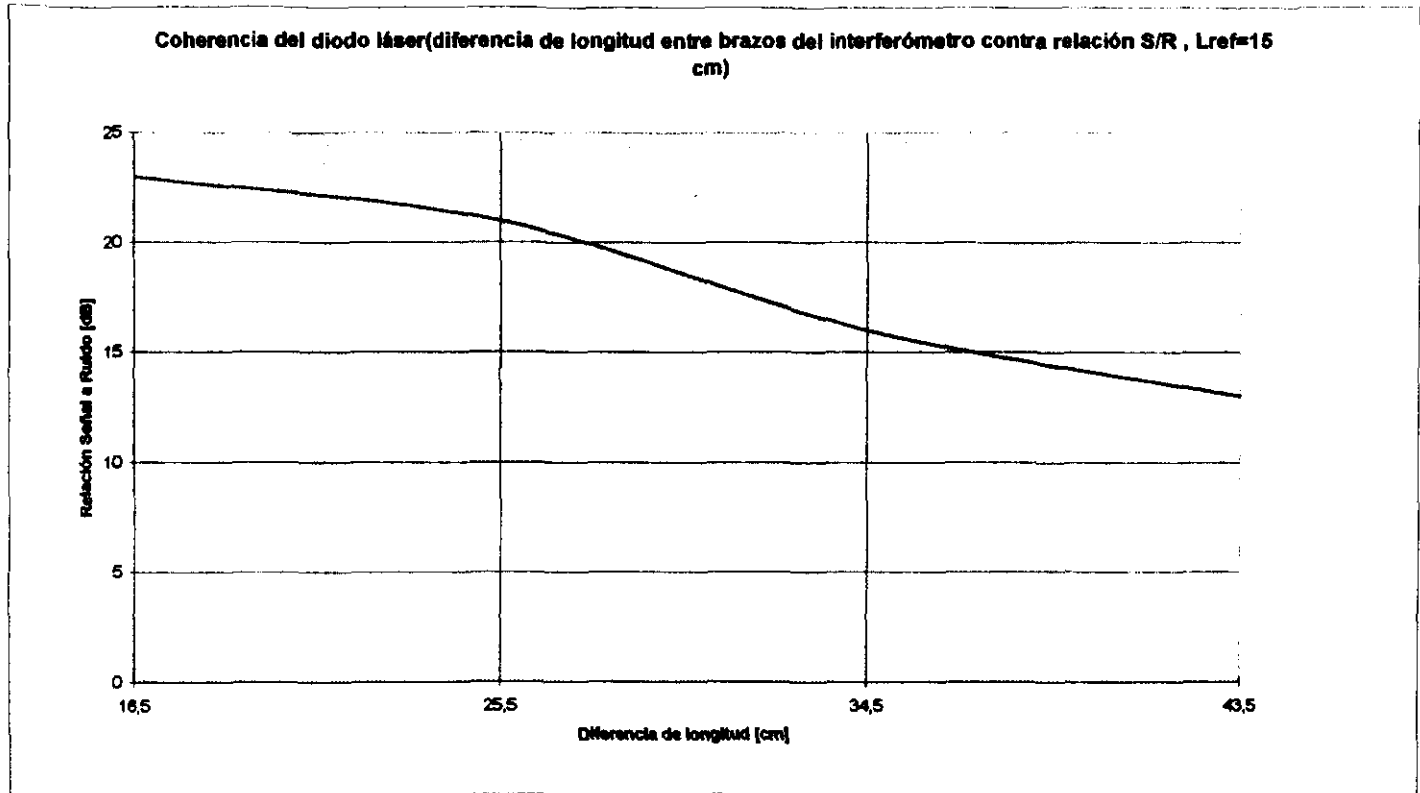
**Reflectividad de la película especial (ángulo de incidencia [°] contra relación señal a ruido [dB])**



**Figura B.9 Patrón de reflectividad de la película especial utilizada en el disco dispersor y objetos vibrantes sensados**

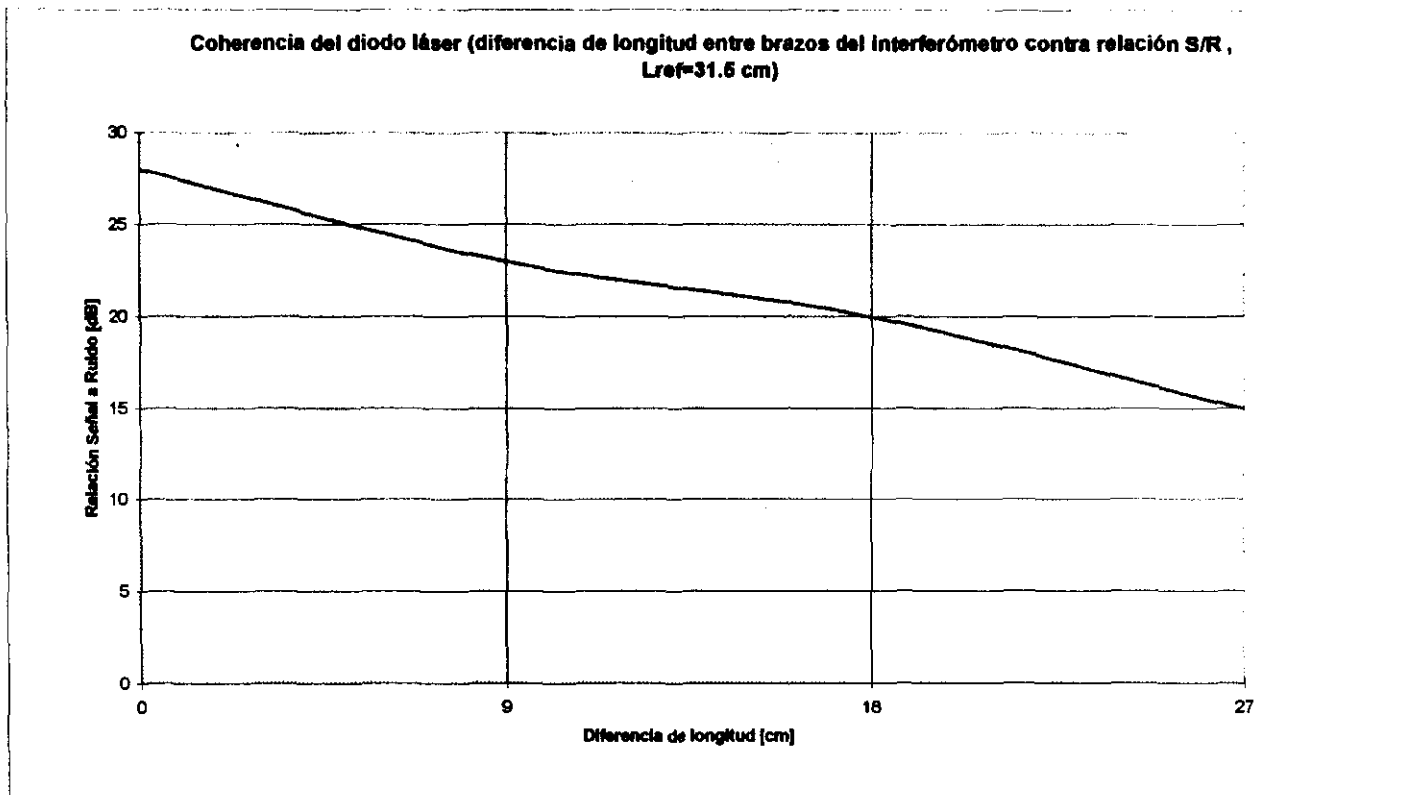
Las características reflectivas de las superficies en donde incide el láser son críticas en el desempeño del sistema construido. El empleo de una película especial, cuya propiedad principal es la de restringir la dispersión en la dirección del haz de luz incidente, permitió alcanzar niveles altos de Señal a Ruido. Aún cuando el ángulo de incidencia del láser sobre la superficie es elevado (hasta 60°), la relación se mantiene casi constante. Esto contrasta con el ángulo máximo permitido por una superficie pulida, que es de aproximadamente 5°.





**Figura B.10 Longitud de coherencia entre los brazos del interferómetro determinadas por el diodo láser**

La longitud de coherencia del diodo láser determina la diferencia máxima en longitud que puede existir entre los brazos del interferómetro de Michelson. Esta diferencia restringe la distancia máxima a la cual el objeto vibrante a sensor se podrá encontrar del sistema de medición construido. En esta gráfica se deja fija la longitud del brazo de la portadora (15 cm) y se varía el del brazo de sentido, excitando a la bocina. Cuando la relación Señal a Ruido de la señal del fotodetector cae a 20dB el desempeño obtenido es muy pobre.



**Figura B.11 Longitud de coherencia entre los brazos del interferómetro determinadas por el diodo láser**

En esta prueba se deja fija nuevamente la longitud del brazo de la portadora, pero ahora con una distancia de 31.5 cm, y se varía el del brazo de sentido, excitando a la bocina. La caída a 20dB se registra para una diferencia de longitudes menor que para el caso anterior, permitiendo un alejamiento máximo bocina-sistema de 18 cm. Las dos longitudes fijas de referencia se eligieron con base en el desplazamiento máximo alcanzado por el espejo viajero a lo largo del brazo de la portadora del interferómetro.

*" La escala de la sabiduría tiene  
sus peldaños hechos de  
números "*

Blavatsky

# APÉNDICE C

## INCERTIDUMBRE

*" Lo que la mente quiere es ser  
libre, y la prohibición a ésta  
libertad se llama obstrucción  
a la naturaleza "*

Yang Chu

## CALCULO DE LA INCERTIDUMBRE

$$\Delta \omega = \left[ \left( \frac{\delta \omega(a,b,c,..)}{\delta a} \cdot \Delta a \right)^2 + \left( \frac{\delta \omega(a,b,c,..)}{\delta b} \cdot \Delta b \right)^2 + \left( \frac{\delta \omega(a,b,c,..)}{\delta c} \cdot \Delta c \right)^2 + \dots \right]^{\frac{1}{2}}$$

a) Espejo Viajero

$$f_D(\lambda, V) = \frac{2\eta V}{\lambda}$$

$$\frac{\delta f_D(\lambda, V)}{\delta \lambda} = \frac{-2V\eta}{\lambda^2}$$

$$\frac{\delta f_D(\lambda, V)}{\delta V} = \frac{2\eta}{\lambda}$$

donde:

$$\eta = 1, V = 13.4 \text{ cm/s}, \Delta V = \pm 1 \text{ cm}, \lambda = 670 \text{ nm}, \Delta \lambda = \pm 10 \text{ nm}$$

$$\Delta f_D = \left[ \left( \frac{2V}{\lambda^2} \cdot \Delta \lambda \right)^2 + \left( \frac{2}{\lambda} \cdot \Delta V \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Sustituyendo obtenemos:

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} = \pm 7.61047\%$$

b) Disco dispersor

$$f_D(\alpha, \beta, \lambda, V) = \frac{2\eta V}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta$$

$$\frac{\delta f_D}{\delta \lambda} = \frac{-2\eta V}{\lambda^2} \cos \alpha \sin \beta$$

$$\frac{\delta f_D}{\delta V} = \frac{2\eta}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta$$

$$\frac{\delta f_D}{\delta \alpha} = \frac{-2\eta V}{\lambda} \sin \alpha \sin \beta$$

$$\frac{\delta f_D}{\delta \beta} = \frac{2\eta V}{\lambda^2} \cos \alpha \cos \beta$$

donde:

$$\eta = 1, V = 13.4 \text{ cm/s}, \Delta V = \pm 1 \text{ cm}, \lambda = 670 \text{ nm}, \Delta \lambda = \pm 10 \text{ nm}, \Delta \alpha = 3.49 \times 10^{-2} \text{ rad (2 grados)},$$

$$\Delta \beta = 3.49 \times 10^{-2} \text{ rad (2 grados)}$$

Analogamente:

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} = \pm 22.79\%$$

Debido a que la frecuencia Doppler medida para el disco depende de más variables, el error esperado es mayor. Y en particular los errores que se tengan en la medición de los ángulos tendrán más peso que en las demás variables (esto se observa en las derivadas parciales cuyo valor predomina sobre las demás).

## CALCULO DE ENSANCHAMIENTO DE FRECUENCIA DOPPLER

El espectro en de la señal Doppler generada por el disco dispersor presenta un ensanchamiento Doppler debido a diversas causas y cuyas contribuciones están dadas por las siguientes ecuaciones:

a) Tiempo transitorio finito

$$\sigma_{\text{TF}} = \frac{0.36\sqrt{v}}{d}$$

b) Apertura de fotodetector

$$\sigma_{\text{AFD}} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{v}}{\lambda} [1 + (\sin \theta_0 \cos \theta_0 \cos 2\gamma) / \theta_0 - (2\sin^2 \theta_0 \cos^2 \gamma) / \theta_0^2]^{1/2}$$

c) Gradiente de velocidad

$$\sigma_{\text{GV}} = \frac{\langle f_D \rangle d}{4v(y_0)} 2\pi N \cos \gamma$$

d) Ancho de banda del láser

$$\sigma_{\text{ABL}} \approx 42.55$$

e) Vibración de componentes ópticos

$$\sigma_{\text{VC}} \approx 425.5$$

De donde, al considerar una distribución Gaussiana del espectro:

$$\Delta f = 2.3554 \sigma_{\text{TOTAL}} = \sqrt{(\sigma_{\text{TF}}^2 + \sigma_{\text{AFD}}^2 + \sigma_{\text{GV}}^2 + \sigma_{\text{ABL}}^2 + \sigma_{\text{VC}}^2)}$$

Sustituyendo los valores del arreglo del disco para obtener una portadora de 400 KHz ( 8° caso de la tabla V.2):

$$\lambda = 670 \text{ nm}, \omega = 91.3 \text{ rad/s}, r = 1.7 \text{ cm}, \beta \approx 5^\circ, d = 1 \text{ mm}, \text{dist}_{\text{DISCO-FD}} = 20 \text{ cm}, \text{ancho}_{\text{FD}} = 1 \text{ mm}$$

obtenemos:

$$v = v(y_0) = 1.5521 \text{ m/s}, N = 14.53 \text{ rps}, \gamma = 1.4835 \text{ rad}, \theta_0 = 0.0025 \text{ rad}$$

valores que sustituyéndolos:

$$\Delta f \approx 2.3554 \sqrt{[(111.7512)^2 + (2830.63)^2 + (512.85)^2 + (42.5)^2 + (425.5)^2]}$$

$$\Delta f \approx 6855.31 \text{ Hz}$$

Resultado que predice un ensanchamiento Doppler de aproximadamente  $\pm 1.71\%$  de la frecuencia central medido entre los puntos de la señal con mitad de la amplitud pico ( caída de -3 dB).

En la práctica se reportó un nivel de ruido equivalente a 0.008 m/s (incertidumbre), lo que representa un ensanchamiento real de 5.9% con respecto a la portadora. La diferencia es debida a que el ensanchamiento teórico es medido con el criterio de la mitad de la amplitud máxima, mientras que el real responde al comportamiento de detección de entrada del PLL demodulador, el cual es muy sensible (detecta señales aún cuando éstas caigan por debajo de la mitad de su amplitud máxima).

