

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

**FACULTAD DE CIENCIAS
ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA FÍSICA**



**TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO FÍSICO**

**DISEÑO Y FABRICACIÓN DE UN EQUIPO DE VELOCIMETRÍA LÁSER Y
SU APLICACIÓN AL ESTUDIO DE LA RESPUESTA ESPECTRAL DE
SUPERFICIES VIBRANTES**

PRESENTADO POR:

TOMAS POWELL VILLENA ANDRADE

**LIMA – PERU
2006**

DEDICADO A:

**MIS PADRES,
MIS HERMANOS Y
TODA MI FAMILIA**

AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi mas profundo agradecimiento a mi asesor, el Dr. Luis A. Mosquera Leiva, por el constante e inmensurable apoyo, y los consejos que me brindo en la realización de mi tesis.

Deseo expresar mi agradecimiento al Instituto de Investigaciones de la Facultad de Ingeniería Civil de la Universidad Nacional de Ingeniería por el financiamiento de este trabajo como parte de un proyecto de investigación.

Agradezco al Laboratorio de Física de la Facultad de Ingeniería Civil de la Universidad Nacional de Ingeniería por brindarme un espacio en sus instalaciones, donde desarrollé el trabajo experimental de mi tesis.

Agradezco al Dr. Abel Gutarra Espinoza, por su apoyo en la revisión, comentarios y correcciones realizadas por su persona a mi tesis.

Agradezco al Taller de mecánica Facultad de Ciencias UNI, por la construcción de las partes mecánicas mostradas en esta tesis.

Expreso mi mas profundo agradecimiento a mis Padres y mis Hermanos por su constante apoyo en mi formación profesional y humana. Agradezco también por su apoyo en la realización de mi tesis.

INDICE GENERAL

INDICE	1
RESUMEN	4
INTRODUCCIÓN	6
ANTECEDENTES	6
OBJETIVO	7
CAPITULO 1. CONCEPTOS TEÓRICOS	8
1.1 ONDAS, INTERFERENCIA Y BATIMIENTOS	8
1.1.1 Coherencia de una fuente de luz	11
1.2 EFECTO DOPPLER	12
1.3 INTERFEROMETRO DE MICHELSON	13
1.4 MODELO MATEMÁTICO DE UNA SUPERFICIE VIBRANTE	23
1.5 LOS MICROCONTROLADORES	25
1.5.1 Controlador y microcontrolador	26
1.5.2 Diferencia entre microprocesador y microcontrolador	27
1.5.3 Aplicaciones de los microcontroladores y su mercado	29
1.5.4 Recursos comunes a todos los microcontroladores	30
1.5.4.1 Arquitectura básica	30
1.5.4.2 El procesador o UCP	31
1.5.4.3 Memoria	32
1.5.4.4 Puertas de Entrada y Salida.....	34
1.5.4.5 Reloj principal	34
1.5.5 Recursos Especiales	34
1.5.5.1 Temporizadores o “Timers”	35
1.5.5.2 Perro guardián o “Watchdog”	35
1.5.5.3 Protección ante fallo de alimentación o “Brownout”	36
1.5.5.4 Estado de reposo ó de bajo consumo	36

1.5.5.5	Convertor A/D (ADC)	36
1.5.5.6	Convertor D/A (CDA)	36
1.5.5.7	Comparador analógico	37
1.5.5.8	Modulador de anchura de impulsos o PWM	37
1.5.5.9	Puertas de E/S digitales	37
1.5.5.10	Puertas de comunicación	37
1.5.6	Herramientas para el desarrollo de aplicaciones	38
1.6	LA FAMILIA DE LOS PIC	39
1.6.1	Criterios para la elección del microcontrolador	40
1.6.2	Características relevantes	44
1.6.3	Organización de la memoria de datos	46
1.6.4	Registros específicos	47
1.6.5	Repertorio de instrucciones	49
1.6.5.1	Características Generales	49
1.6.5.2	Repertorio de instrucciones de la gama media	49
1.6.6	Programación de los microcontroladores PIC	51
1.7	DETECTORES DE FOTODÍODOS	52
1.7.1	Fotodiodos	55
1.7.1.1	Fotodiodos <i>p-i-n</i>	58
1.7.1.2	Estructura constructiva básica de los fotodiodos <i>p-n</i> y <i>p-i-n</i>	61
1.7.2	Acondicionamiento de señal optoelectrónica	62
1.8	AMPLIFICADORES DE POTENCIA	64
1.8.1	Circuitos simétricos complementarios	64
1.8.2	Amplificador clase AB	66
1.9	CALCULO DE INCERTIDUMBRES	67
1.9.1	Incertidumbre asociada a la amplitud	68
1.9.2	Incertidumbre asociada a la velocidad máxima	70
CAPITULO 2. PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL		75

2.1 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL VELOCÍMETRO LASER DOPPLER	75
2.1.1 Diseño y construcción del optosensor	75
2.1.2 La parte óptica-mecánica	78
2.1.3 La parte electrónica	81
2.1.3.1 Descripción del sistema electrónico	82
2.1.3.2 Detalles de construcción de la tarjeta del sistema electrónico	85
2.2 PROCEDIMIENTO DE MEDIDA	91
CAPITULO 3. RESULTADOS EXPERIMENTALES	94
CAPITULO 4. DISCUSIÓN	103
CAPITULO 5. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS	106
5.1 COMENTARIOS FINALES	108
Anexo A – Software del microcontrolador	109
Anexo B – Rutina de ajuste de datos con el software <i>Mathematica</i>	123
Anexo C – Software de instrumentación virtual y adquisición de datos	126
REFERENCIAS	132

RESUMEN

En el presente trabajo de tesis se muestra el desarrollo del diseño y construcción de un equipo de Velocimetría láser Doppler, el cual mide la “velocidad máxima” y “la amplitud” de vibraciones mecánicas con alcances de aprox. $160\mu\text{m/s}$ - 160mm/s y 150nm - $40\mu\text{m}$ respectivamente.

Este instrumento esta compuesto por tres partes principales: el optosensor, la parte óptico-mecánica y la parte electrónica.

El optosensor fue diseñado y construido completamente en nuestro laboratorio, basado principalmente en un fotodiodo infrarrojo (el cual esta disponible comercialmente en nuestro medio); este optosensor posee dos características principales: amplificación interna de la componente AC^(*) de la señal optoelectrónica y alta inmunidad al ruido eléctrico ambiental basado en una “jaula de Faraday”^(**).

La parte óptico-mecánica esta compuesta íntegramente por un interferómetro de Michelson de luz láser, con el cual se logra medir distancias pequeñas (del orden de los micrómetros). De esta configuración obtenemos una luz láser que se apunta sobre la superficie vibrante a analizar y esta retorna al interferómetro donde se ”mezcla” con otra luz láser proveniente de la misma fuente de luz, la interferencia de estos dos rayos contiene la información de la amplitud de vibración y de la velocidad máxima con que esta se mueve, la cual es transformada en una señal eléctrica por el optosensor.

La parte electrónica se encarga de procesar la señal proveniente del optosensor para luego mostrarla en un dispositivo de visualización LCD^(***). El procesado de la información y el manejo de algunos periféricos electrónicos lo realiza un microcontrolador PIC 16F628. Además, el sistema electrónico posee un generador de funciones con una etapa de amplificación de corriente para soportar cargas de baja impedancia como son por ejemplo los parlantes de 4 u 8Ω , y que sirve para alimentar al transductor en prueba.

(*) La señal del fotodiodo viene acoplada por una señal de corriente directa (componente DC) y una señal superpuesta de corriente alterna (componente AC). Para el presente trabajo solo la componente AC tiene importancia aplicativa.

(**) Una jaula de Faraday es una fina rejilla cuadrículada hecha de metal, la cual se comporta como un blindaje a las ondas electromagnéticas cuando esta encierra un cierto espacio.

(***) LCD (Liquid Crystal Display) Pantalla de cristal liquido.

Dentro de los resultados experimentales se muestra la aplicación al estudio de la respuesta en amplitud de vibración de 3 parlantes comerciales y un dispositivo piezoeléctrico disponible en nuestro medio, a excitaciones provocadas por alimentación eléctrica de distintas frecuencias, mostrándose por lo tanto su respuesta espectral.