*" Las leyes de la naturaleza son  
sólo pensamientos matemáticos  
de Dios "*

Kepler

# APÉNDICE D

## LISTADOS FUENTE

*" Si una rosa de amor tú has  
guardado bien en tu corazón...  
Si a un Dios supremo y justo  
dirigiste tu humilde oración.  
Si con la copa alzada cantas un  
día tu alabanza a la vida.  
No has vivido en vano... "*

Omar Khayyam

```

***** TEK2712*****
PROGRAMA PARA COMUNICARSE CON EL ANALIZADOR DE ESPECTROS
TEKTRONIX 2712 VIA EL GPIB
*****
declara las variables reservadas del software del sistema GPIB
REM $INCLUDE: 'qbdec14.bas'
declara las variables globales comunes
COMMON SHARED BD%, BDNAMES, RDS, WRTS
COMMON SHARED event.codes, NUMBYT%
dimensiona el tamaño máximo de la cadena de datos regresados
RDS = SPACES(5000)
DIM SHARED CUR%(512)
BDNAMES = "TEK SA"
CALL IBFIND(BDNAMES, BD%)
ON PEN GOSUB ABNORM.EVE
PEN ON
CALL ISWRT(BD%, "RQS ON")
ON ERROR GOTO ERR.TRAP
'GENERA EL MENU PRINCIPAL
MENU:
CLS
PRINT "F1 ENVIA COMANDO O SOLICITA INFORMACION (QUERY) "
PRINT
PRINT "F2 GRABA LAS CARACTERISTICAS ACTUALES A UN ARCHIVO"
PRINT
PRINT "F3 restore settings "
PRINT
PRINT "F4 GRABA UN ARCHIVO DEL 2712 A DISCO"
PRINT
PRINT "F5 ABRE UN ARCHIVO DE UN INSTRUMENTO"
PRINT
PRINT "F6 acquire curve data"
PRINT
PRINT "F10 SALIR DEL SISTEMA"
PRINT
PRINT "PRESIONA F1-F6 O F10 PARA HACER LA SELECCION"
PRINT
KYBD.CHK:
IN$ = INKEYS
IF IN$ = "" GOTO KYBD.CHK
IF LEN(IN$) = 1 THEN BEEP: GOTO KYBD.CHK
IN.KEY = ASC(MID$(IN$, LEN(IN$), 1))
'DECODIFICACION COMPLETA
SELECT CASE IN.KEY
CASE 59 'F1 SELECCIONADA
GOSUB SEND.RCV
GOTO MENU
CASE 60 'F2 SELECCIONADA
GOSUB SAVE.SET
GOTO MENU
CASE 61 'F3 SELECCIONADA
GOSUB RES.SET
GOTO MENU
CASE 62 'F4 SELECCIONADA
GOSUB SAVE.FILE
GOTO MENU
CASE 63 'F5 SELECCIONADA
GOSUB RES.FILE
GOTO MENU
CASE 64 'F6 SELECCIONADA
GOSUB INT.CUR
GOTO MENU
CASE 68 'F10 SELECCIONADA
SYSTEM 'REGRESA AL SISTEMA OPERATIVO
END SELECT
GOTO MENU
'SUBROUTINA PARA MANDAR UN COMANDO O PEDIR INFORMACION Y RECIBIR UNA RESPUESTA
SEND.RCV:

```

```

CLS
PRINT : PRINT "INTRODUCE MENSAJE A MANDAR"
PRINT
INPUT WRTS
  CALL IBWRT(BD%, WRTS)
  GOSUB GPIB.ERR
  hold.time = TIMER
  DO WHILE TIMER < hold.time + 1
    LOOP
  QUES = INSTR(1, WRTS, "?")
  IF QUES = 0 THEN GOTO SEND.RCV
  CALL IERD(BD%, RDS)
  GOSUB GPIB.ERR
  PRINT : PRINT "LA RESPUESTA ES :"
  PRINT : PRINT MIDS(RDS, 1, IBCNT%)
  PRINT : PRINT
  INPUT "ENVIA MAS ( TECLEA Y o N)?"; YS
  IF YS = "Y" THEN GOTO SEND.RCV
RETURN
'SUBROUTINA SALVAR EN DISCO DEL ANALIZADOR 2110 CARACTERISTICAS ACTUALES GRAFICA INSTRUMENTO
SAVE.SET:
  CLS : PRINT
  PRINT "TECLEA EL NOMBRE PARA EL ARCHIVO "
  PRINT "UTILIZA EL PATH COMPLETO EN CASO DE NO ESTAR EN EL DIRECTORIO ACTUAL"
  INPUT FILENAMES
  WRTS = "SET?"
  CALL IBWRT(BD%, WRTS) 'PIDE LAS CARACTERISTICAS
  GOSUB GPIB.ERR
  CALL IBRD(BD%, RDS) 'LEE LAS CARACTERISTICAS
  GOSUB GPIB.ERR
  SETTINGS$ = MIDS(RDS, 1, IBCNT%)
  ' ELIMINA CARACTERES EXTRAS Y DESPUES IMPRIME
  PRINT : PRINT SETTINGS$
  PRINT : PRINT
  INPUT "OK PARA ALMACENAR (TECLEA Y o N)?"; YS
  IF YS = "N" THEN RETURN
  OPEN "o", #1, FILENAMES, IBCNT%
  PRINT #1, SETTINGS$
  CLOSE #1
RETURN
'SUBROUTINA PARA ABRIR UN ARCHIVO DE UN DISCO EN AL ANALIZADOR
RES.SET:
  CLS : PRINT
  PRINT
  PRINT "enter name of settings file0"
  INPUT FILEMANES
  OPEN "I", #1, FILENAMES 'LEE EL ARCHIVO
  INPUT #1, SETTINGS$
  CLOSE #1
  PRINT : PRINT SETTINGS$
  INPUT " OK PARA ABRIR (TECLEA Y o N)? "; YS
  IF YS = "N" THEN RETURN
  WRTS = SETTINGS$
  CALL IBWRT(BD%, WRTS)
  GOSUB GPIB.ERR
RETURN
'SUBROUTINA PARA ALMACENAR UN ARCHIVO DEL 2712 A UN DISCO
SAVE.FILE:
  CLS : PRINT
  PRINT "TECLEA EL NOMBRE DEL ARCHIVO DEL 2712 PARA ALMACENAR"
  INPUT FILE2712$
  PRINT " VEER LA TABLA DEL NOMBRES VALIDOS PARA EL 2712"
  PRINT
  PRINT "TECLEA EL NOMBRE DEL ARCHIVO EN DISCO PARA ALMACENARLO "
  INPUT FILENAMES
  ' FILE2712$ = UCASE(FILE2712$)
  WRTS = "HDR ON;FILE? " + CHR$(34) + FILE2712$ + CHR$(34)
  CALL IBRT(BD%, WRTS)
  'PIDE TRANSFERENCIA DE ARCHIVO
  GOSUB GPIB.ERR
  CALL IRRDF(BD%, FILENAMES) ' LEE Y ALMACENA EL ARCHIVO 2712 EN DISCO

```



```

      GOSUB GPIB.ERR          ' COMO FILENAME:
RETURN:
'SUBROUTINA PARA ABRIR UN ARCHIVO 0710 DE DISCO AL ANALIZADOR
RES.FILE:
CLS : PRINT
PRINT "TECLEA EL ARCHIVO EN DISCO PARA ABRIR EN 0710"
INPUT FILENAMES
CALL IBWRT(BD%, FILENAMES)
GOSUB GPIB.ERR
RETURN
'SUBROUTINA PARA SALVAR LOS DATOS DE UNA GRAFICA EN FORMA BINARIA
'Y CONVERTIDOS EN FORMATO ENTERO DE 2 BYTES
INT.CUR:
PRINT
PRINT "EN QUE REGISTRO SE ENCUENTRA LA GRAFICA?"
INPUT " (TECLEA A, B, C, O D) " : REGS
PRINT
CALL IBWRT(BD%, "HDR ON")
GOSUB GPIB.ERR
WRTS = "WEMpre WFID:" + REGS + ", ENCDG:BINELK"
CALL IBWRT(BD%, WRTS)
GOSUB GPIB.ERR
CALL IBWRT(BD%, "CUR?")
CALL IBRDI(BD%, CUR%(), 9)
GOSUB GPIB.ERR
CALL IBRDI(BD%, CUR%(), 512)
CALL DEBLK(CUR%(), CUR%(), 512, 8, NUMBYT%)
PRINT "# DE BYTES CONVERTIDOS = " : NUMBYT%
RETURN
ABNORM.EVE:
CLS
PRINT "UN ERROR HA OCURRIDO"
PRINT
GOSUB SERIAL.POLL
GOSUB EVENT.FIND
PRINT
PRINT "R PARA REINICIALIZAR; CUALQUIER OTRA TECLA PARA TERMNAR"
INPUT KEYS
IF KEYS <> "R" THEN END
GOTO MENU
RETURN
SERIAL.POLL:
'READ AND PRINT STATUS BYTE: reset SRQ
CALL IBRSP(BD%, SPR%)
PRINT "STATUS BYTE = " : SPR%
RETURN
EVENT.FIND:
PRINT "EVENT CODE (S) IS:"
WRTS = "HDR OFF;EVE?"
event.code$ = SPACES(5)
CALL IBRT(BD%, WRTS)
CALL IBRD(BD%, event.code$)
PRINT event.code$
GOSUB GPIB.ERR
RETURN
GPIB.ERR:
IF IBSTA% < 32768 THEN RETURN
CLS : PRINT
PRINT " GPIB ERROR HA OCURRIDO"
PRINT : PRINT "GPIB ERROR EL CODIGOO ES: " : ISSRS%
PRINT : PRINT
PRINT "CHECA TU SISTEMA Y REINICIALIZA"
END
RETURN
ERR.TRAP:
CLS
PRINT "ERROR DOS HA OCURRIDO"
PRINT : PRINT
PRINT "CHECA TU SISTEMA Y REINICIALIZA"
END
RESUME NEXT

```

```
***** FFT2712.M *****
```

```
% Programa para graficar espectro generado por analizador tektronix 2712
% recuperados en archivo con programa 2712.exe para utilizar tarjeta Gpib
nombre = input('¿Archivo a cargar? [nom.ext] = ','s');
fid = fopen(nombre,'r');
b = fread(fid,inf);
fclose(fid);
b = b(15:length(b)-12);
c = length(b);
BW = input('¿Rango de frecuencia máximo [Hz]? = ');
df = BW/c;
escala = input('¿Escala vertical [dB/div]? = ');
gn = escala/32;
b = b*gn;
d = b(50:length(b));
maxb = max(d);
offset = input('¿factor de offset [valor real maximo]? = ');
trans = offset - maxb;
b = b + trans;
fn = 0:df:(length(b)-1)*df;
titulo = input(' Titulo de la grafica: ','s');
plot(fn,b);
title({titulo});
xlabel('Frecuencia (Hz).');
ylabel('Amplitud (dB).');
grid;
```

```
% ***** DATOS.M *****
```

```
% Programa para graficar dos archivos de datos con formato en columnas
% donde el eje horizontal es la primera columna y el vertical la segunda
nombre = input('¿Archivo 1 a cargar? [nom.ext] = ','s');
b = dlmread(nombre,'\t');
x = b(1:length(b),1);
y = b(1:length(b),2);
dB=(20*log10(y/1e-6))+0.7;
mVe=1e-6*10.^(dB/20);
e=(mVe-y)*0.07;
y = y*0.07;
leg = ('Disco');
nombre2 = input('¿Archivo 2 a cargar? [nom.ext] = ','s');
b2 = dlmread(nombre2,'\t');
x2 = b2(1:length(b2),1);
y2 = b2(1:length(b2),2);
dB2=(20*log10(y2/1e-6))+0.7;
mVe2=1e-6*10.^(dB2/20);
e2=(mVe2-y2)*1.053;
y2 = y2*1.053;
leg2 = ('Brüel');
titulo = input(' Titulo de la grafica: ','s');
clf;
semilogx(x,y,'r.-',x2,y2,'b.-');
hold on
errmar(x,y,e,'r')
hold on
errmar(x2,y2,e2,'b')
hold on
legend(leg,leg2);
xlabel('Frecuencia (Hz).');
ylabel('Velocidad (m/s)');
title({titulo});
grid;
```

```

function comptime(nombre1)
% ***** COMPTIME.M *****

% Grafica 2 conjuntos de datos en tiempo adquiridos con programa
% IB2033.exe y proporciona información de los campos del B&K2033.
% sintaxis: comptime('archivo')

load(nombre1);
fprintf('-----\n')
fprintf(' Especificaciones de la Medición con el B&K2033.\n')
fprintf('-----')
fprintf('\n Archivo_____ '), fprintf(nombre1)
fprintf('\n Duración_____ %6.2f mseg', BKFreuenciaTot)
fprintf('\n Número de promedios_____ %6.2f ', BKNumProm)
fprintf('\n Número de datos_____ %6.2f ', length(BKDatos))
fprintf('\n Ajuste de referencia_____ %6.2f ', BKAjusteRef)
fprintf('\n Atenuación_____ %6.2f ', BKAtenuacion)
fprintf('\n Nivel de disparo_____ %6.2f ', BKNivelDisp)
fprintf('\n Muestras de conversión_____ %6.2f ', BKMuestrasDD)
fprintf('\n-----\n\n')
d = max(size(BKDatos));
rango = input('¿Rango de tiempo a visualizar [mseg] ?');
corte = round(rango*length(BKDatos)/BKFreuenciaTot);
x = BKDatos(3:corte,1);
y = BKDatos(3:corte,2);
minx = min(x);
maxx = max(x);
miny=-1500;
maxy=1500;
nombre2 = input(' ¿Nombre del archivo 2 a graficar? ', 's');
load(nombre2);
fprintf('\n Archivo_____ '), fprintf(nombre2)
fprintf('\n Duración_____ %6.2f mseg', BKFreuenciaTot)
fprintf('\n Número de promedios_____ %6.2f ', BKNumProm)
fprintf('\n Número de datos_____ %6.2f ', length(BKDatos))
fprintf('\n Ajuste de referencia_____ %6.2f ', BKAjusteRef)
fprintf('\n Atenuación_____ %6.2f ', BKAtenuacion)
fprintf('\n Nivel de disparo_____ %6.2f ', BKNivelDisp)
fprintf('\n Muestras de conversión_____ %6.2f ', BKMuestrasDD)
fprintf('\n-----\n\n')
x2 = BKDatos(3:corte,1);
y2 = BKDatos(3:corte,2);
minx2 = min(x);
maxx2 = max(x);
miny2 = -1000;
maxy2 = 1000;
fprintf('\n para ver la gráfica presione');
fprintf('\n la barra espaciadora.\n\n');
pause;
clf;
figure(1);
subplot(2,1,1),plot(x(:),y(:));
axis([minx maxx miny maxy]);
title('Respuesta del disco (superior) contra Brúel (inferior) ');
ylabel('Amplitud [mV]');
xlabel('Tiempo [seg]');
grid;
subplot(2,1,2),plot(x2(:),y2(:));
axis([minx2 maxx2 miny2 maxy2]);
ylabel('Amplitud [mV]');
xlabel('Tiempo [seg]');
grid;

```

```

function compespe(nombrel)
% ***** COMEPSE.M *****
% Grafica 2 conjuntos de datos en frecuencia adquiridos con programa
% IB2033.exe y proporciona información de los campos del B&K2033.
% sintaxis: ibgraf('archivo')

load(nombrel);
fprintf('-----\n')
fprintf(' Especificaciones de la Medición con el B&K2033.\n')
fprintf('-----')
fprintf('\n Archivo _____ ', fprintf(nombrel)
fprintf('\n Duración _____ %6.2f mseg', BKFrecuenciaTot)
fprintf('\n Número de promedios _____ %6.2f ', BKNumProm)
fprintf('\n Número de datos _____ %6.2f ', length(BKDatos))
fprintf('\n Ajuste de referencia _____ %6.2f ', BKAjusteRef)
fprintf('\n Atenuación _____ %6.2f ', BKAtenuacion)
fprintf('\n Nivel de disparo _____ %6.2f ', BKNivelDisp)
fprintf('\n Muestras de conversión _____ %6.2f ', BKMuestrasDD)
fprintf('\n-----\n\n')
d = max(size(BKDatos));
x = BKDatos(3:400,1)';
y = 20*log10(BKDatos(3:400,2)');
minx = min(x);
maxx = max(x);
miny = min(y);
maxy = max(y);
nombre2 = input(' ¿Nombre del archivo 2 a graficar? ', 's');
load(nombre2);
fprintf('\n Archivo _____ ', fprintf(nombre2)
fprintf('\n Duración _____ %6.2f mseg', BKFrecuenciaTot)
fprintf('\n Número de promedios _____ %6.2f ', BKNumProm)
fprintf('\n Número de datos _____ %6.2f ', length(BKDatos))
fprintf('\n Ajuste de referencia _____ %6.2f ', BKAjusteRef)
fprintf('\n Atenuación _____ %6.2f ', BKAtenuacion)
fprintf('\n Nivel de disparo _____ %6.2f ', BKNivelDisp)
fprintf('\n Muestras de conversión _____ %6.2f ', BKMuestrasDD)
fprintf('\n-----\n\n')
x2 = BKDatos(3:400,1)';
y2 = 20*log10(BKDatos(3:400,2)');
minx2 = min(x2);
maxx2 = max(x2);
miny2 = 20;
maxy2 = 100;
fprintf('\n para ver la gráfica presione');
fprintf('\n la barra espaciadora.\n\n');
pause;
clf;
figure(1);
subplot(2,1,1),plot(x(:),y(:));
set(gca,'fontsize',11,'fontname','times new roman');
title('Respuesta del disco(superior)contra Brúel(inferior)');
ylabel('Amplitud [dB]');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
grid;
subplot(2,1,2),plot(x2(:),y2(:));
axis([minx2 maxx2 miny2 maxy2]);
set(gca,'fontsize',11,'fontname','times new roman');
ylabel('Amplitud [dB]');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
grid;

```

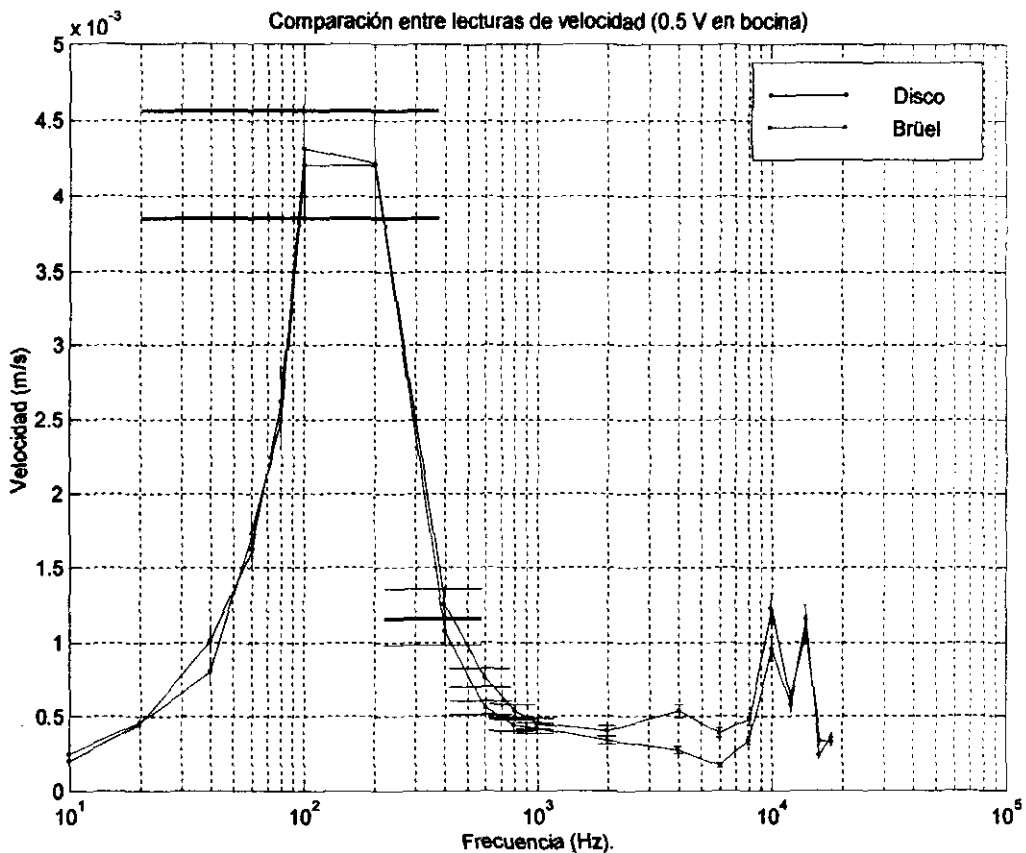
*" Toda mi Física no pasa de una  
Geometría "*

René Descartes

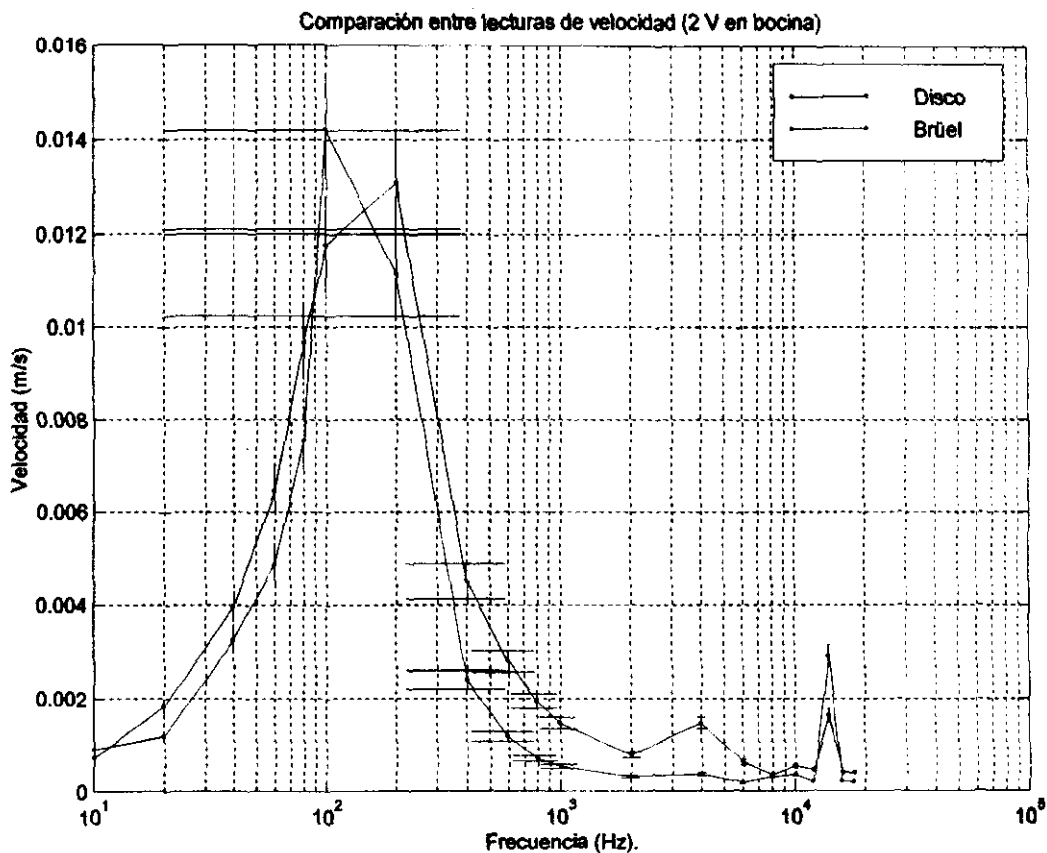
# APÉNDICE E

## GRÁFICAS DE COMPARACIÓN

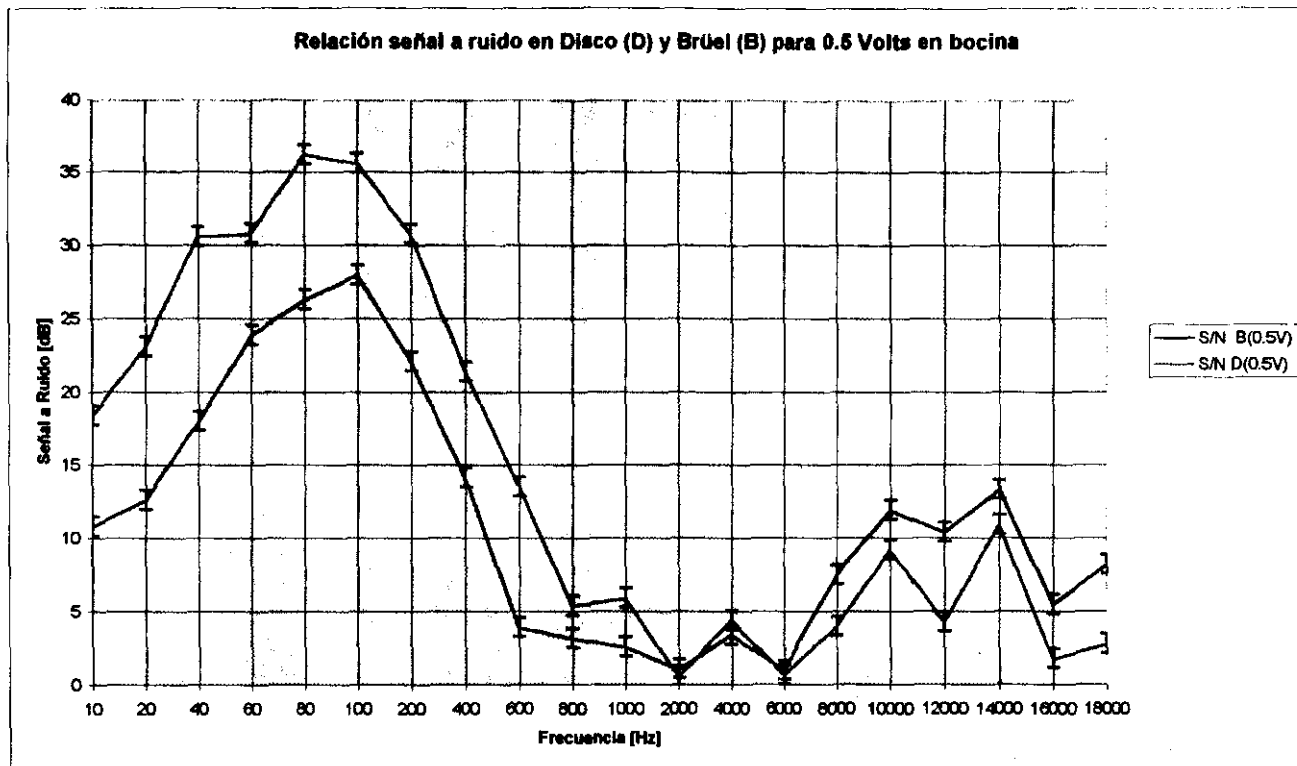
*" La añoranza es calculada  
mediante cifras también.  
Distancia multiplicada por  
el factor Amor. "*



**Figura E.1 Comparación de lecturas entre Disco y Brüel con excitación de 0.5 V en bocina**  
 Se muestran las lecturas obtenidas por nuestro sistema (usando disco dispersor) y un vibrómetro comercial (Brüel&Kjaer). Se aprecia la enorme similitud en los valores de velocidad medidos por ambos aparatos, lo que avala el buen desempeño de nuestro "Disco". La curva de respuesta en frecuencia de la bocina en ambos sistemas muestra un claro pico de resonancia centrado en 150 Hz, y otros menores en 10 y 13 KHz, con amplitudes de velocidad casi idénticas.



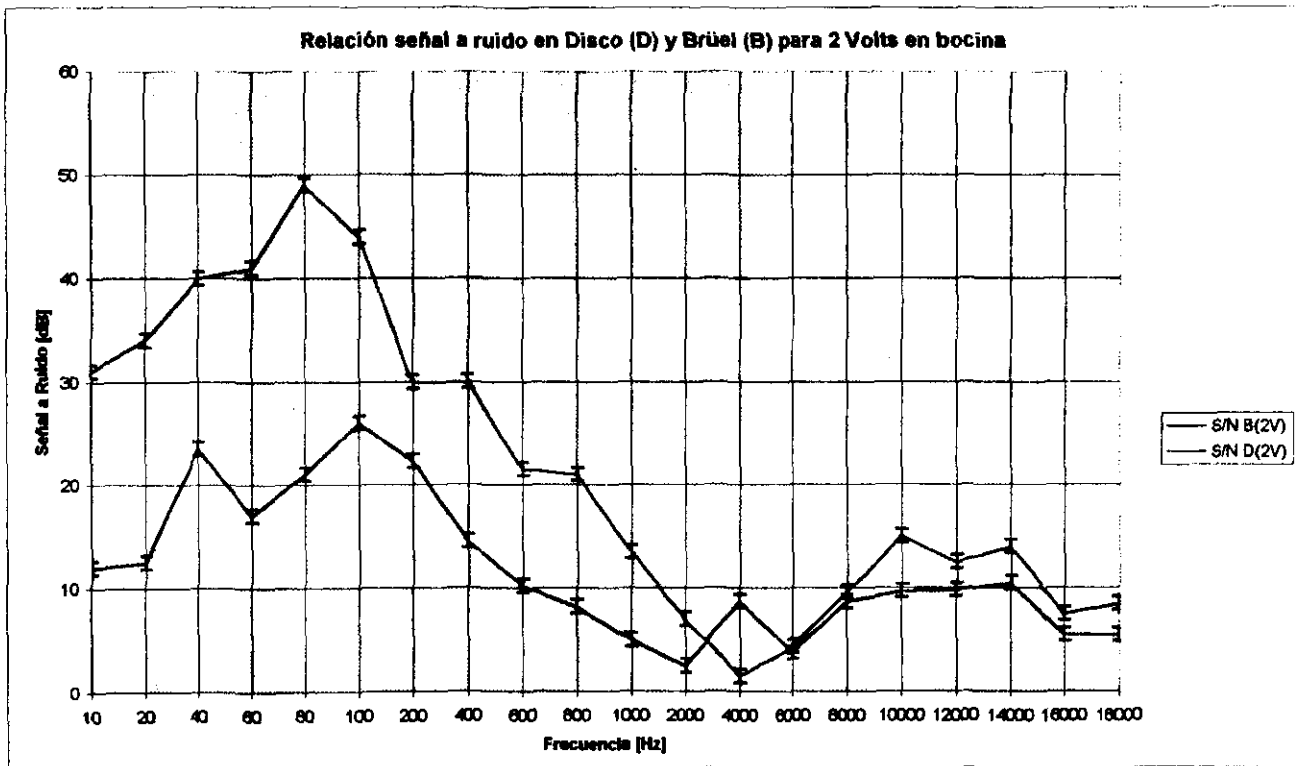
**Figura E.2 Comparación de lecturas entre Disco y Brüel con excitación de 2V en bocina**  
 Comparación entre las lecturas proporcionadas por ambos sistemas para una bocina excitada con una señal de 2V. Aunque el comportamiento es casi idéntico en ambas, se presenta una sensible discrepancia en magnitud para altas frecuencias, lo que indica que alguno de los dos aparatos pierde linealidad en la medición. Pese a ello, la aproximación entre lecturas es muy aceptable. Las barras de error representan la incertidumbre en la medición debida a la promediación realizada.