El presente trabajo contribuye al desarrollo tecnológico en el Perú, específicamente en el área de la metrología óptica, que a nuestro conocimiento es el primero diseñado y construido totalmente en nuestro medio, y que permite medir la respuesta espectral a vibraciones mecánicas de diversas estructuras y que constituye una poderosa herramienta de metrología óptica.

INTRODUCCIÓN

ANTECEDENTES

Con la aceptación de la teoría de Fresnel para las ondas de luz, la comprensión de los fenómenos de interferencia y difracción, resultantes del comportamiento ondulatorio de la luz, se tornó posible el desarrollo de un gran número de componentes y dispositivos ópticos ampliamente usados en la industria, medicina y comunicaciones^[1, 2]. Además de eso han sido desarrollados numerosas técnicas ópticas de medidas, las que han sido aplicadas con éxito en varios campos de investigación^[3-7]. Entre estas se encuentra la técnica de Velocimetría Láser que permite la medida de velocidades de sistemas físicos donde es requerido un método de medida no invasivo.

Son muchas y variadas las aplicaciones que hacen uso de la Velocimetría Doppler^[8-13]. Esta técnica óptica representa una verdadera revolución en la tecnología del análisis experimental de vibraciones y deformaciones. Sus principales ventajas son:

- Método no invasivo: no hay necesidad de sensores que generalmente alteran el comportamiento del sistema medido.
- Acción a distancia: permite la medición en lugares de difícil acceso, ambientes agresivos, etc.
- Rapidez: por no necesitar de colocación de transductores y su respectivo cableado, el tiempo de preparación y ejecución del ensayo es considerablemente reducido.

La técnica de Velocimetría Láser Doppler aun no es conocida en nuestro medio y este trabajo es el primero, a nuestro conocimiento, en haberse desarrollado, implementándose en nuestro laboratorio, un equipo de Velocimetría Láser Doppler, de alta sensibilidad y amplio ancho de banda, mostrando su aplicación a la medida de vibraciones. Este equipo posee elementos de la ingeniería óptica y la ingeniería electrónica, mostrando de esta manera el salto de los equipos experimentales de laboratorio a equipos de uso comercial; cabe resaltar además, que este trabajo representa una aplicación directa de la Ingeniería Física, la cual recién esta emergiendo en nuestro medio.

El estado del arte en este tema esta muy desarrollado en países de primer mundo, teniendo aplicaciones en medicina (Francia, Italia, USA y Alemania poseen empresas de desarrollo tecnológico en optoelectrónica), por ejemplo a finales del 2005 se reporto una publicación hecha por

científicos italianos donde muestran una técnica no invasiva para analizar los latidos del corazón. En el campo de la metrología científica e industrial, actualmente ya existen equipos en el mercado con numerosas y diversas aplicaciones cuyos costos superan los dos mil dólares americanos. En los países latinoamericanos, este tema es de sólo consumo y conocimiento mas no de producción, por lo tanto hay pocos reportes latinoamericanos, solo el Brasil ha venido publicando en este tema.

OBJETIVO

El presente trabajo de tesis tiene por objetivo el diseño y construcción de un equipo de Velocimetría Láser Doppler, para la medición de vibraciones mecánicas. El equipo a construir será empleado en la determinación de la respuesta espectral a vibraciones inducidas en superficies como parlantes y piezoeléctricos, a efectos de la comprobación de su buen funcionamiento. El trabajo de tesis incluye la elaboración del software de automatización de la toma de datos y procesamiento respectivo.

1 CONCEPTOS TEÓRICOS

1.1 ONDAS, INTERFERENCIA Y BATIMIENTOS

Para entender el funcionamiento del interferómetro es importante que tengamos definidos algunos conceptos. Onda es un concepto antiguo y ya bien definido, entonces, en la figura 1.1 se muestra la posición de una onda en $t=0$ y en $t=\Delta t$. Durante el intervalo Δt toda la curva se mueve hacia la derecha en una distancia Δx . Definimos longitud de onda λ como la distancia en relación al eje x en el cual la forma de la onda se repite; velocidad v como la relación del desplazamiento Δx entre el intervalo de tiempo Δt y la amplitud A como la magnitud del desplazamiento máximo de la onda en el eje y .

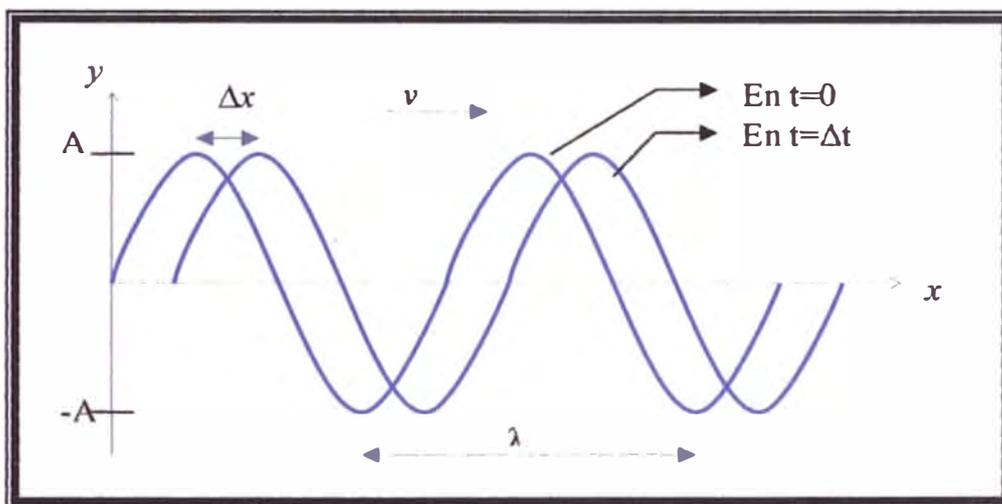


Figura 1.1: ejemplo de una onda propagándose en un intervalo de tiempo Δt .

Otra característica importante de las ondas es su frecuencia f , que lo definimos como la inversa del tiempo en el que una onda completa se demora en pasar. Una vez que el movimiento se repite en intervalos regulares, podemos escribir para un desplazamiento la posición x en el instante t como:

$$y_{(x,t)} = A \cdot \text{Sen}(kx - \omega t) \quad (1.1)$$

donde k es el número de onda angular ($k=2\pi/\lambda$) y ω es la frecuencia angular ($\omega=2\pi f$).

Supongamos ahora que tenemos dos ondas senoidales una en sentido contrario de la otra. Llamamos *Interferencia* al fenómeno que ocurre cuando esas dos ondas ocupan el mismo lugar en el espacio. El principio de superposición nos dice que el desplazamiento de la onda resultante es la suma algebraica de las ondas sometidas a interferencia. Cabe resaltar que ese principio sólo es válido, en materiales, para ondas con amplitudes que no son muy grandes, pero en el vacío siempre es válido. Llamamos *batimiento*, a la interferencia en el tiempo de dos o más ondas con la misma dirección, amplitud y frecuencias próximas.

Consideremos ahora la perturbación compuesta procedente de una combinación de las ondas:

$$E_1 = E_{01} \text{Cos}(k_1 x - \omega_1 t) \quad \text{y} \quad E_2 = E_{02} \text{Cos}(k_2 x - \omega_2 t)$$

que tienen amplitudes iguales y ángulos de desfase inicial cero. La onda neta:

$$E = E_{01} [\text{Cos}(k_1 x - \omega_1 t) + \text{Cos}(k_2 x - \omega_2 t)],$$

que puede formularse de nuevo como:

$$E = 2E_{01} \cdot \text{Cos}\left(\frac{(k_1+k_2) \cdot x}{2} - \frac{(\omega_1+\omega_2) \cdot t}{2}\right) \cdot \text{Cos}\left(\frac{(k_1-k_2) \cdot x}{2} - \frac{(\omega_1-\omega_2) \cdot t}{2}\right), \quad (1.2)$$

usando la identidad $\text{Cos } \alpha + \text{Cos } \beta = 2 \cdot \text{Cos}\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right) \cdot \text{Cos}\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right)$.