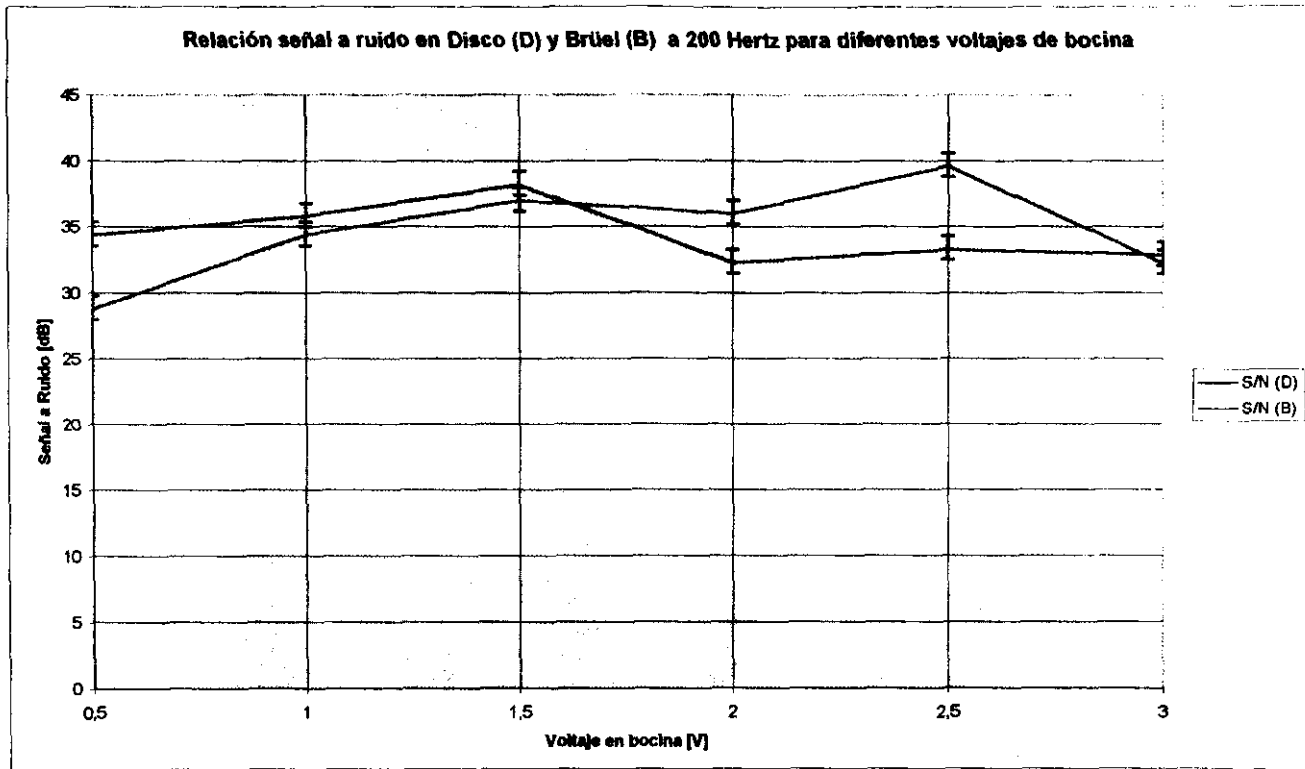
**Figura E.3 Relación Señal a Ruido para los sistemas Disco y Brüel con excitación de 0.5 Volts en la bocina**

Se muestran las gráficas correspondientes a la relación señal a ruido contra frecuencia para los dos sistemas comparados. Para nuestro "Disco" esta relación resultó mayor en bajas frecuencias, mientras que, por el contrario, el "Brüel" presentó mayor inmunidad al ruido a partir de los 6000 Hz. En ambos casos las curvas obtenidas son similares, aproximándose a 0 dB en 2 y 6 kHz.

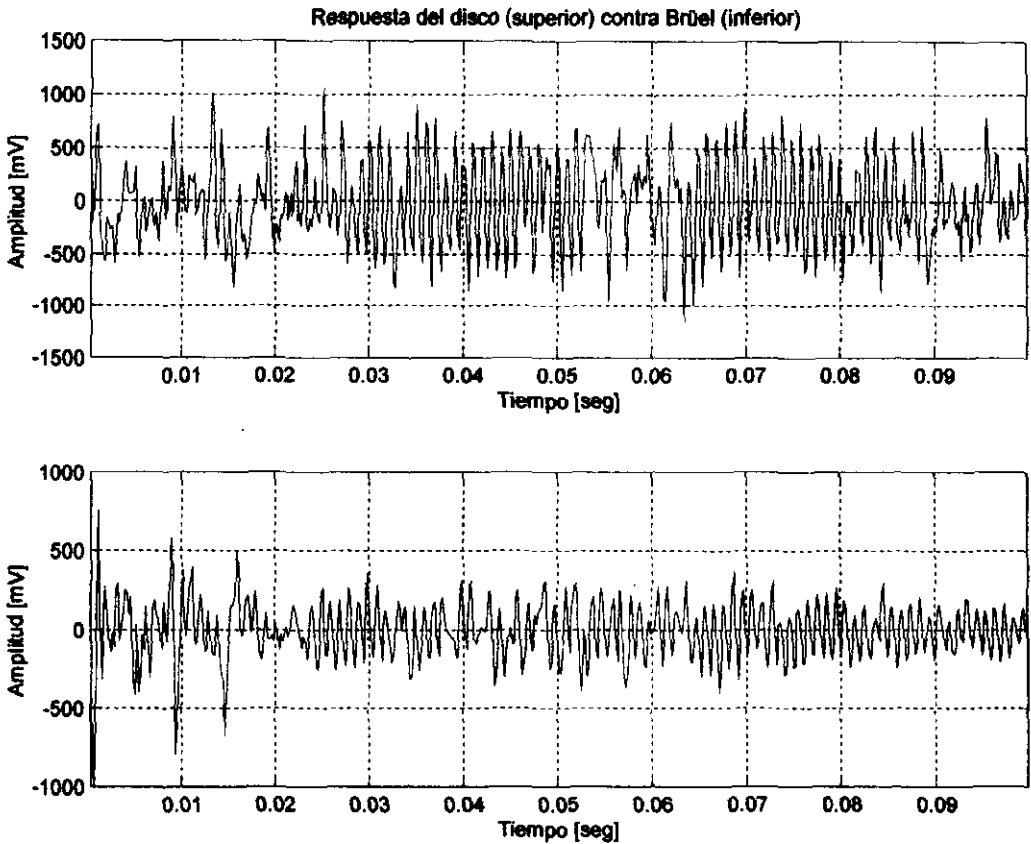




**Figura E.4 Relación Señal a Ruido obtenida para los sistemas Disco y Brüel con una excitación de 2 Volts en la bocina**  
 En este caso, al aumentar el voltaje de la señal a la bocina, la relación Señal-Ruido para nuestro "Disco" resultó mayor que la del "Brüel" para todas las frecuencias, con excepción de los 4000 Hz, donde éste último superó a nuestro sistema. Los niveles obtenidos se incrementaron considerablemente hasta alcanzar un máximo de 48dB.

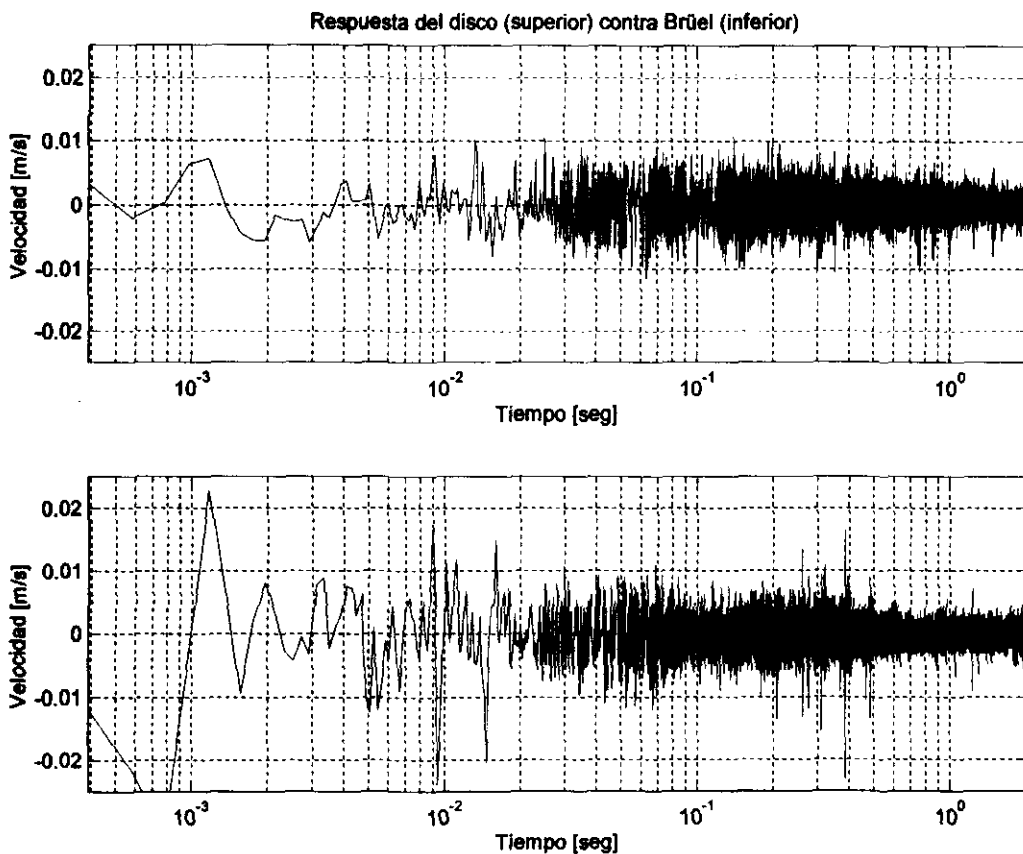


**Figura E.5 Relación Señal a Ruido obtenida para los sistemas Disco y Brüel a 200 Hz con diferentes voltajes en la bocina**  
 Manteniendo una señal eléctrica de frecuencia constante (200 Hz) alimentada a la bocina, se varió la amplitud de esta señal de 0 a 3 Volts, registrándose las relaciones Señal a Ruido mostradas. En este caso, el "Disco" registró un mayor nivel cuando las excitaciones son pequeñas, mientras que el "Brüel" presentó mejor relación a excitaciones elevadas. Sin embargo, el comportamiento de nuestro sistema es casi constante, contrastando con las continuas variaciones del sistema comercial.



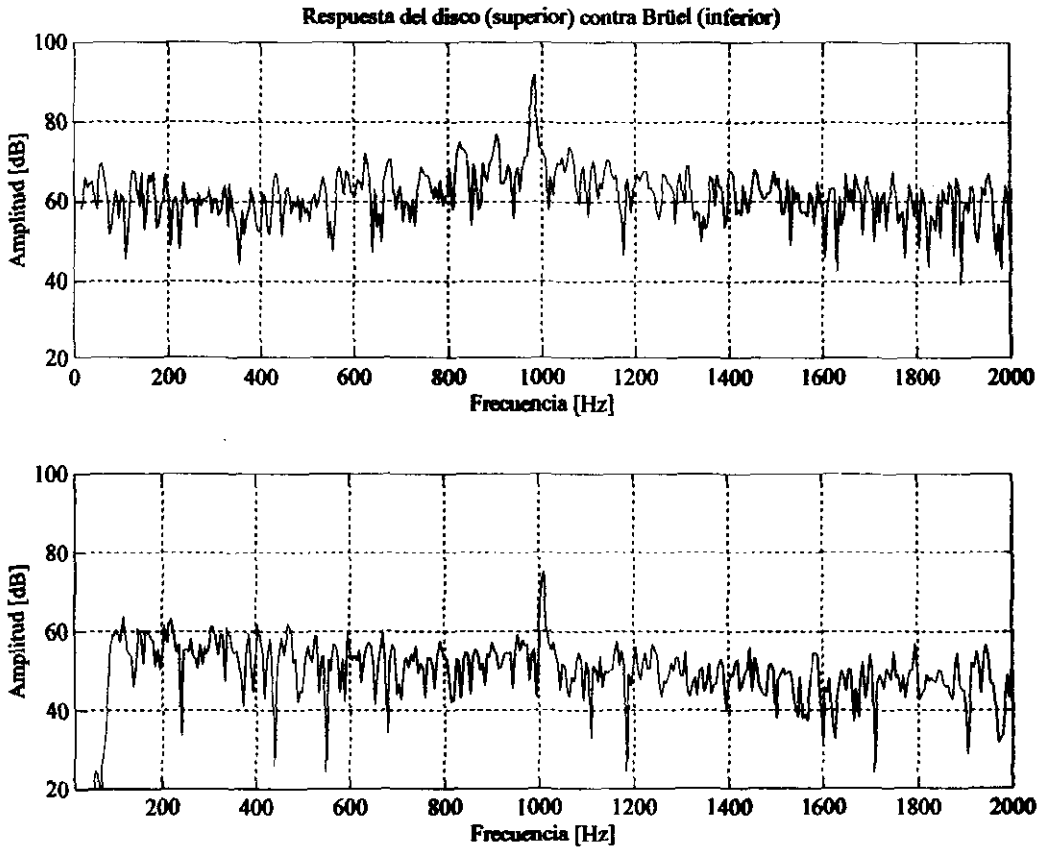
**Figura E.6 Comparación de respuestas con excitación transitoria entre Disco y Brüel**

Se muestran los primeros 0.1 segundos, a partir de la excitación, del movimiento de vibración de una barra de obsidiana, sentido por ambos sistemas. Aunque la amplitud de ambas señales es diferente, el comportamiento es otra vez muy similar. Podemos observar que el tiempo de estabilización del "Brüel" (0.023 segundos) es ligeramente más corto que el del Disco (0.03 segundos). Aún así, la diferencia es mínima y en términos prácticos despreciable.



**Figura E.7 Comparación de respuestas con excitación transitoria entre Disco y Brüel**

Se muestra en forma logarítmica todo el intervalo de captura del movimiento de la barra. En esta comparación se jugó con la amplitud de las señales para que ambas mostraran aproximadamente la misma velocidad y observáramos más claramente el comportamiento de la señal de ambos vibrómetros. La ausencia de varios transitorios (picos de voltaje) en la respuesta del Disco es debida principalmente a las características e intervalo dinámico del Tracking Filter.



**Figura E.8 Comparación de respuestas con excitación transitoria entre Disco y Brüel**

Se muestran los espectros de las señales proporcionadas por ambos sistemas para el intervalo de captura. Se aprecia la frecuencia de resonancia de la barra, que resulta ser de aproximadamente 1 kHz. La diferencia entre los valores de frecuencia detectados por los sistemas puede atribuirse a un efecto del soporte de la barra, que también presentaba cierta vibración al excitarla, lo que creaba un sistema vibrante soporte-barra en conjunto.

*" El que no conoce la Matemática  
muere sin conocer la verdad  
científica "*

Schelbach

# APÉNDICE F

## HOJAS DE ESPECIFICACIONES

*" Y digo yo :  
Que no importa errar lo menos  
si se ha acertado lo más .  
Deja volar alto la fantasía;  
Sin ilusión, la vida ¿ qué sería ? "*

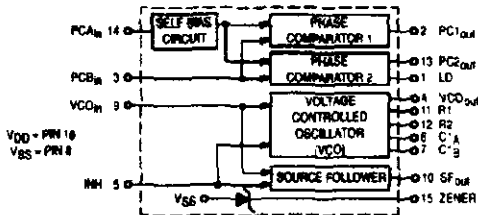
## Phase Locked Loop

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs,  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$ . Input  $PCA_{in}$  can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal  $PC1_{out}$  and maintains 90° phase shift at the center frequency between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals,  $PC2_{out}$  and LD, and maintains a 0° phase shift between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{out}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{in}$  and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source-follower output  $SF_{out}$  with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $INH$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited

**BLOCK DIAGRAM**



## MC14046B



L SUPPFX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUPPFX  
PLASTIC  
CASE 648



DW SUPPFX  
SOIC  
CASE 751G

### ORDERING INFORMATION

MC14046BCP Plastic  
MC14046BCL Ceramic  
MC14046BDW SOIC  
T<sub>A</sub> = -55° to 125°C for all packages.