Definimos ahora las cantidades $\bar{\omega}$ y \bar{k} que son la *frecuencia angular promedio* y el *número de propagación promedio*, respectivamente. Del mismo modo las cantidades ω_m y k_m designan la *frecuencia de modulación* y el *número de propagación promedio de modulación*, respectivamente.

Sea:

$$\bar{\omega} \equiv \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) \quad \omega_m \equiv \frac{1}{2}(\omega_1 - \omega_2) \quad \text{y} \quad \bar{k} \equiv \frac{1}{2}(k_1 + k_2) \quad k_m \equiv \frac{1}{2}(k_1 - k_2)$$

por lo tanto
$$E = 2E_{01} \text{Cos}(k_m x - \omega_m t) \text{Cos}(\bar{k} x - \bar{\omega} t) \quad (1.3)$$

ésta perturbación total puede considerarse como una onda viajera de frecuencia $\bar{\omega}$ que tiene una amplitud variable en el tiempo o modulada $E_0(x, t)$ tal que,

$$E(x,t) = E_0(x,t)\text{Cos}(\bar{k}x - \bar{\omega}t) \quad (1.4)$$

donde $E_0(x,t) = 2E_{01}\text{Cos}(k_m x - \omega_m t)$

en las aplicaciones que interesan de aquí en adelante, ω_1 y ω_2 serán siempre bastante elevadas. Además, si son comparables entre si, $\omega_1 \approx \omega_2$, entonces $\bar{\omega} \gg \omega_m$ y $E_0(x,t)$ cambiará lentamente, mientras que $E(x,t)$ variará muy rápidamente, tal como se muestra en la figura 1.2.

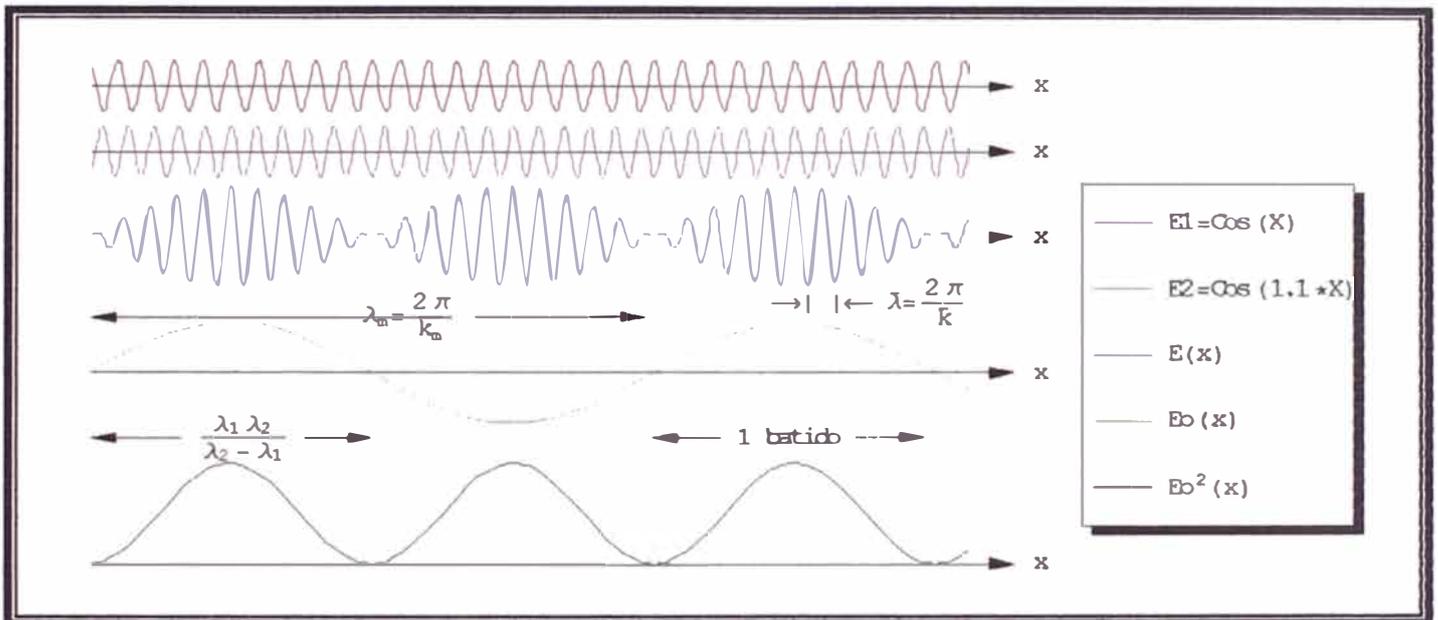


Figura 1.2: Ejemplo de dos ondas similares viajando en la misma dirección (las dos primeras de arriba) con longitudes de onda λ_1 y λ_2 , la onda resultante del batimiento de ambas $E(x)$.

La irradiancia I es proporcional a E_0^2 donde:

$$E_0^2(x,t) = 4E_{01}^2 \cdot \text{Cos}^2(k_m \cdot x - \omega_m \cdot t) = 2E_{01}^2 \cdot [1 + \text{Cos}(2k_m x - 2\omega_m t)] \quad (1.5)$$

cabe recalcar que $E_0^2(x,t)$ oscila alrededor de un valor de $2E_{01}^2$ con una frecuencia angular de $2\omega_m$ o simplemente $(\omega_1 - \omega_2)$ que se denomina *frecuencia de batido*. Dicho de otra forma E_0 varía según la frecuencia de modulación mientras que E_0^2 varía el doble de ese valor, es decir, la frecuencia de batido.

1.1.1 Coherencia de una fuente de luz

Si dos puntos dentro del mismo rayo de luz exhiben una consistente y medible diferencia de fase, entonces se dice que la luz en esos dos puntos es coherente, así la luz en esas dos localizaciones puede ser combinada para producir interferencia. La facilidad con el cual las franjas pueden ser creadas y vistas está determinada por la coherencia de la fuente.

La longitud de coherencia es la diferencia en distancia viajada por dos haces de luz tales que generen interferencia perceptible cuando están recombinados.

El tiempo de coherencia es el período que transcurre entre el paso de estos dos puntos que puedan "apenas" interferir:

$$l_{COHERENCIA} = c \cdot t_{COHERENCIA}$$

el tiempo de coherencia tiene (obviamente) unidades de tiempo (unidades de segundos). La luz emitida por un láser tiene una gama muy estrecha de longitudes de onda, y se puede aproximar como una fuente de una sola longitud de onda λ . La "anchura de banda temporal" de una fuente de luz es la gama de frecuencias temporales emitidas:

$$\Delta\nu = \nu_{max} - \nu_{min} = \frac{c}{\lambda_{min}} - \frac{c}{\lambda_{max}} = c \cdot \left(\frac{\lambda_{max} - \lambda_{min}}{\lambda_{max} \cdot \lambda_{min}} \right)$$

$$\Delta\nu = c \cdot \left(\frac{\Delta\lambda}{\lambda_{max} \cdot \lambda_{min}} \right) \left[\frac{\text{ciclos}}{\text{seg.}} = \text{Hz} \right]$$

para un láser, $\lambda_{max} \approx \lambda_{min} \approx \lambda_0$ y $\Delta\lambda \approx 0$, así el ancho de banda temporal es muy pequeño: $\Delta\nu \approx c \cdot 0 / \lambda_0^2 \rightarrow 0$. El recíproco del ancho de banda temporal tiene unidades de tiempo y es el *tiempo de coherencia*.

$$t_{COHERENCIA} = \frac{1}{\Delta\nu} \rightarrow \infty \text{ para el láser.}$$

$$l_{COHERENCIA} = \frac{c}{\Delta\nu} = \frac{\lambda_{max} \cdot \lambda_{min}}{\Delta\lambda} \rightarrow \infty \text{ para el láser.}$$

Estos resultados demuestran que la luz de un láser puede ser retrasada por un tiempo muy largo y todavía producir interferencia cuando está recombinada con la luz "sin retraso". Equivalentemente, la luz láser se puede enviar bajo una trayectoria muy larga y después recombinar con la luz de la fuente y todavía producir interferencia (como en un interferómetro de Michelson).

1.2 EFECTO DOPPLER

Como ya se mencionó, Doppler fue el primero en observar una variación de frecuencia debido a un movimiento relativo entre una fuente de ondas y un observador. Ahora bien, si colocamos un láser incidiendo en una superficie vibrante, entonces habrá una variación de frecuencia en la luz que se refleja de dicha superficie, la cual dependerá de la velocidad de la superficie vibrante.

Uno de los postulados de la teoría de la relatividad nos dice que *las leyes de la física son iguales en todos los sistemas de referencia inercial es decir con movimiento uniforme*. De aquí podemos deducir que la luz es independiente del medio de propagación y por lo tanto podemos considerar una velocidad relativa entre la fuente y el observador. De ésta manera con lo expuesto se podrá deducir una ecuación que relaciona las dos frecuencias usando la teoría de relatividad de Einstein.

Supongamos que se tiene una fuente S emitiendo una onda luminosa de frecuencia f , y un cierto aparato A con velocidad relativa de aproximación constante u . Supongamos que S se esta aproximando hacia A . En la figura 1.3 se muestra el "punto de vista" en relación al aparato A . Los frentes de onda están espaciados por un tiempo t_A (debido a que estamos *referenciados* en A).

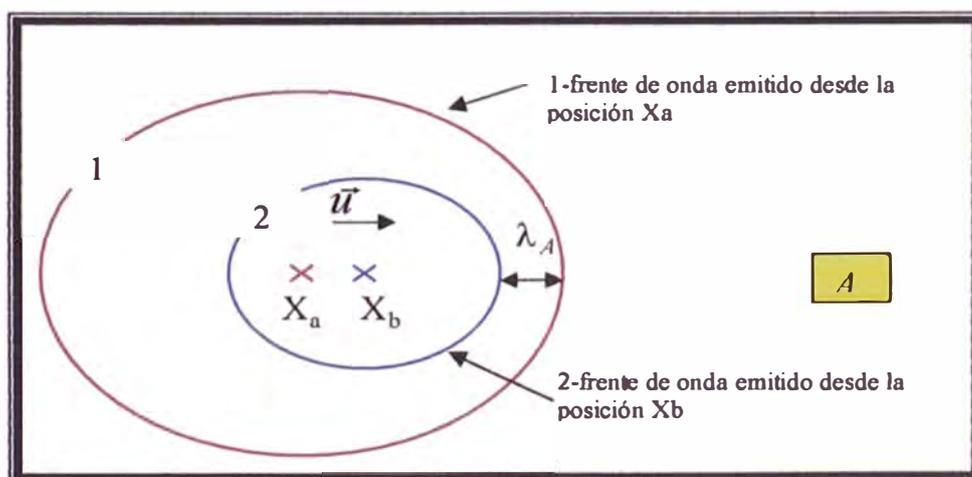


Figura 1.3: Representación del punto de vista del aparato A , donde λ_A es el corrimiento de onda para el referencial de A .

Si la fuente S estuviese en reposo, tendríamos entonces que la distancia entre los dos frentes de onda sería $c \cdot t_A$, donde c es la velocidad de la luz. Pero cuando la fuente S comienza a moverse, entonces tendremos que dicha distancia será:

$$\lambda_A = (c - u) \cdot t_A, \quad (1.6)$$

otra consecuencia del postulado mencionado es la expresión de la dilatación del tiempo que es la siguiente:

$$t_A = \frac{t}{\sqrt{1 - \frac{u^2}{c^2}}}, \quad (1.7)$$

recordando que las dos últimas ecuaciones provienen de las mediciones hechas por el observador A. El segundo postulado dice que *la velocidad de la luz "c" en cualquier sistema de referencia inercial es constante*, aplicando este postulado tenemos entonces:

$$c = \lambda_A f_A, \quad (1.8)$$

aplicando las ecuaciones (1.6) y (1.8) en (1.7), y teniendo en cuenta que $\omega = 2\pi \cdot f = 2\pi / T$, para $t = T_A$ se obtiene fácilmente que:

$$T_A = T \sqrt{\frac{1 - u/c}{1 + u/c}} \quad \equiv \quad \omega_A = \omega \sqrt{\frac{1 + u/c}{1 - u/c}}. \quad (1.9)$$

Cabe observar que si se están alejando, basta cambiar u por $-u$. Haciendo una expansión en serie de Taylor y despreciando los términos de orden superior, y teniendo en cuenta que $u \ll c$, tenemos:

$$\omega_A = \omega \left(1 - \frac{u}{c} \right). \quad (1.10)$$

1.3 INTERFEROMETRO DE MICHELSON

Generalmente para medidas ópticas eran usados sistemas de lentes (o espejos) y prismas (divisores de haces). La diferencia entre dichos sistemas y el interferómetro es que en los primeros, todos los rayos de la fuente pasan por las lentes y se unen en un plano focal para formar una imagen, mientras que en un interferómetro solo se requieren dos haces que interfieran. Esto hace que el interferómetro tenga una gran ventaja para hacer mediciones precisas.

El primer modelo de interferómetro fue construido en 1881, en la figura 1.4 se muestra un modelo basado en ese interferómetro. Una fuente de luz S emite un rayo de luz que incide sobre una superficie divisora de haces M (llamado *beamsplitter*), la cual la separa en dos haces de luz coherentes, una mitad es reflejada y la otra mitad es transmitida, para el espejo móvil A y para el espejo B respectivamente. Estos dos haces retornan al divisor de haces M , donde prosiguen en la dirección de un observador, donde la resultante de la combinación de estos dos haces son franjas de interferencia.

Cuando los espejos estén a distancias iguales del *beamsplitter* ($d_1 = d_2$) y perpendiculares, el campo de interferencia será uniforme; cuando las distancias sean diferentes, entonces tendremos círculos concéntricos de interferencia (un círculo oscuro y otro claro que representan la interferencia destructiva y constructiva respectivamente), si los espejos no estuvieran perpendiculares tendremos entonces líneas de interferencia.

Si movemos el espejo A una distancia $\lambda/2$, entonces la distancia de los trayectos variará en λ y por lo tanto la figura de interferencia sufrirá un desplazamiento de una franja (como si cada franja clara se desplazara para una franja clara adyacente).

Podemos encontrar fácilmente el número de franjas de interferencia n que pasan por el detector cuando movemos el espejo A una distancia

Δd . Se sabe que para que haya interferencia constructiva entre los dos rayos que llegan al observador, es preciso que la diferencia de recorrido (camino óptico) sea igual a cero o a un número entero de longitudes de onda:

$$2\Delta d = n\lambda \quad \therefore \quad n = \frac{2\Delta d}{\lambda}, \quad (1.11)$$

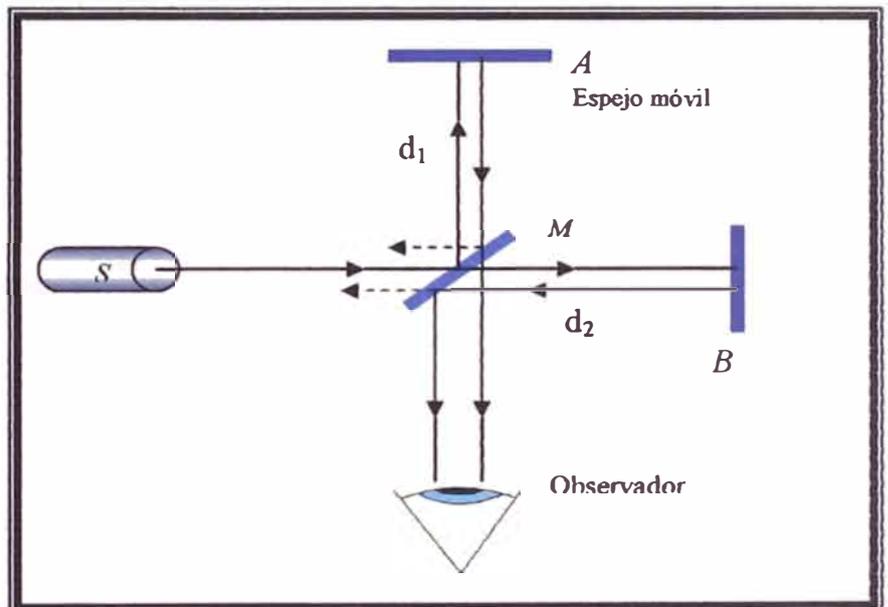


Figura 1.4: Modelo simple de un interferómetro. La fuente de luz S emite un rayo que luego de llegar al beamsplitter M se separa en dos rayos, uno se dirige al espejo A y el otro al espejo B retornando ambos a M donde interfieren para luego ir hacia el observador formando franjas de interferencia.

si ahora, por ejemplo, reemplazamos el espejo móvil por una superficie vibrante con movimiento oscilatorio, por ejemplo el diafragma de un parlante, veremos entonces un movimiento continuo de franjas de interferencia. Por tanto ahora tenemos la posibilidad de usar esa información. Asimismo ahora si en vez de colocar una pantalla colocamos un detector, lo que va a acontecer es que las franjas de interferencia serán montadas en el plano del detector, el cual convertirá esa imagen en una señal eléctrica que se podrá ver en un osciloscopio.