### PIN ASSIGNMENT

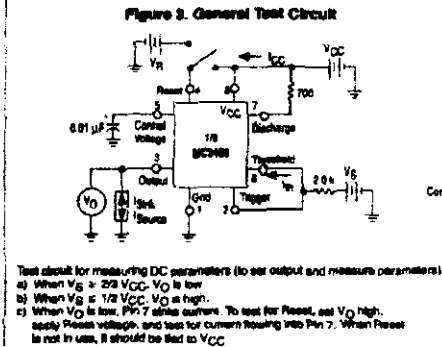
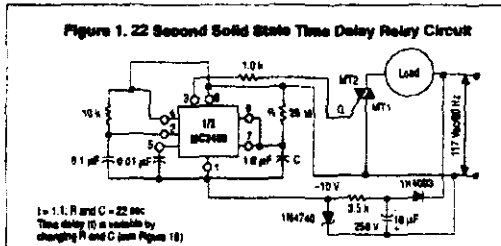
LD	1	16	VDD
PC1 <sub>out</sub>	2	15	ZENER
PCB <sub>in</sub>	3	14	PCA <sub>in</sub>
VCO <sub>out</sub>	4	13	PC2 <sub>out</sub>
INH	5	12	R2
C1A	6	11	R1
C1B	7	10	SF <sub>out</sub>
VSS	8	9	VCO <sub>in</sub>



## Dual Timing Circuit

The MC3456 dual timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor per timer. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor per timer. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200 mA or drive MTTL circuits.

- Direct Replacement for NE555/SE556 Timers
- Timing from Microseconds through Hours
- Operates in Both Astable and Monostable Modes
- Adjustable Duty Cycle
- High Current Output can Source or Sink 200 mA
- Output can Drive MTTL
- Temperature Stability of 0.005% per °C
- Normally "On" or Normally "Off" Output
- Dual Version of the Popular MC1455 Timer



## MC3456

### DUAL TIMING CIRCUIT

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

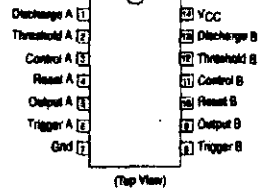
P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646



D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SO-14)



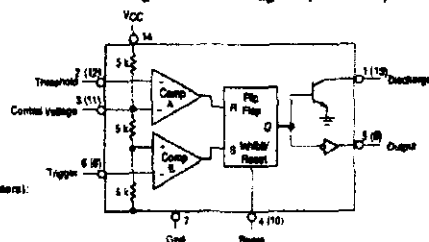
#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3456P	0° to +70°C	Plastic DIP
NE556D		SO-14

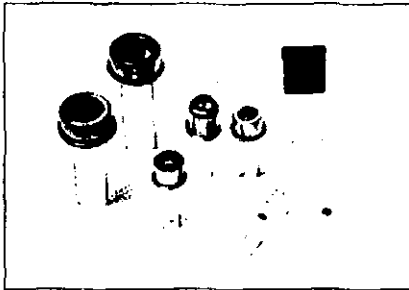
**Figure 2. Block Diagram (1/2 Shown)**





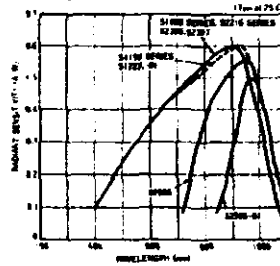
# PIN Silicon Photodiodes

Type No.	Features	Outlines Window Materials	Package	Photosensitive Surface		Spectral Response		Characteristics (at 25°C)				
				Size (mm)	Effective Area (mm <sup>2</sup> )	Range (nm)	Peak Wave- length (nm)	Radiant Sensitivity Typ. (A/W)			Short Circuit Current In. 100 lux	
								Peak Wave- length	635nm He-Ne Laser	635nm GaAs LED	Min. ( $\mu$ A)	Typ. ( $\mu$ A)
S1188-02	Ultra-high speed response	●/K	TO-18 (3 pin)	0.8 dia.	0.5	400-1080	900±50	0.6	0.4	0.6	0.4	0.5
S1188-06				0.4 dia.	0.12						0.1	0.14
S2218-01	Ultra-high speed response, low bias type	●/K	TO-18 (3 pin)	0.8 dia.	0.5	400-1080	900±50	0.6	0.4	0.6	0.4	0.5
S2218-02				0.4 dia.	0.12						0.1	0.14
S1190	High-speed response	●/K	TO-18	1.1 x 1.1	1.2	400-1100	920±50	0.6	0.4	0.6	0.6	1.1
S1190-01	High speed response, lens window	●/L	TO-18 (2 pin)								6	8
S1190-03	High-speed response	●/K	TO-18								0.8	1.1
S1190-04	Low capacitance, lens window	●/L	TO-18				940±50				6	8
S1223	2.4 x 2.8mm sensitive area	●/K	TO-5	2.4 x 2.8	6.6	400-1100	920±50	0.5	0.4	0.6	4	5.5
S1223-01	3.7 x 3.7mm sensitive area			3.7 x 3.7	13.6						8	11
S2508	Visible light cutoff molded resin type	●/R	Molded resin	3 x 3	9	700-1100	950±50	0.55		0.5	4.0	5.5
S2508-01	High sensitivity to ambient fluorescent lighting										840-1100	980±50
S2336	4 element type	●/R	Molded resin	See ● on P.37.		400-1080	900±50	0.6	0.4	0.6	-	-
S2337	6 element type											

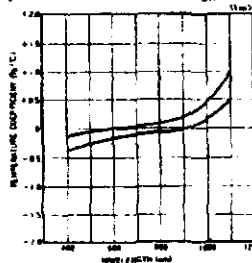


- ⓐ See pages 34 to 37 for outlines.  
Window materials are  
K: Borosilicate glass  
L: Lens type borosilicate glass  
F: Visible light cutoff filter  
R: Resin molding

## • Spectral Response

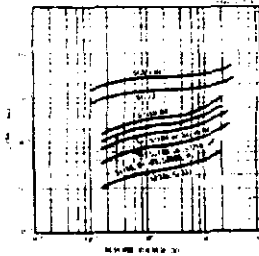


## • Temperature Characteristic of $I_{sc}$

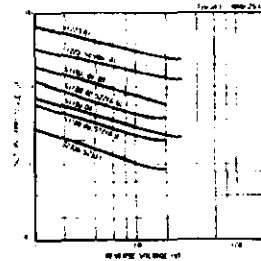


Characteristics (at 25°C)							Maximum Ratings					Type No.
Dark Current $I_d$ Max. (nA)	Temperature Dependence of Dark Current Typ. (Times/°C)	Junction Capacitance C <sub>j</sub> Typ. (pF)	Rise Time $t_r$ R <sub>L</sub> = 50 Ω Typ. (ns)	Cutoff Frequency $f_c$ Typ. (MHz)	NEP Typ. (W/Hz <sup>1/2</sup> )	D* Typ. (cmHz <sup>1/2</sup> /W)	Reverse Voltage V <sub>ymax</sub> (V)	Current I <sub>max</sub> (mA)	Power Dissipation P <sub>max</sub> (mW)	Temperature Range Operating (°C)	Storage (°C)	
2 (V <sub>b</sub> = 20V) 10 (V <sub>b</sub> = 20V)	1.15	4 (V <sub>b</sub> = 20V) 2 (V <sub>b</sub> = 20V)	3 (V <sub>b</sub> = 20V) 0.8 (V <sub>b</sub> = 20V)	80 (V <sub>b</sub> = 20V) 80 (V <sub>b</sub> = 20V)	5 × 10 <sup>-12</sup> (V <sub>b</sub> = 20V) 4 × 10 <sup>-12</sup> (V <sub>b</sub> = 20V)	2 × 10 <sup>15</sup> (V <sub>b</sub> = 20V)	30	0.5	50	-20 - +80	-55 - +100	S1188-02 S1188-06
1 (V <sub>b</sub> = 5V) 0.5 (V <sub>b</sub> = 5V)	1.15	2.5 (V <sub>b</sub> = 5V) 1.5 (V <sub>b</sub> = 5V)	1 (V <sub>b</sub> = 5V)	40 (V <sub>b</sub> = 5V) 20 (V <sub>b</sub> = 5V)	8 × 10 <sup>-12</sup> (V <sub>b</sub> = 5V) 4 × 10 <sup>-12</sup> (V <sub>b</sub> = 5V)	2 × 10 <sup>15</sup> (V <sub>b</sub> = 5V)	30	0.5	50	-20 - +80	-55 - +100	S2216-01 S2216-02
2 (V <sub>b</sub> = 10V)	1.15	8 (V <sub>b</sub> = 10V)	3 (V <sub>b</sub> = 10V)	30 (V <sub>b</sub> = 10V)	6 × 10 <sup>-14</sup> (V <sub>b</sub> = 10V)	2 × 10 <sup>12</sup> (V <sub>b</sub> = 10V)	20	0.5	50	-30 - +80	-55 - +100	S1189 S1189-01 S1189-03
2 (V <sub>b</sub> = 10V)	1.15	3 (V <sub>b</sub> = 10V)	1 (V <sub>b</sub> = 10V)	30 (V <sub>b</sub> = 10V)	1.5 × 10 <sup>-14</sup> (V <sub>b</sub> = 10V)	2 × 10 <sup>12</sup> (V <sub>b</sub> = 10V)	30	0.5	100	-20 - +80	-55 - +100	S1189-04
10 (V <sub>b</sub> = 20V) 20 (V <sub>b</sub> = 20V)	1.15	13 (V <sub>b</sub> = 20V) 25 (V <sub>b</sub> = 20V)	5 (V <sub>b</sub> = 20V) 18 (V <sub>b</sub> = 20V)	30 (V <sub>b</sub> = 20V) 30 (V <sub>b</sub> = 20V)	7 × 10 <sup>-12</sup> (V <sub>b</sub> = 20V) 1 × 10 <sup>-12</sup> (V <sub>b</sub> = 20V)	8 × 10 <sup>12</sup> (V <sub>b</sub> = 20V)	30	0.5	100	-20 - +80	-55 - +100	S1223 S1223-01
10 (V <sub>b</sub> = 12V)	1.15	16 (V <sub>b</sub> = 12V)	50 (V <sub>b</sub> = 12V)	25 (V <sub>b</sub> = 12V)	1 × 10 <sup>-13</sup> (V <sub>b</sub> = 12V)	3 × 10 <sup>15</sup> (V <sub>b</sub> = 12V)	35	0.5	150	-25 - +80	-40 - +100	S2588 S2588-01
0.2 (V <sub>b</sub> = 10V)	1.15	1 (V <sub>b</sub> = 10V)	1 (V <sub>b</sub> = 10V)	-	-	-	20	0.5	10	-20 - +80	-40 - +100	S2336 S2337

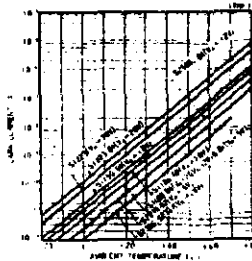
• Dark Current vs. Reverse Voltage



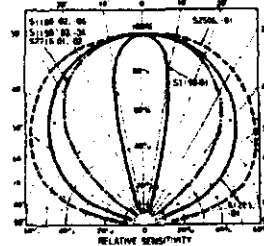
• Junction Capacitance vs. Reverse Voltage



• Dark Current vs. Temperature



• Directivity



# XR-215

## Monolithic Phase-Locked Loop

The XR-215 is a highly versatile monolithic phase-locked loop (PLL) system designed for a wide variety of applications in both analog and digital communication systems. It is especially well suited for FM or FSK demodulation, frequency synthesis and tracking filter applications. The XR-215 can operate over a large choice of power supply voltages ranging from 5 volts to 26 volts and a wide frequency band of 0.5 Hz to 35 MHz. It can accommodate analog signals between 300 microvolts and 3 volts and can interface with conventional DTL, TTL and ECL logic families.

Figure 1 contains a functional block diagram of the XR-215 monolithic PLL system. The circuit consists of a balanced phase comparator, a highly stable voltage-controlled oscillator (VCO) and a high speed operational amplifier. The phase comparator outputs are internally connected to the VCO inputs and to the non-inverting input of the operational amplifier. A self-contained PLL system is formed by simply ac coupling the VCO output to either of the phase comparator inputs and adding a low-pass filter to the phase comparator output terminals.

The VCO section has frequency sweep, on-off keying, sync, and digital programming capabilities. Its frequency is highly stable and is determined by a single external capacitor. The operational amplifier can be used for audio preamplification in FM detector applications; or, as a high speed sense amplifier (or comparator) in FSK demodulation.

### FEATURES

Wide Frequency Range: 0.5 Hz to 35 MHz  
 Wide Supply Voltage Range: 5V to 26V  
 Digital Programming Capability  
 DTL, TTL and ECL Logic Compatibility  
 Wide Dynamic Range: 300  $\mu$ V to 3V  
 ON-OFF Keying and Sweep Capability  
 Wide Tracking Range: Adjustable from  $\pm 1\%$  to  $\pm 50\%$   
 High-Quality FM Detection: Distortion 0.15%  
 Signal/Noise 65dB

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26 volts
Power Dissipation	750 mW
Derate above +25°C	5 mW/°C
Temperature Storage	-65°C to +150°C

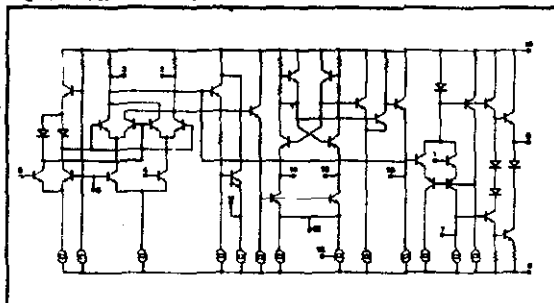
### APPLICATIONS

FM Demodulation  
 Frequency Synthesis  
 FSK Coding/Decoding (MODEM)  
 Tracking Filters  
 Signal Conditioning  
 Tone Decoding  
 Data Synchronization  
 Telemetry Coding/Decoding  
 FM, FSK and Sweep Generation  
 Crystal Controlled Detection  
 Wideband Frequency Discrimination  
 Voltage-to-Frequency Conversion

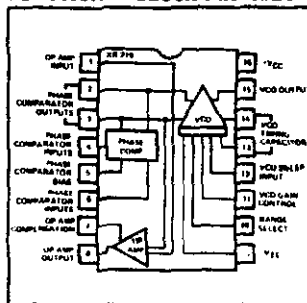
### AVAILABLE TYPE

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-215CN	Ceramic	0°C to 75°C

### EQUIVALENT SCHEMATIC



### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



# MAXIM

## 3 1/2 Digit A/D Converter With Display Hold

### General Description

The Maxim ICL7116 and ICL7117 are 3 1/2 digit monolithic analog to digital converters. They differ from the Maxim ICL7106 and ICL7107 in that the ICL7116 and ICL7117 have a Hold pin which makes it possible to hold or "freeze" a reading. These integrating A/D converters have very high input impedances and directly drive LCD (ICL7116) and LED (ICL7117) displays.

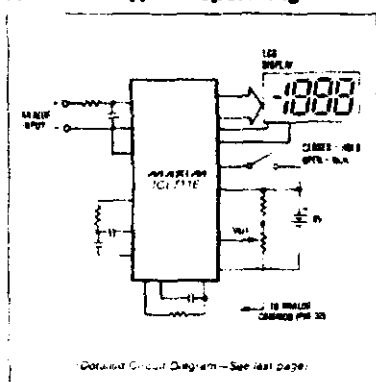
Versatility and accuracy are inherent features of these converters. The dual-slope conversion technique automatically rejects interference signals common in industrial environments. The true differential input is particularly useful when making ratio-metric measurements (ohms or bridge transducers). Maxim has added a zero-integrator phase to the ICL7116 and ICL7117, eliminating overrange hangover and hysteresis effects. Finally, these devices offer high accuracy by lowering rollover error to less than one count and zero reading drift to less than 1 $\mu$ V/°C.