Ahora, de aquí en adelante consideraremos que nuestra fuente de luz es una luz láser, por lo tanto con las consideraciones del subtítulo 1.1.1, y por ahora considerando que la diferencia de camino óptico es constante (el espejo A no se mueve), entonces en este caso la intensidad de onda resultante es:

$$I = \langle E^2 \rangle_T = \langle [E_1 + E_2]^2 \rangle_T \quad (1.12)$$

donde E_1 y E_2 son ondas linealmente polarizadas cuya forma es:

$$E_{1(r,t)} = E_{01} \text{Cos}(\vec{k}_1 \cdot \vec{r} - \omega_1 t + \epsilon_1) \quad (1.13a)$$

$$E_{2(r,t)} = E_{02} \text{Cos}(\vec{k}_2 \cdot \vec{r} - \omega_2 t + \epsilon_2) \quad (1.13b)$$

lo que expresa $\langle [E]^2 \rangle_T$ es, el promedio temporal de la magnitud de la intensidad de campo eléctrico al cuadrado o $E \cdot E_T$. Por consiguiente $E^2 = E \cdot E$, donde ahora

$$E^2 = (E_1 + E_2) \cdot (E_1 + E_2)$$

y por lo tanto $E^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2 \cdot E_1 \cdot E_2$,

tomando el promedio temporal a ambos lados, la irradiancia pasa a ser:

$$I = I_1 + I_2 + I_{12} \quad (1.14)$$

donde

$$I_1 = \langle E_1^2 \rangle_T \quad I_2 = \langle E_2^2 \rangle_T \quad \text{y} \quad I_{12} = 2 \langle E_1 \cdot E_2 \rangle_T. \quad (1.15)$$

La ultima expresión, I_{12} , es el *término de interferencia*. Para calcularlo en este caso específico formamos

$$E_1 \cdot E_2 = E_{01} \cdot E_{02} \text{Cos}(\vec{k}_1 \cdot \mathcal{P} - \omega_1 t + \varepsilon_1) \text{Cos}(\vec{k}_2 \cdot \mathcal{P} - \omega_2 t + \varepsilon_2)$$

pero como estamos utilizando un láser, entonces $\omega_1 \approx \omega_2 = \omega$, y la ecuación anterior la podemos escribir como:

$$E_1 \cdot E_2 = E_{01} \cdot E_{02} \left[\text{Cos}(\vec{k}_1 \cdot \mathcal{P} + \varepsilon_1) \text{Cos}(\omega t) + \text{Sen}(\vec{k}_1 \cdot \mathcal{P} + \varepsilon_1) \text{Sen}(\omega t) \right] \\ \times \left[\text{Cos}(\vec{k}_2 \cdot \mathcal{P} + \varepsilon_2) \text{Cos}(\omega t) + \text{Sen}(\vec{k}_2 \cdot \mathcal{P} + \varepsilon_2) \text{Sen}(\omega t) \right] \quad (1.16)$$

Recordemos que el promedio temporal de una función $f(t)$ calculado en un intervalo T (periodo) es

$$\langle f(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} f(t') dt'$$

Como el periodo τ de las funciones armónicas es $2\pi/\omega$ y para nuestros propósitos presentes $T \gg \tau$. En ese caso el coeficiente $1/T$ frente a la integral tiene un efecto dominante. Después de multiplicar y calcular el promedio de la ecuación (1.16) obtenemos

$$\langle E_1 \cdot E_2 \rangle_T = E_{01} \cdot E_{02} \text{Cos}(\vec{k}_1 \cdot \mathcal{P} + \varepsilon_1 - \vec{k}_2 \cdot \mathcal{P} - \varepsilon_2)$$

donde se recurrió al hecho de que $\langle \text{Cos}^2 \omega t \rangle_T = 1/2$, $\langle \text{Sen}^2 \omega t \rangle_T = 1/2$, y $\langle \text{Cos} \omega t \cdot \text{Sen} \omega t \rangle_T = 0$.

El término de interferencia es por lo tanto

$$I_{12} = E_{01} \cdot E_{02} \cdot \text{Cos} \delta$$

donde $\delta = (\vec{k}_1 \cdot \mathcal{P} - \vec{k}_2 \cdot \mathcal{P} + \varepsilon_1 - \varepsilon_2)$, es la diferencia de fase resultante de la combinación de una diferencia de longitud de camino y una diferencia de ángulo de desfase inicial. Además, nótese que el término $E_{01} \cdot E_{02}$ tiene que ver con la polarización de la luz, pero como nuestros rayos de luz provienen de una misma fuente entonces E_{01} es paralela a E_{02} (y por consiguiente E_1 y E_2). En este caso, bajo esas condiciones, la irradiancia I_{12} queda como

$$I_{12} = E_{01} \cdot E_{02} \cdot \text{Cos} \delta \quad (1.17)$$

y además se puede mostrar fácilmente que:

$$I_1 = \langle E_1^2 \rangle_T = \frac{E_{01}^2}{2} \quad \text{e} \quad I_2 = \langle E_2^2 \rangle_T = \frac{E_{02}^2}{2} \quad (1.18)$$

El término de interferencia queda

$$I_{12} = 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\delta \quad (1.19)$$

donde a irradiancia total es

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos\delta \quad (1.20)$$

Finalmente, con referencia a la figura 1.4, si la superficie divisora de haces es un *beamsplitter*, que por lo general divide la intensidad de luz en un 50% de transmitancia y 50% de reflectancia, entonces $E_{01} = E_{02}$. Puesto que las contribuciones de la irradiancia de ambos rayos son iguales, sea $I_0 = I_1 = I_2$. La ecuación (1.20) puede ahora escribirse,

$$I = 2I_0(1 + \cos\delta) = 4I_0 \cos^2 \frac{\delta}{2} \quad (1.21)$$

Hasta ahora hemos considerado que existe una diferencia de camino óptico constante $\delta = \text{cte.}$ (los espejos no se mueven), ahora añadiremos los términos que afectan la fase debido al movimiento del espejo móvil, esta nueva fase será δ' , así:

$$\delta' = \vec{k}_1 \cdot \vec{r} - \vec{k}_2 \cdot \vec{r} + \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + (\omega' - \omega)t \quad (1.22)$$

donde $(\omega' - \omega)t$ es la fase debido al corrimiento Doppler, ya que la frecuencia angular ω de la luz incidente se alterara y pasara a tener un valor ω' , debido a que se reflejara en la superficie vibrante que se esta moviendo con velocidad relativa u .

Con referencia a la figura 1.5, considerando que $S(t)$ es la posición relativa de la superficie vibrante respecto de su posición de equilibrio, podemos describir la ecuación (1.22) como:

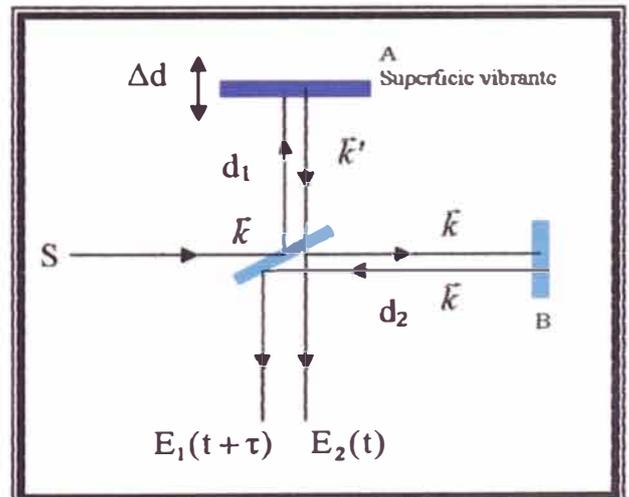


Figura 1.5: Modelo del interferómetro donde se muestran la disposición vectorial k .

$$\begin{aligned}
\delta' &= k(d_1 + S_{(t)}) + k'(d_1 + S_{(t)}) - 2kd_2 + \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + (\omega' - \omega)t \\
&= d_1(k + k') + S_{(t)}(k + k') - 2kd_2 + \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + (\omega' - \omega)t \\
&\cong 2kS_{(t)} + (\omega' - \omega)t + \delta_0
\end{aligned}$$

por lo tanto
$$\delta' \cong \frac{4\pi}{\lambda} S_{(t)} + (\omega' - \omega)t + \delta_0 \quad (1.23)$$

donde $\delta_0 = 2kd_1 - 2kd_2 + \varepsilon_1 - \varepsilon_2$, $S_{(t)}$ depende del tipo de señal con que se excitara la superficie vibrante, y a partir de la ecuación (1.10) se utilizo $k' = k(1-\beta) \rightarrow k' + k \cong 2k$ ya que $\beta = u/c \ll 1$. Además, se tiene que $(\omega' - \omega) = -\omega\beta$, entonces la ecuación (1.23) queda como:

$$\frac{\delta'}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} S_{(t)} - \frac{\omega\beta}{2} t + \delta'_0 \quad \text{con} \quad \delta'_0 = \delta_0 / 2 \quad (1.24)$$

reemplazando la ecuación (1.24) en la ecuación (1.21)

$$I = 2I_0 \left(1 + \text{Cos} \left(\frac{4\pi}{\lambda} S_{(t)} - \omega\beta t + \delta_0 \right) \right) = 4I_0 \text{Cos}^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} S_{(t)} - \frac{\omega\beta}{2} t + \delta'_0 \right) \quad (1.25)$$

Para una mejor interpretación de la relación entre el desplazamiento, la velocidad de la superficie vibrante (espejo móvil) y la frecuencia Doppler medida recurrimos al método de las imágenes de la óptica geométrica. Para ello sustituiremos las ondas planas de la fuente por un punto fuente a una distancia finita x_0 del espejo para el tiempo $t=0$. Al otro lado de espejo se formará un punto imagen, también a una distancia x_0 del mismo. A partir de la figura 1.6 podemos ver que cuando el espejo se mueve hacia la fuente a una velocidad v , la distancia del espejo a la fuente puede expresarse como $d=x_0-v.t$ (en la figura esta posición se muestra como *Espejo'*), por lo que la distancia de la nueva imagen al espejo también será d . Como la luz viaja hacia el espejo y vuelve, la distancia total recorrida será $2d$, esta distancia es equivalente a la distancia relativa entre el punto

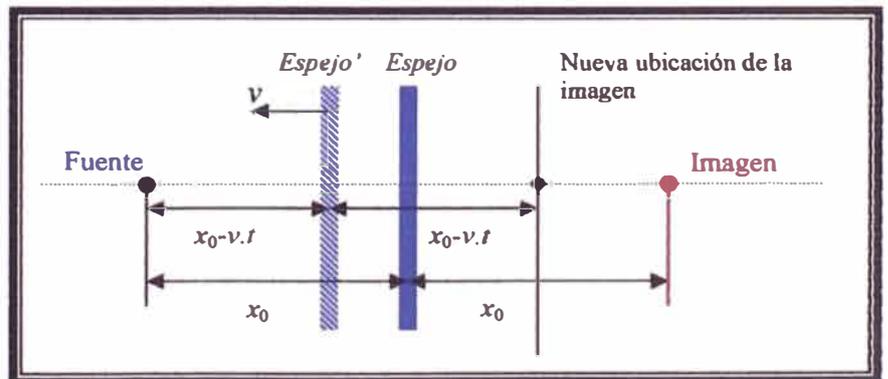


Figura 1.6: Esquema de coordenadas para el movimiento de la superficie vibrante hacia la fuente.

fuelle y su imagen x_{f-i} , así $2d=x_{f-i}$ (nótese que a través de este análisis el espejo puede ser eliminado y, en lugar de tener el espejo acercándose a la fuente estacionaria a una velocidad v , el punto imagen, que actúa como una nueva fuente, se acerca a la fuente en el sistema de laboratorio a una velocidad relativa $u=2v$). Resumiendo lo expresado, tenemos que la velocidad relativa entre la fuente y su imagen puede expresarse como:

$$u = \frac{dx_{f-i}}{dt} = -2v , \quad (1.26)$$

donde el signo negativo indica que el espejo sobre la superficie vibrante se acerca a la fuente para valores positivos de v . Por lo tanto, si reemplazamos este resultado en la ecuación (1.25) obtenemos la siguiente expresión para la intensidad:

$$I = 2I_0 \left(1 + \text{Cos} \left(\frac{4\pi}{\lambda} S_{(t)} + \frac{2\omega \cdot v}{c} t + \delta_0 \right) \right) = 4I_0 \text{Cos}^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} S_{(t)} + \frac{v\omega}{c} t + \delta'_0 \right) \quad (1.27)$$

además
$$\Delta\omega = \omega' - \omega = -2\omega \frac{v}{c} . \quad (1.28)$$

Ahora, la posición instantánea de la superficie vibrante viene dada por $S_{(t)}=v \cdot t$, donde v es la velocidad instantánea. Por lo tanto la expresión final del argumento del coseno, en la ecuación (1.27), es:

$$\frac{\delta'}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} vt + \frac{v\omega}{c} t + \delta'_0 = 2kvt + \delta'_0 . \quad (1.29)$$

Como se sabe, la derivada de la fase $\varphi=\delta'/2$ con respecto al tiempo está relacionada con la frecuencia angular instantánea $d\varphi/dt = \omega_{(t)} = 2\pi \cdot v_{(t)}$. Así, la frecuencia de señal Doppler viene dada por:

$$v_{(t)} = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (2kvt + \delta'_0) = \frac{2v}{\lambda} . \quad (1.30)$$

La ecuación (1.29) es un resultado muy importante ya que nos dice que la intensidad I va a variar de acuerdo con la diferencia de fase φ , entonces, necesariamente, dicha fase contiene información respecto de los máximos y mínimos de intensidad. Un máximo acontece cuando $\text{Cos}(\varphi)=1$, es decir

cuando $\varphi=2n\pi$, ($n=0,1,2,\dots$). Ahora, a manera de comprobar el resultado ya obtenido en la ecuación (1.11), consideremos la variación del movimiento de la superficie vibrante en medio periodo, así:

$$n = \frac{\int \partial\varphi}{2\pi} \quad (1.31)$$

recordando que tenemos dos variables independientes v y t , por lo tanto se puede deducir fácilmente a partir de la ecuación (1.29) que:

$$\partial\varphi = 2kv\partial t + 2kt\partial v \quad (1.32)$$

sustituyendo la ecuación (1.32) en (1.31), tenemos una integral en t , con limites de integración entre $t=0$ y t , y otra en v la cual vale cero ya que estamos suponiendo que al inicio y fin del movimiento tenemos $v=0$, entonces:

$$n = \frac{\int 2kv\partial t}{2\pi} = \frac{2kv t}{2\pi} = \frac{2\Delta d}{\lambda} \quad (1.33)$$

que coincide con el resultado de la ecuación (1.11), mostrándonos que los dos procesos son equivalentes. Es importante notar que el desplazamiento Δd de la membrana de la superficie vibrante es dos veces la amplitud A de dicho movimiento, tal como se muestra en figura siguiente.