### Applications

These devices can be used in a wide range of digital panel meter applications. Most applications, however, involve the measurement and display of analog data:

Pressure	Conductance
Voltage	Current
Resistance	Speed
Temperature	Material Thickness

### Typical Operating Circuit



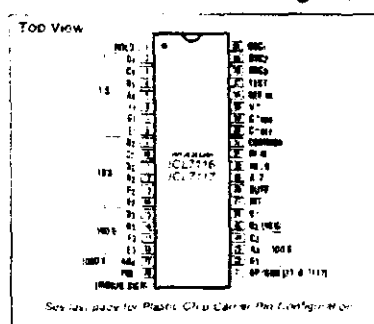
### Features

- Improved 2nd Source! (See 3rd page for "Maxim Advantage™").
- Hold Pin Allows Indefinite Display Hold
- Guaranteed First Reading Recovery from Overrange
- On Board Display Drive Capability — No External Circuitry Required: LCD-ICL7116, LED-ICL7117
- High Impedance CMOS Differential Inputs
- Low Noise (< 15 $\mu$ V p-p) Without Hysteresis or Overrange Hangover
- Clock and Reference On-Chip
- Zero Input Gives Zero Reading
- True Polarity Indication for Precision Null Applications

### Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PACKAGE
ICL7116CPL	0°C to 70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7116CUL	0°C to 70°C	40 Lead Cardip
ICL7116CO	0°C to 70°C	44 Lead Plastic Chip Carrier
ICL7116CO-D	0°C to 70°C	Dice
ICL7117CPL	0°C to 70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7117CUL	0°C to 70°C	40 Lead Cardip
ICL7117CO	0°C to 70°C	44 Lead Plastic Chip Carrier
ICL7117CO-D	0°C to 70°C	Dice

### Pin Configuration



The Maxim Advantage™ signal is an approved quality level. All products sold by Maxim offer a second level of quality that is subject to the following: due to the high performance characteristics of the product, test conditions of many parameters and process variations, which demand that the test equipment be used without changing the test results.

## LF155/LF156/LF157 Series Monolithic JFET Input Operational Amplifiers

### General Description

These are the first monolithic JFET input operational amplifiers to incorporate well matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (Bi-FET™ Technology). These amplifiers feature low input bias and offset currents/low offset voltage and offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection. The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise corner.

### Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFETs allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low 1/f corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (5,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

### Applications

- Precision high speed integrators
- Fast D/A and A/D converters
- High impedance buffers
- Wideband, low noise, low drift amplifiers
- Logarithmic amplifiers

- Photocell amplifiers
- Sample and Hold circuits

### Common Features

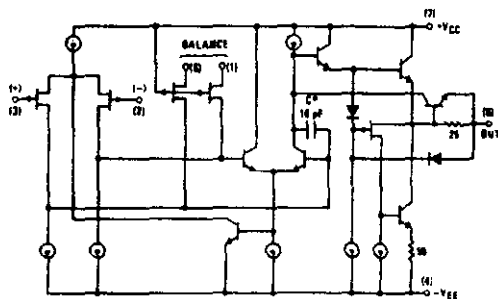
(LF155A, LF156A, LF157A)

- Low input bias current 30 pA
- Low Input Offset Current 3 pA
- High input impedance  $10^{12} \Omega$
- Low input offset voltage 1 mV
- Low input offset voltage temp. drift  $3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Low input noise current  $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- High common-mode rejection ratio 100 dB
- Large dc voltage gain 106 dB

### Uncommon Features

	LF155A	LF156A	LF157A ( $A_V = 5$ )	Units
■ Extremely fast settling time to 0.01%	4	1.5	1.5	$\mu\text{s}$
■ Fast slew rate	5	12	50	$\text{V}/\mu\text{s}$
■ Wide gain bandwidth	2.5	5	20	MHz
■ Low input noise voltage	20	12	12	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

### Simplified Schematic



ZLH/5646-1

## LM359 Dual, High Speed, Programmable, Current Mode (Norton) Amplifiers

### General Description

The LM359 consists of two current differencing (Norton) input amplifiers. Design emphasis has been placed on obtaining high frequency performance and providing user programmable amplifier operating characteristics. Each amplifier is broadbanded to provide a high gain bandwidth product, fast slew rate and stable operation for an inverting closed loop gain of 10 or greater. Pins for additional external frequency compensation are provided. The amplifiers are designed to operate from a single supply and can accommodate input common-mode voltages greater than the supply.

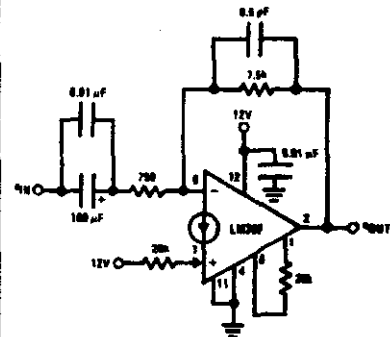
### Applications

- General purpose video amplifiers
- High frequency, high Q active filters
- Photo-diode amplifiers
- Wide frequency range waveform generation circuits
- All LM3590 AC applications work to much higher frequencies

### Features

- User programmable gain bandwidth product, slew rate, input bias current, output stage biasing current and total device power dissipation
- High gain bandwidth product ( $I_{SET} = 0.5 \text{ mA}$ )  
400 MHz for  $A_V = 10$  to 100  
30 MHz for  $A_V = 1$
- High slew rate ( $I_{SET} = 0.5 \text{ mA}$ )  
60 V/ $\mu\text{s}$  for  $A_V = 10$  to 100  
30 V/ $\mu\text{s}$  for  $A_V = 1$
- Current differencing inputs allow high common-mode input voltages
- Operates from a single 5V to 22V supply
- Large inverting amplifier output swing, 2 mV to  $V_{CC} - 2V$
- Low spot noise, 6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , for  $f > 1 \text{ MHz}$

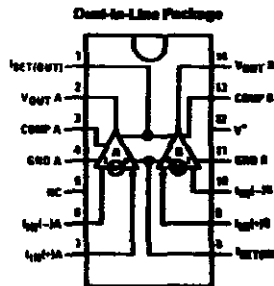
### Typical Application



TL797768-1

- $A_V = 20 \text{ dB}$
- -3 dB bandwidth = 2.5 Hz to 25 MHz
- Differential phase error < 1° at 3.58 MHz
- Differential gain error < 0.5% at 3.58 MHz

### Connection Diagram



Top View

TL797768-2

Order Number LM359A, LM35982 or LM3599N  
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

## LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

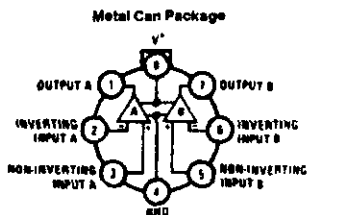
### Advantages

- Two internally compensated op amps in a single package
- Eliminates need for dual supplies
- Allows directly sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

### Features

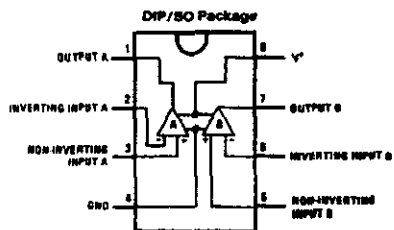
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz  
(temperature compensated)
- Wide power supply range:
  - Single supply 3V to 32V
  - or dual supplies  $\pm 1.5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500  $\mu A$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to  $V^+ - 1.5V$

### Connection Diagrams (Top Views)



TL1417767-1

Order Number LM158AH, LM158AH/883\*,  
LM158H, LM158H/883\*, LM258H or LM358H  
See NS Package Number H08C



TL1417767-2

Order Number LM158J, LM158J/883\*,  
LM158AJ or LM158AJ/883\*  
See NS Package Number J08A  
Order Number LM258M, LM358AM or LM2904M  
See NS Package Number M08A  
Order Number LM358AH, LM358H or LM2904H  
See NS Package Number H08E

\*LM158 is available per SMD #5962-8771001  
LM158A is available per SMD #5962-8771002

## LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

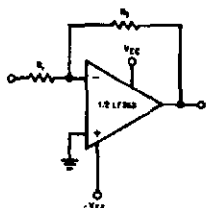
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (Bi-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

### Features

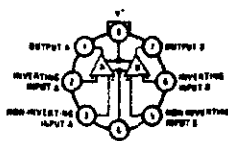
- |  |                    |
|--|--------------------|
| ■ Internally trimmed offset voltage  | 10 mV              |
| ■ Low input bias current   | 50pA               |
| ■ Low input noise voltage  | 25 nV/√Hz          |
| ■ Low input noise current  | 0.01 pA/√Hz        |
| ■ Wide gain bandwidth  | 4 MHz              |
| ■ High slew rate   | 13 V/μs            |
| ■ Low supply current   | 3.6 mA             |
| ■ High input impedance   | 10 <sup>12</sup> Ω |
| ■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$ , $R_L = 10k$ , $V_O = 20V_{p-p}$ , $BW = 20$ Hz-20 kHz | <0.02%             |
| ■ Low 1/f noise corner   | 50 Hz              |
| ■ Fast setting time $t_D$ 0.01%  | 2 μs               |

### Typical Connection



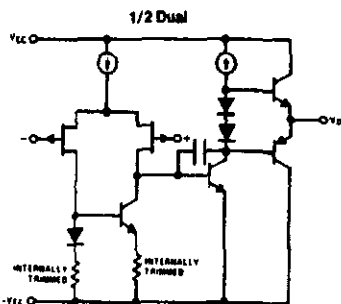
### Connection Diagrams

#### Metal Can Package (Top View)

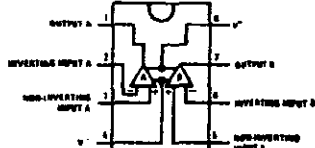


Order Number LF353H  
See NS Package Number H09A

### Simplified Schematic



#### Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353M or LF353N  
See NS Package Number M06A or M06E

TU/MS448-1



## LF147/LF347 Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers

### General Description

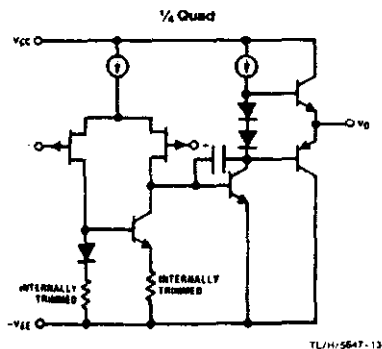
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET J<sup>TM</sup> technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

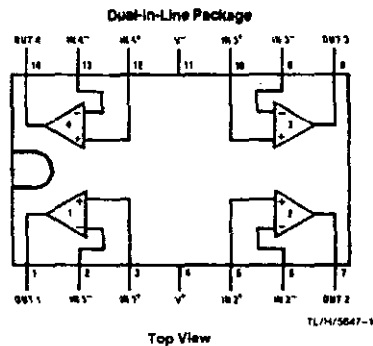
### Features

- Internally trimmed offset voltage 5 mV max
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise current 0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/ $\mu\text{s}$
- Low supply current 7.2 mA
- High input impedance  $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20$  Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2  $\mu\text{s}$

### Simplified Schematic



### Connection Diagram



Order Number LF147J, LF347M, LF347BN,  
LF347N, LF147D/883 or LF147J/883\*  
See NS Package Number D14E, J14A, M14A or N14A

\*Available per SMD #8\*02306, J438510/11906

# Digital Real-Time Oscilloscopes

## TDS 210 and TDS 220

■ ■ ■

### Features

- 60 MHz or 100 MHz
- 8 bit Vertical Resolution
- Sample, Average and Peak Detect
- Cursor Readout
- Two Input Channels Plus External Trigger
- 2 SK Record Length
- 1 GS/s Sample Rate
- Dual Timebase
- AutoSet
- Two Waveform and Five Setup Memories
- Automatic Measurements
  - Period, Frequency, Cycle RMS, Mean, Peak to Peak
- Multi-Language User Interface
- RS-232, GPIB Module
- Printer Port Module
- $\pm 0.01\%$  Horizontal Accuracy
- Edge Video, Set to 50% Triggering

A

### Applications

- Manufacturing
- Education
- Service/Repair Providers
- Trigger Type: Edge (Rising or Falling), Video Set to 50%

ISO 9001

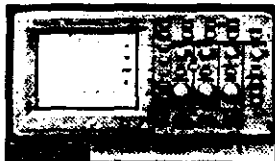
Product(s) comply with ISO Standard 4001-1:1987, and with Tektronix Standard Codes and Formats.

See Tektronix on the World Wide Web:

<http://www.tki.com>

ISO 9001

Tektronix Measurement products are manufactured in ISO registered facilities.



### SAVE TIME, SAVE MONEY WITH DIGITAL SCOPES

The TDS 200 Series offers unprecedented high performance and affordability in a digital benchtop oscilloscope. The analog-like user interface of the TDS 200 Series offers responsive direct access controls and a "flat" menu structure. This provides established analog users an easy transition to digital technology. The TDS 200 Series delivers a benchtop oscilloscope that takes up significantly less bench space, provides portability benefits, and still offers the power of Digital Real-Time technology.

### Characteristics

#### SIGNAL ACQUISITION SYSTEM

Sensitivity (with calibrated fine adjustment): 10 mV to 5 V/div at full bandwidth; 2 mV to 5 mV/div at 20 MHz.

Vertical Zoom: Vertically expand or compress a live or stopped waveform.

#### TIME BASE SYSTEM (MAIN AND WINDOW)

Horizontal Zoom: Horizontally expand or compress a live or stopped waveform.

Time/Division Range: 5 ns to 5 s/div.

#### TRIGGERING SYSTEM (MAIN ONLY)

Trigger Modes: Auto, Normal, Single Sweep.

Trigger Source: CH1, CH2, Ext, Ext/5.

Trigger View: Displays trigger signal while trigger view button depressed.

#### WAVEFORM PROCESSING

Arithmetic Operators: Add, Subtract, Invert.

Source: CH1, CH2.

DISPLAY SYSTEM  
Refresh: Backlit LCD with adjustable multi-level contrast.

Media: Vector, Dots, Dot Persistence.

Format: YT and XY.

#### VIDEO HARD COPY EXTENSION MODULE

Includes: Centronics-type parallel port.

#### TELECOM COMMUNICATIONS EXTENSION MODULE

Includes: Centronics, GPIB and RS232 Ports.

#### ENVIRONMENTAL AND SAFETY

##### Temperature:

Operating: 0 to +50° C.

Non-operating: -20 to +60° C.

##### Humidity:

Up to 90% RH at or below +40° C.

Up to 60% RH from 41 to 50° C.

(operating and non-operating)

##### Altitude:

Operating: Up to 2000 m

Nonoperating: Up to 15,000 m

##### Electromagnetic Immunity: Meets

Directive 89/336/EEC for Electromagnetic

Compatibility, FCC Code of Federal Regulations, 47 CFR, Part 15, Subpart B, Class A.

Safety: UL 3111, EN61010, CAN/CSA-C22.2 No. 1010.1-92.

### PHYSICAL CHARACTERISTICS

Dimension	mm	in.
Width:	304.8	12.0
Height:	151.4	5.96
Depth:	120.7	4.75
Weight	kg	lb.
Oscilloscope only:	1.5	3.25
with accessories:	1.7	3.75

### ORDERING INFORMATION

#### TDS 210/TDS 220 DIGITAL REAL-TIME

##### OSCILLOSCOPES

Includes: Two each PB1120 100 MHz 10X Passive Probe, User Manual - English, Power Cord - U.S., NIST-Tracesable Certificate of Calibration.