Nótese que hasta ahora se ha tomado de forma general el movimiento de la superficie vibrante denotada por $S(t)$, éste movimiento tiene que ser periódico. Por ejemplo, si consideramos que nuestra superficie vibrante responde al movimiento descrito por la ecuación $S(t) = S_0 \cdot \text{Cos}(2\pi \cdot f_p \cdot t)$, donde S_0 es la amplitud del movimiento y f_p es la frecuencia con que se mueve la superficie vibrante, la ecuación (1.27) se reescribiría como:

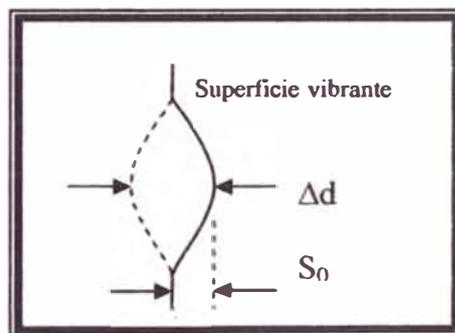


Figura 1.7: Relación geométrica entre la amplitud S_0 del movimiento de la superficie vibrante y el desplazamiento Δd .

$$\begin{aligned} I &= 2I_0 \left(1 + \text{Cos}\left(\frac{4\pi}{\lambda} S_0 \text{Cos}(2\pi f_p t) + \frac{2\omega v}{c} t + \delta_0\right) \right) \\ &= 4I_0 \text{Cos}^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} S_0 \text{Cos}(2\pi f_p t) + \frac{v\omega}{c} t + \delta'_0\right) \end{aligned} \quad (1.34)$$

Esta intensidad es la que se captara en el plano del fotodetector y se traducirá en una señal de voltaje si le agregamos un factor de conversión irradiancia-voltaje Γ , que dependerá de las características del sensor del fotodetector, así:

$$V = 2\Gamma I_0 \left(1 + \text{Cos} \left(\frac{4\pi}{\lambda} S_0 \text{Sen}(2\pi f_P t) + \frac{2\omega v}{c} t + \delta_0 \right) \right) \quad (1.35)$$

obsérvese que esto es válido si consideramos que la amplitud de vibración de la superficie (S_0) es grande comparada con la longitud de onda ($S_0 \gg \lambda/4$), así la señal V pasa a través de sus valores máximos y mínimos muchas veces mientras la superficie realiza media oscilación. Se puede asumir que en este corto lapso de tiempo $I_1 \approx I_2 = I_0$ y δ_0 son aproximadamente constantes, tal que la variación de la señal $V(t)$ es debida exclusivamente al desplazamiento de la superficie vibrante.

Obsérvese que el voltaje V posee una componente DC (debido al primer sumando) y una componente AC (segundo sumando). Esto nos será útil al momento de observar la señal de salida del fotodetector, ya que estos a veces muestran solo la componente AC.

Una típica señal es mostrada en la figura 1.8 ^[11, 14], donde los picos de las crestas y valles de la señal azul indican que la velocidad de la superficie es cero; las flechitas chicas en la señal de color rojo (proveniente del fotodetector) indican donde la frecuencia Doppler es máxima.

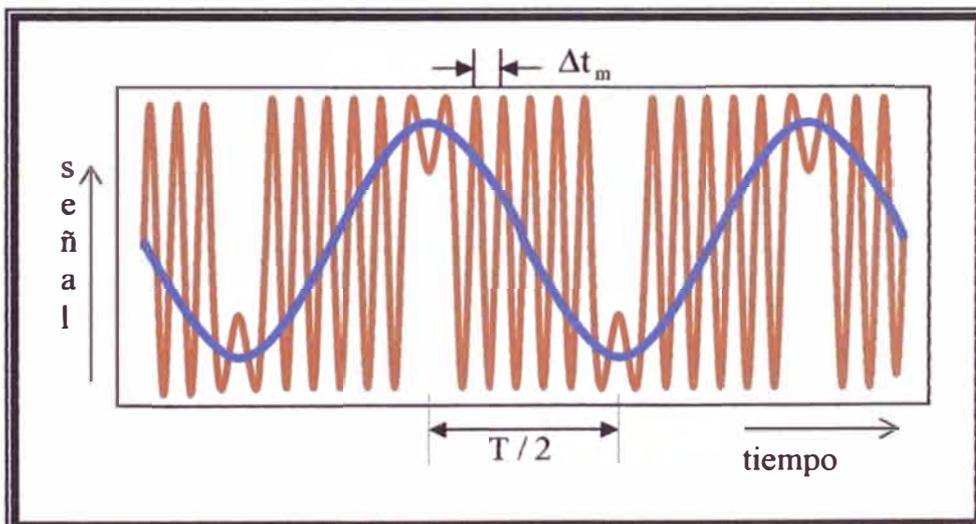


Figura 1.8: Ejemplo de una señal Doppler (rojo) producido por una alimentación senoidal (azul) a una superficie vibrante. Donde Δt_m es el periodo mínimo de la señal Doppler y $T/2$ es la mitad del periodo de la señal de alimentación.

Con esa información podemos calcular la amplitud de vibración y la velocidad máxima. Sabemos que la fase φ puede ser encontrada a partir de la ecuación (1.33), y que cada 2π ella permanece constante y recordando además, que el medio periodo corresponde a dos veces la amplitud, por lo tanto podemos estimar la amplitud como:

$$n = \frac{2 \cdot \Delta d}{\lambda} = \frac{2(2S_0)}{\lambda},$$

de donde se obtiene
$$S_0 = n \frac{\lambda}{4}, \quad (1.36)$$

esto nos dice que la amplitud S_0 puede ser fácilmente calculada contando el número de ciclos n que la señal Doppler presenta durante un medio ciclo de vibración de la superficie.

La velocidad máxima con que se mueve la superficie la podemos calcular directamente a partir de la ecuación (1.30):

$$v_{max} = (\lambda / 2) \nu_{max} = \frac{\lambda / 2}{\Delta t_{min}} \quad (1.37)$$

recuerde que ν_{max} es la frecuencia Doppler máxima y por ende, Δt_{min} es el periodo mínimo de la señal Doppler.

Por ultimo, S_0 también puede ser calculada a partir del máximo de la frecuencia Doppler, tomando en cuenta que para una señal periódica la velocidad máxima es $v_{max} = S_0 \cdot \omega_P = S_0 \cdot 2\pi \cdot f_P$, donde f_P es la frecuencia de vibración de la superficie. Por lo tanto:

$$S_0 = \frac{\lambda / 2}{2\pi f_P \Delta t_{min}} \quad (1.38)$$

esta ecuación nos permite determinar la amplitud de vibración de la superficie para cada frecuencia de excitación, pudiendo a partir de ello conocer la respuesta espectral de la superficie en forma puntual, pronosticando y/o determinando sus frecuencias de resonancia^[10,11].

1.4 MODELO MATEMÁTICO DE UNA SUPERFICIE VIBRANTE

Para el estudio de una cierta superficie vibrante utilizaremos las ecuaciones básicas conocidas del modelo mecánico de un oscilador armónico. Aquí se asumirá que se excitará la superficie vibrante con cierta señal conocida (por ejemplo para un parlante o un piezoeléctrico, sólo basta alimentarlo con un generador de ondas), por lo tanto el modelo mas apropiado es el de un oscilador armónico forzado^[28]. Entonces, sea $F=F_0\text{Cos}\omega_P t$ la fuerza oscilante aplicada a la superficie vibrante producida por la señal de excitación, siendo su frecuencia angular ω_P . Supondremos que la superficie esta sometida a una fuerza elástica $-kx$ y a una fuerza de amortiguamiento proporcional a la velocidad v igual a $-\lambda v$ ($\lambda=\text{cte.}$). Así su ecuación de movimiento es $m \cdot a = -kx - \lambda v + F_0 \text{Cos}\omega_P t$. Realizando las sustituciones $v = dx/dt$, $a = d^2x/dt^2$, tenemos:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + \lambda \frac{dx}{dt} + kx = F_0 \text{Cos}(\omega_P t) , \quad (1.39a)$$