Warranty Information: Three year warranty covering all labor and parts, excluding probes.

ACCESS: Soft Carrying Case

##### MANUALS

Service Manual: (TDS 210 and TDS 220)

English only (070-9003-00)

#### TELECOM Programmer's Manual:

English only (070-0576-00)

##### SOFTWARE

SOFTWARE: WaveStar(R) Waveform Capture Software

##### ACCESSORY CABLES

9-pin: 1 m (3.3 ft) (012-0901-01)

2 m (6.6 ft) (012-0901-00)

90-232: 9-pin female to 9-pin female connectors,

null modem. 76 in. (1.9 m), for AT style computers (012-1379-00)

9-pin female to 25-pin female connectors, null modem. 76 in. (1.9 m), for PC style computers (012-1380-00)

9-pin female to 25-pin male connectors, null modem. 9 ft (2.7 m), for serial interface printers (012-1290-00)

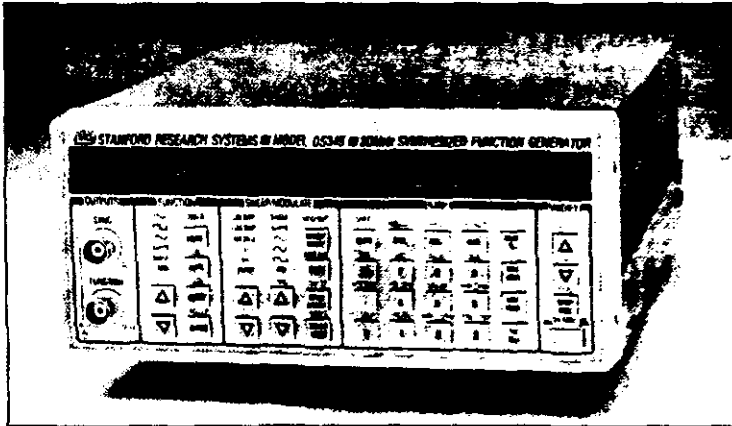
9-pin female to 25-pin male connectors, 15 ft (4.6 m), for modems (012-1241-00)

##### Connectors:

25-pin male to 36-pin Centronics. 2.4 m (8 ft), for parallel printer interfaces (012-1214-00)

# Synthesized Function Generator

## Model DS345 — 30 MHz Function & Arbitrary Waveform Generator



- Frequency Output from 1  $\mu$ Hz to 30.2 MHz
- 16,300 Point Arbitrary Waveforms
- Sine, Square, Ramp and Noise Output
- 10 V (peak-peak) Output into 50 $\Omega$
- 1  $\mu$ Hz Frequency Resolution
- Phase Continuous Frequency Sweeps
- AM, FM, and Phase Modulation
- Optional RS-232, GPIB interfaces

### DS345 Overview

The DS345 is a full featured 30 MHz synthesized function generator. Using an innovative Direct Digital Synthesis (DDS) architecture, the DS345 provides outputs of high spectral purity, outstanding frequency and phase agility, and remarkably versatile modulation and arbitrary waveform capability.

#### Versatile Outputs

The standard waveforms—sine, square, ramp and triangle, are all available with 1  $\mu$ Hz frequency resolution. You can generate sine and square waves up to 30.2 MHz or ramps and triangles up to 100 kHz. All functions can be swept over their full frequency range both linearly and logarithmically. There is even a wideband 10 MHz white noise source. With direct digital synthesis, frequency changes are fast (only 25 ns) and are made with no loss of phase continuity.

#### Arbitrary Waveforms

DDS also gives the DS345 the ability to generate fast,

high resolution arbitrary waveforms. Arbitrary waveforms up to 16k points long, with 12 bits of vertical resolution, can be stored and output at sample rates of up to 40 Msamples/s. Powerful PC software to aid in designing and downloading arbitrary waveforms is also available.

#### Complex Modulation Patterns

The DS345 has unparalleled modulation capabilities. All functions may be modulated in frequency, amplitude, or phase by an internal digitally synthesized modulation source. The internal source provides standard modulation patterns or can be programmed for arbitrary modulation waveforms. Output signals can also be amplitude modulated by an external source.

#### The Competitive Choice

The DS345 provides all the features of traditional function generators, sweep generators, and arbitrary waveform generators with no compromise in performance or ease of use. And because it uses Direct Digital

### Model DS345

# Brüel&Kjaer

## 2033 FFT Spectrum Analyzer

### Specifications 2033

<p><b>Input Characteristics:</b> <b>Input:</b> either "Direct Input" or standard 8 &amp; K 7 pin "Pre-amplifier Input" <b>Input Impedance:</b> "Direct Input" 1M<math>\Omega</math>//100 pF <b>Maximum Input Voltage:</b> 2033 is a Safety Class II instrument (IEC 348). For safe operation in accordance with IEC 348, the voltage of the signal or signal ground relative to earth must not exceed 42V RMS (pk-pk). To ensure safe operation within IEC 348 at higher voltages, the user must limit all input currents to 0,7 mA peak. <b>Sensitivity:</b> 11 full scale sensitivity ranges (overload limit of ADC), 10 dB steps from 66 dB to 186 dB RMS re 1 <math>\mu</math>V (line) <b>Input Attenuator:</b> 0 to 100 dB in 10 dB steps, accurate to <math>\pm</math> 0,1 dB <b>Gain Control:</b> 0 to 10 dB <b>Sensitivity Adjustment (Direct):</b> +4,7 dB to -10 dB <b>Sensitivity Adjustment (Preamp.):</b> +4,7 dB to -10 dB</p>	<p><b>Amplitude Reference:</b> 100 dB referred to 1 <math>\mu</math>V. Frequency: 64% of selected baseband full scale frequency <b>Antialiasing Filters:</b> 11 filters automatically selected with baseband frequency range. Max. <math>\pm</math> 0,2 dB ripple in the pass-band, 113 dB/oct roll off. Provides at least 70 dB attenuation of any components in the input signal having frequencies higher than 1,56 the baseband full scale frequency. The filters can be bypassed, if required. <b>Sampling:</b> 2,56 <math>\times</math> baseband full scale frequency, automatically selected with the baseband frequency range for internal sampling. External sampling sets the baseband full scale frequency to 1/2,56 of the external sampling rate. <b>Analog to Digital Conversion:</b> 12-bit two's complement, quantizing error maximum <math>\pm</math> 1/2 LSB <b>Overload Indicator:</b> indicates overload in either the input amplifier or the ADC. <b>Upper 10 dB Indicator:</b> indicates when either the input amplifier or the ADC is</p>	<p>operating in the upper 10 dB of its dynamic range</p> <p><b>Analytic Characteristics:</b> <b>Baseband Mode:</b> <b>Full Scale Frequency:</b> 10 Hz to 20 kHz selectable in a 1 : 2 : 5 sequence <b>Real Time Frequency Range:</b> &gt; 2 kHz <b>Number of Synthesised Filters:</b> 400, generated from 1024 input samples <b>Filter Spacing, <math>\beta</math>:</b> reciprocal of the input time function duration, or the full scale frequency/400 <b>Overlap:</b> with free running trigger selected the instantaneous spectrum is updated at least 5 times a second <b>High Resolution Mode:</b> <b>Frequency Span:</b> one tenth of the selected baseband full scale frequency, 1 Hz to 2 kHz selectable in a 1 : 2 : 5 sequence. Frequency span centre frequency is selectable in steps of 1/400 th of the baseband full scale frequency within the baseband frequency range, via the line selector</p>
--	--	--

# Spectrum Analyzers

2712 • 2711



## Features

### 2712

- High Value, Low Cost
- $5 \times 10^{-7}$  Frequency Accuracy
- Sensitivity to  $-139$  dBm ( $-92$  dBmV) with Built-in Preamplifier
- Internal Frequency Counter
- 4 Traces Digital Plus True Analog Display
- 124 K of RAM
- Easy to Use
- Dedicated Numeric Keypad Plus Logically Grouped Menu Keys
- Powerful Built-in Measurement Routines
- EMC Measurements with Optional Quasi-peak Detector
- Swept Measurements to 1.8 GHz with Optional Internal or External Tracking Generator
- UL Listed 1244, Certified CSA C22.2 No. 231-M89

### 2711

- Economical, Can Be Configured to Meet Most Budgets
- High Portability
- Internal or External Tracking Generator Option
- Internal Frequency Counter (Option 02)
- GPIB or RS-232 Interface Option
- Excellent Frequency Accuracy and Sensitivity
- 3-Control Operation for Most Measurements
- UL Listed 1244, CSA Bulletin 5568

For your local Tektronix representative see the list in the back of this catalog or outside the U.S. call: 1-803-427-1833, inside the U.S. call: 1-800-426-2200.



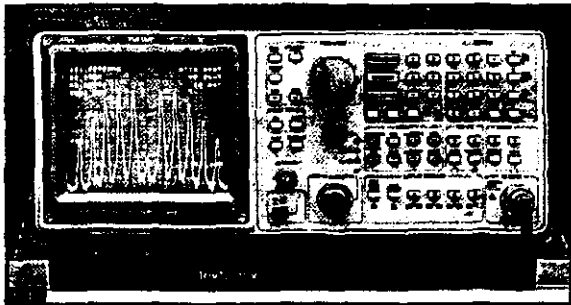
2712, 2711 Option 03 comply with IEEE Standard 488.1-1987, and with Tektronix Standard Cables and Formats



See Tektronix on the World Wide Web: <http://www.tek.com>



Tektronix Measurement products are manufactured in ISO registered facilities.



## 2712 Spectrum Analyzer

The Tektronix 2712 Spectrum Analyzer provides excellent RF performance, a built-in frequency counter, full programmability, digital and true analog displays, high portability, enough non-volatile memory for 108 saved displays, and much more.

A straightforward human interface, with conveniently-grouped, dedicated front-panel keys and simple, menu-driven functions makes the 2712 easy to learn and use. You can set frequency, span, and reference level directly from the front panel. A real-time clock provides an on-screen date and time display, plus date/time stamp capability for waveform printouts.

Frequency-corrected tuning and phaselock stabilization enhance the ability to resolve close-in signals and reliably demodulate narrowband signals. Sensitivity up to  $-127$  dBm ( $-80$  dBmV) at 300 Hz resolution bandwidth (RBW) lets you see weak signals. The built-in preamp can improve sensitivity another 12 dB, up to  $-139$  dBm ( $-92$  dBmV). Up to 80 dB on-screen dynamic range ensures visibility of weak signals in the presence of strong ones.

A 300 Hz RBW filter with a shape factor  $\leq 7:1$  means you'll see many close-in sidebands and spurious or unexpected signals you might otherwise miss. At the other end of the spectrum the 5 MHz RBW filter is useful when demodulating wideband signals such as actively modulated video carriers.

The built-in signal counter, with 0.5 ppm  $\pm 10$  Hz accuracy, offers added power for rapidly identifying signals. The capability to choose between digital and true analog displays lets you examine signals for characteristics that are not visible on digital-only displays.

Sweep speeds of 1  $\mu$ s/div, TV Line and TV Field triggering, an internal audio amplifier and AM/FM detectors, and the optional Video Monitor Mode all make video communications measurements easier.

Bandwidth, Carrier-to-Noise, Noise Power, Signal Search, and FM Deviation modes provide additional measurement power and convenience. Occupied Bandwidth Mode, with percent settable from 1 to 99%, aids in broadcast and radio measurements.

The optional internal or external tracking generator provides high dynamic range swept measurements to 1.8 GHz.

### EMC MEASUREMENT

To help simplify your EMC measurements, the 2712 offers an optional quasi-peak detector, EMF resolution bandwidth filters, and fully corrected E-field intensity measurements to assist in pre-certification and troubleshooting. EMC ancillary devices are available to provide a complete measurement solution. See page 210.

*Continued on next page.*

## Laser Velocity-Transducer Set — Type 3544

### USES

- For non-contact measurement of vibration velocity and displacement
- For vibration measurements on light structures (e.g. loudspeaker diaphragms)
- For measurements of impacts
- For lateral and axial vibration measurements on rotating components (e.g. on rotating machinery)
- For vibration measurements on small structures (e.g. on the tops of engine valves)
- For vibration measurements on delicate structures (e.g. optical devices such as mirrors)
- For relative vibration measurements (e.g. on board ships, aircraft and cars)
- For vibration measurements in any direction

- For vibration measurements on hot structures (e.g. engine exhausts)
- For vibration measurements on rubber and other soft materials

### FEATURES

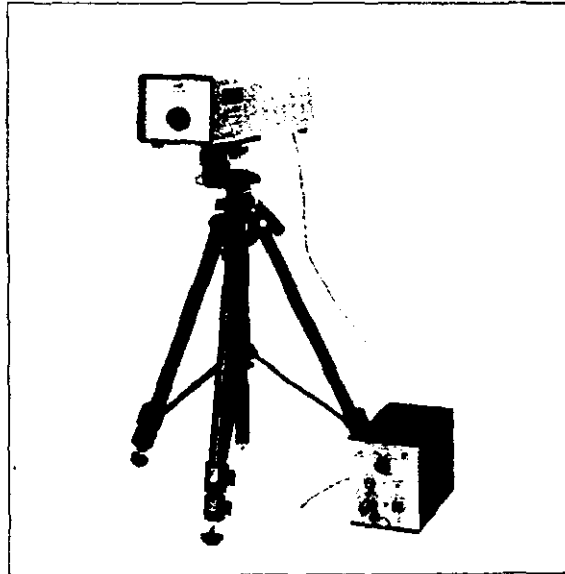
- Dynamic range up to 70 dB (narrow-band)
- Frequency range from 0Hz to 20kHz (velocity)
- Remote measurements at up to 0.8 metre
- Safe operation (Laser Class II)
- Simple and quick to use
- Compact, light and portable
- Battery operated
- Built-in integrator for displacement measurement

There will always be applications where it is impossible or undesirable to mount a vibration transducer onto a vibrating object. It is for these occasions that Brüel & Kjær, in conjunction with The Institute of Sound and Vibration Research (ISVR) at Southampton University, England, has designed the Laser Velocity-Transducer Set Type 3544. Its simplicity of use and rugged construction means that the user need not be concerned with the state-of-the-art in our technology used to make the measurement: to the user, 3544 is simply a highly accurate and versatile vibration transducer.

### Introduction

The Laser Velocity Transducer Set Type 3544 consists of the Laser Velocity-transducer Type 8323 and the Power Supply Type 2315. By simply attaching a small piece of retroreflective tape to the surface of the vibrating object, and aiming the 8323 at it, vibration velocity and displacement at that point can be measured.

Type 3544 has been developed to meet the requirement of today's industries for a method of measuring vibration velocity *without* contacting the vibrating surface.



#### Operating distance

The Laser Velocity-transducer Type 8323 can be positioned between 20 and 100 cm from the target for optimum measurements.

#### Fully portable

The Power Supply Type 2815 accepts the battery box QB0040, containing twelve 1.2V rechargeable batteries. The 3544 comes complete with a sturdy carrying case containing all accessories.

#### Safety

The laser used in 3544 is safe. It conforms to Laser Class II of BS4803, IEC825, and ANSI136.1 (1980). This means it is not dangerous to acciden-

tally catch the beam momentarily in the eye. However, the beam should not be stared into directly.

#### Measurement ranges

Type 3544 is a vibration velocity measurement device. When used with a narrow-band analyzer it can measure velocities, and corresponding displacements, from 20  $\mu\text{m/s}$  up to 1 m/s at frequencies from 0 Hz (not in displacement mode) to 20 kHz, as shown in Fig.3.

#### Application Areas

Type 3544 is not designed to replace the accelerometer as the everyday all-purpose vibration transducer. It is de-

signed for use in all those applications where an accelerometer cannot be used. Some typical applications are measurements on:

Light structures, hot structures, inaccessible parts, surfaces which must not be marked, very small surfaces, high voltage surfaces, radioactive surfaces, living tissues, wet surfaces, rotating surfaces (sides or ends of shafts), machines which would otherwise have to be stopped to attach an accelerometer (no down-time required if paint is applied to the rotating shaft), continuous surfaces moving with constant velocity (e.g. measurement of the speed of a rotating disc), shock.

Such measurements are often required in the automobile, aerospace, power, loudspeaker and other industries.

## Specifications Type 2815

<b>DYNAMIC RANGE:</b> See Table 1 and Fig. 3.	<b>OFFSET VOLTAGE FROM FILTERS:</b> Velocity $\pm 20 \text{ mV}$ Displacement $\pm 20 \text{ mV}$	<b>Recharge time 30 hours</b> External source 12-18V DC (2A nominal, 4A peak) External charger 22V DC (0.4A internal limit)
<b>FREQUENCY RANGE:</b> Velocity 0 - 2 kHz and 0 - 20 kHz Displacement 0.3 - 20 kHz	<b>OVERLOAD WARNING:</b> Velocity: 1V for 1m/s range on 8323 and 0.2V for 0.3m/s range on 8323 Displacement: As velocity but also when 7V or greater on output socket	<b>ENVIRONMENTAL:</b> Temperature $-10^\circ\text{C}$ to $+55^\circ\text{C}$ Humidity 90% RH (non-condensing at $30^\circ\text{C}$ ) Shock 20g (peak)
<b>CONTROLS:</b> Frequency range and integrator Velocity 0-20 kHz and 0-20 kHz; Displacement 0.3Hz-20 kHz Power Supply: "External", "charger" or off ("0V") Signal Ground: floating ground or instrument ground	<b>GAIN FACTOR:</b> Velocity: 1V/V scale $\pm 1 \text{ m/s}$ Displacement: 1V/V at 159 Hz scale 1V/mm with a filter slope of $-20 \text{ dB}$ per decade	<b>DIMENSIONS:</b> Height 122 mm Width 102.5 mm Depth 200 mm
<b>OUTPUT:</b> BNC socket, impedance 50, maximum load 1k $\Omega$ // 2nF	<b>POWER REQUIREMENTS:</b> QB case containing 12 NiCd cells giving at least 2 hours of continuous operation. Automatic shut down with insufficient power.	<b>WEIGHT:</b> 1.2 kg (3.1 kg with QB 0040 inserted)

## Specifications Type 8323

<b>CONTROLS:</b> Range: 0-0.2 m/s and 0-1 m/s <b>LASER OUTPUT POWER:</b> Less than 1 mW (Class II Laser Product)	<b>BROAD BAND NOISE:</b> (Caused by frequency broadening) 2 mV (for 1 m/s range) corresponding to a signal-to-noise ratio of 47 dB 1.5 mV (for 0.2 m/s range) corresponding to a signal-to-noise ratio of 39 dB	<b>OUTPUT:</b> Via AD0308 to 2815
<b>OPERATING DISTANCE:</b> 20 - 80 cm optimum (10 - 100 cm possible)	<b>OFFSET VOLTAGE:</b> (Inherent in op-amp following frequency bracket) $\pm 30 \text{ mV}$ (for 1 m/s range) $\pm 10 \text{ mV}$ (for 0.2 m/s range)	<b>ENVIRONMENTAL:</b> Temperature $-10^\circ\text{C}$ to $+55^\circ\text{C}$ Humidity 90% RH (non-condensing at $30^\circ\text{C}$ ) Shock 25g (peak)
<b>LASER SPOT DIAMETER:</b> less than 1 mm	<b>GAIN FACTOR:</b> Velocity $1 \text{ V/ms}^{-1}$	<b>WEIGHT:</b> 4 kg
<b>START TIME:</b> Less than 30 seconds, indicated when the lock error light is off		<b>DIMENSIONS:</b> Height 107 mm (with legs) Width 114 mm Depth 468 mm
		<b>TRIPOD MOUNTING:</b> 3/8 x 16 mod. UNC built in DIN 4503, or with 1/4" x 20 mod. UNC DIN 4503 (B & K DB 2164) reduction

## Calibration Exciter

## USES:

- Quick, easy field calibration of vibration measurement and recording systems
- System fault finding and continuity checking
- Acceleration, velocity and displacement calibration

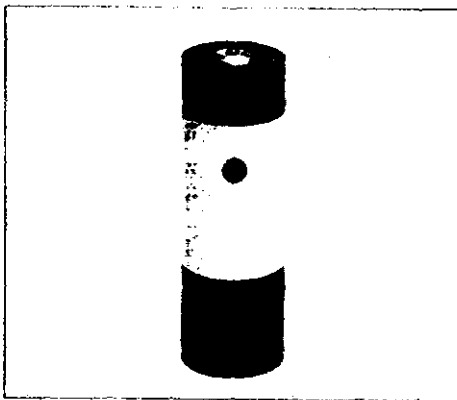
## FEATURES:

- Convenient, hand-held vibration reference
- Integral accelerometer for servo-stabilisation of vibration amplitude
- Reference vibration level of  $10 \text{ ms}^{-2}$
- Fixed operating frequency of 159.2 Hz corresponding to 1000 rads<sup>-1</sup>
- Self-contained battery operation

The Calibration Exciter Type 4294 is a small, handy, completely self-contained vibration reference source. It is designed for rapid calibration and checking of vibration measurement, monitoring and recording systems utilising piezoelectric accelerometers as well as other types of vibration transducer having a maximum mass of 70 grams. The 4294 permits accurate adjustment of measuring instrumentation to indicate a standard acceleration level of  $10 \text{ ms}^{-2}$ , thus calibrating the system for correct measurement of other vibration levels.

The reference signal may additionally be used for velocity and displacement calibration, at  $10 \text{ mm s}^{-1}$  and  $10 \mu\text{m}$  respectively. Not only will a system calibration using the 4294 automatically take into account the influence of the connecting cables on the voltage sensitivity of the transducer but it will also provide a quick check on the correct function of the complete measurement system.

A sectional view of the Calibration Exciter's vibration head is shown in Fig. 1. The Calibrator embeds an electromagnetic exciter driven by a stabilised oscillator at a frequency of 159.2 Hz (1000 rads<sup>-1</sup>). Servo feedback via a small accelerometer on the underside of the vibration table is used to maintain a constant vibration level



of  $10 \text{ ms}^{-2}$ . This enables transducers with masses of up to 70 grams to be calibrated without their mass influencing the reference level. To prevent overload, power to the calibrator is automatically disconnected in the event of a transducer mass of more

than 70 grams being mounted on the table.

## Specifications 4294

## VIBRATION SYSTEM:

Electromagnetic exciter with internal built-in piezoelectric accelerometer (shear type) for servo regulation of vibration amplitude.

Frequency: 159.2 Hz  $\pm 1\%$  (1000 rads<sup>-1</sup>)

Acceleration:  $10 \text{ ms}^{-2}$  (RMS)  $\pm 3\%$

Velocity:  $10 \text{ mm s}^{-1}$  (RMS)  $\pm 4\%$

Displacement:  $10 \mu\text{m}$  (RMS)  $\pm 5\%$

Transverse amplitude: less than 5% of main axis amplitude.

Distortion: less than 5% for 10 to 70 gram load and less than 3% for 20 to 60 gram load

Warm-up Time: less than 5 seconds.

## TRANSDUCER MOUNTING:

Maximum Load: 70 grams.

Mounting Thread: 10-32 UNF

## TEMPERATURE RANGE:

+10 to +40°C (50 to 104°F) for  $10 \text{ ms}^{-2}$  reference within  $\pm 3\%$

-10 to +55°C (14 to 131°F) for  $10 \text{ ms}^{-2}$  reference within  $\pm 5\%$

HUMIDITY: Up to 90% RH (non-condensing) at 30°C

## POWER REQUIREMENTS:

Built-in Battery: One 9 V Alkaline Battery  
OR 0016 (IEC type 6L/F22)

Battery Life: Approximately 60 calibrations each lasting 2 minutes with automatic switch-off at the end of each calibration.

## DIMENSIONS:

Length: 150 mm (5.9 in)

Diameter: 52 mm (2.05 in)

## WEIGHT:

500 grams including battery and leather case

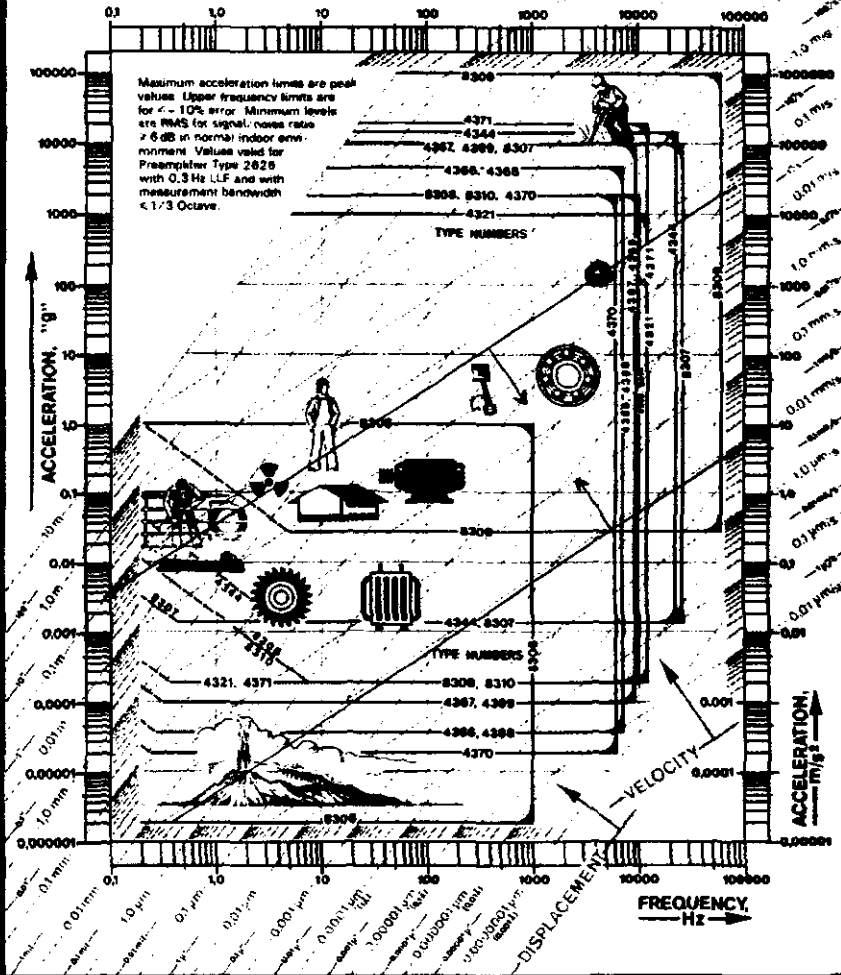
## ACCESSORIES INCLUDED:

1 x Leather Case..... KE 0217  
1 x 9 V Battery..... OB 0616  
1 x 10-32 UNF Steel Stud..... YD 2082  
1 x Mounting Disc Adaptor..... DB 2526



# VIBRATION

**MEASUREMENT RANGE NOMOGRAM FOR B&K ACCELEROMETERS**



*" Si hablara la lengua de los  
hombres y de los ángeles  
y no tuviera caridad,  
sería como el metal que suena  
o como la campana que tañe.  
¡ Nada sería !  
¡ Nada sería !*

## BIBLIOGRAFÍA

*" Nostalgia, vieja canción.  
Nostalgia, sombra de alguien.  
Que sólo se llevará el tiempo  
Cuando a mí también me lleve..."  
¡ Gracias querida Universidad!*

## **BIBLIOGRAFÍA**

- 1.- L.E. DRAIN, THE LASER DOPPLER TECHNIQUE  
Atomic Energy Research Establishment Harwell  
John Wiley & Sons, Great Britain 1980.
- 2.- R. E. BEST, PHASE LOCKED LOOPS: THEORY, DESIGN AND APPLICATIONS  
McGraw Hill, U.S.A. 1984
- 3.- G. DARYANANI, PRINCIPLES OF ACTIVE NETWORKS SYNTHESIS AND DESIGN  
Bell Telephone Laboratories  
Ed. John Wiley & Sons
- 4.- J. SMITH, MODERN COMMUNICATION CIRCUITS  
Ed. Mc Graw Hill, Inc.
- 5.- P. HARIHAN, BASIC OF INTERFEROMETRY  
Ed. Academic Press, Inc  
Harcourt Brace Jovanovich, Publishers
- 6.- P. H. YOUNG, ELECTRONIC COMMUNICATION TECHNIQUES  
McMillan Publishing Company, U.S.A. 1994
- 7.- A.E. LENNERT , D.B. BRAYTON , F.L. CROSSWY , W.H.GOETHERT , H.T.KALT  
LASER METROLOGY  
Experimental Research , Technical Staff  
Office of the Managing Director  
ARO inc , Arnold Air force Station , Tennessee , U.S.A.  
Report of a four year analytical and experimental program
- 8.- G. MATA PRÁCTICAS DE LABORATORIO DE MEDICIÓN E INSTRUMENTACIÓN  
Facultad de Ingeniería  
México
- 9.- R. H. BELANSKY & K. H. WANSER, LASER DOPPLER VELOCIMETRY USING A BULK  
OPTIC MICHELSON INTERFEROMETER: A STUDENT LABORATORY EXPERIMENT  
Am. J. Physics, Vol. 61 No.11. 1993
- 10.- C. C. ALEKSOFF & C. R. CHRISTENSEN, HOLOGRAFIC DOPPLER IMAGING OF  
ROTATING OBJECTS  
Applied Optics, Vol. 14 No.1. 1975
- 11.- W. H. STEVENSON, LASER DOPPLER VELOCIMETRY: A STATUS REPORT  
Proceedings of the IEEE, Vol. 70 No. 6. 1982
- 12.- N. A. HALLIWELL, THE LASER VIBROMETER, INSTITUTE OF SOUND & VIBRATION  
RESEARCH  
University of Southampton, England
- 13.- N. A. HALLIWELL, LASER DOPPLER MEASUREMENT OF VIBRATING SURFACES: A  
PORTABLE INSTRUMENT  
University of Southampton, England  
Academic Press Inc. 1979
- 14.- C. P. WANG, A UNIFIED ANALISIS ON LASER DOPPLER VELOCIMETERS  
Journal of Physics E: Scientific Instruments, Vol 5 England 1972

- 15.- F. DURST & M. ZARÉ, REMOVAL OF PEDESTAL AND DIRECTIONAL AMBIGUITY OF OPTICAL ANEMOMETER SIGNALS  
Applied Optics, Vol 13, No.11,1974.
- 16.- A. BALLANTYNE, C. S. BLACKMORE, J. E. RIZZO, FREQUENCY SHIFTING FOR LASER ANEMOMETERS BY SCATTERING  
Optics and Laser Technology, August 1974
- 17.- M. E. PLEYDELL, NON-CONTACTING LASER BASED DISPLACEMENT MEASUREMENTS FROM SOLIDS OBJECTS  
Optics and Laser Technology, Vol 19 No. 3, June 1987
- 18.- C. C. ALEKSOFF & C. R. CHRISTENSEN, HOLOGRAFIC DOPPLER IMAGING OF ROTATING OBJECTS  
Applied Optics, Vol 14, No. 1, January 1975.
- 19.- R. E. CRANDALL & E. H. WISHNOW, LISTENING TO THE DOPPLER SHIFT OF VISIBLE LIGHT  
Am. Journal of Physics, Vol 49, No.5 May 1981