la cual, si suponemos $2\gamma = \lambda / m$ y $\omega_{0P}^2 = k / m$, puede escribirse en la forma:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\gamma \frac{dx}{dt} + \omega_{0P}^2 x = \frac{F_0}{m} \text{Cos}(\omega_P t) , \quad (1.39b)$$

donde ω_{0P} es la frecuencia natural de oscilación de la superficie vibrante, ω_P es la frecuencia del forzado (que como ya se dijo será la frecuencia de la señal de excitación), m es la masa de la parte móvil de la superficie vibrante y γ es una constante. Ahora, supondremos como posible solución de la ecuación (1.39b), una expresión de la forma:

$$x_{(t)} = A \text{Cos}(\omega_P t + \phi) \quad (1.40)$$

la sustitución directa en la ecuación demuestra que será satisfactoria si la amplitud de oscilación esta dada por:

$$\begin{aligned} A_{(f)} &= \frac{F_0 / m}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_P^2)^2 + (2\gamma\omega_P)^2}} \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \frac{F_0}{m} \frac{1}{\sqrt{(f_0^2 - f_P^2)^2 + (\gamma f_P / \pi)^2}} \end{aligned} \quad (1.41)$$

y la fase inicial del desplazamiento por:

$$\operatorname{Tg}(\phi) = \frac{2\gamma\omega_p}{\omega_p^2 - \omega_0^2} \quad (1.42)$$

para verificar las dos ecuaciones anteriores, se desarrolla primero $\operatorname{Cos}(\omega_p t + \phi)$ y se sustituye el resultado en la ecuación (1.39b), luego se iguala los coeficientes de $\operatorname{Cos}(\omega_p t)$ y $\operatorname{Sen}(\omega_p t)$, respectivamente, en ambos lados de la ecuación; de las dos ecuaciones así obtenidas, se encuentra inmediatamente las ecuaciones (1.41) y (1.42).

Los parámetros que caracterizan al oscilador son su coeficiente de amortiguamiento $\Gamma = \gamma/\pi$ y su factor de merito o de calidad $Q = f_0/2\Gamma$, que indica qué tan bien la superficie vibrante sintoniza esa frecuencia.

Si se varia la amplitud de la señal de alimentación, es decir F_0 , entonces para cada valor de dicha amplitud habrá una variación del número de ciclos n por medio periodo (ver figura 1.8), lo que nos da una amplitud diferente y puede ser calculada a partir de la ecuación (1.36).

Dado que, por ejemplo, el movimiento de la superficie vibrante será descrito por la ecuación (1.40) y como es sabido que la velocidad es la derivada temporal de la posición, se tiene:

$$v = \frac{dx}{dt} = -A\omega_p \operatorname{Sen}(\omega_p t + \phi) = -v_m \operatorname{Sen}(\omega_p t + \phi) \quad (1.43)$$

esta ecuación nos dice que la velocidad máxima es proporcional a la amplitud, de esa forma si trazamos un gráfico v_m por A obtendremos una recta, la cual nos indicara la región lineal de trabajo a cierta frecuencia. Hay que observar que v_m se puede calcular a partir de la ecuación (1.37).

1.5 LOS MICROCONTROLADORES

El microcontrolador es un circuito integrado que contiene todos los componentes de un computador. Se emplea para controlar el funcionamiento de una tarea determinada y, debido a su reducido tamaño, suele ir incorporado en el propio dispositivo al que gobierna. Esta última característica es la que le confiere la denominación de “controlador incrustado” (*embedded controller*).

El microcontrolador es un computador **dedicado**. En su memoria sólo reside un programa destinado a gobernar una aplicación determinada; sus líneas de entrada/salida soportan el conexionado de los sensores y actuadores del dispositivo a controlar, y todos los recursos complementarios disponibles tienen como única finalidad atender sus requerimientos. Una vez programado y configurado el microcontrolador solamente sirve para gobernar la tarea asignada.

Un microcontrolador es un computador completo, aunque de limitadas prestaciones, que está contenido en el chip de un circuito integrado y se destina a gobernar una sola tarea.

El microcontrolador incluye en su interior las tres unidades funcionales de un ordenador: CPU (unidad central de proceso), Memoria y Unidades de E/S, es decir, se trata de un computador completo en un solo circuito integrado. Aunque sus prestaciones son limitadas, además de dicha integración, su característica principal es su alto nivel de especialización. Aunque los hay del tamaño de un sello de correos, lo normal es que sean incluso más pequeños, ya que, lógicamente, forman parte del dispositivo que controlan.

Un microcontrolador es un microprocesador optimizado para ser utilizado para controlar equipos electrónicos. Un microcontrolador difiere de una CPU normal, debido a que es más fácil convertirla en un ordenador en funcionamiento, con un mínimo de chips externos de apoyo. La idea aquí, es que el chip se coloque en el dispositivo, conectando a la fuente de energía y de información que necesite; mientras que un microprocesador tradicional no le permitirá hacer esto, ya que espera que todas estas tareas sean manejadas por otros chips.

Los microcontroladores disponen generalmente también de una gran variedad de dispositivos de entrada/salida, como convertidores de analógico a digital, temporizadores, USARTs (Transmisor Receptor Síncrono Asíncrono Universal) y buses de interfaz serie especializados, como I²C (Inter-Integrated circuit) y CAN (Controller Area Network). Frecuentemente, estos dispositivos integrados pueden ser controlados por instrucciones de procesadores especializados. Los modernos

microcontroladores frecuentemente incluyen un lenguaje de programación integrado, como el ASSEMBLER o BASIC que se utilizan bastante con este propósito.

Los microcontroladores están presentes en nuestro trabajo, en nuestra casa y en nuestra vida en general. Se pueden encontrar controlando el funcionamiento de los ratones y teclados de los computadores, en los teléfonos, en los hornos microondas, los televisores, etc.

1.5.1 Controlador y microcontrolador.

Recibe el nombre de controlador el dispositivo que se emplea para el gobierno de uno o varios procesos. Por ejemplo, el controlador que regula el funcionamiento de un horno dispone de un sensor que mide constantemente su temperatura interna y, cuando traspasa los límites prefijados, genera las señales adecuadas que accionan a los actuadores que intentan llevar el valor de la temperatura dentro del rango estipulado. Aunque el concepto de controlador ha permanecido invariable a través del tiempo, su implementación física ha variado frecuentemente. Hace tres décadas, los controladores se construían exclusivamente con componentes de lógica discreta, posteriormente se emplearon los microprocesadores, que se rodeaban con chips de memoria y E/S (entrada/salida) sobre una tarjeta de circuito impreso. En la actualidad, todos los elementos del controlador se han podido incluir en un chip, el cual recibe el nombre de microcontrolador. Realmente consiste en un sencillo pero completo computador contenido en el corazón (chip) de un circuito integrado.

Un microcontrolador es un circuito integrado de alta escala de integración que incorpora la mayor parte de los elementos que configuran un controlador.

Un microcontrolador dispone normalmente de los siguientes componentes:

- Procesador o CPU.
- Memoria RAM para Contener los datos.
- Memoria para el programa tipo ROM/PROM/EPROM.
- Líneas de E/S para comunicarse con el exterior.
- Diversos módulos para el control de periféricos (temporizadores, Puertas Serie y Paralelo, ADC: Conversores Analógico/Digital, DAC: Conversores Digital/Analógico, etc.).

- Generador de impulsos de reloj que sincronizan el funcionamiento de todo el sistema.

Los productos que para su regulación incorporan un microcontrolador disponen de las siguientes ventajas:

- Aumento de prestaciones: un mayor control sobre un determinado elemento representa una mejora considerable en el mismo.
- Aumento de la fiabilidad: al reemplazar el microcontrolador por un elevado número de elementos disminuye el riesgo de averías y se precisan menos ajustes.
- Reducción del tamaño en el producto acabado: La integración del microcontrolador en un chip disminuye el volumen, la mano de obra y los stocks.
- Mayor flexibilidad: las características de control están programadas por lo que su modificación sólo necesita cambios en el programa de instrucciones.

Así, el microcontrolador es en definitiva un circuito integrado que incluye todos los componentes de un computador. Debido a su reducido tamaño es posible montar el controlador en el propio dispositivo al que gobierna. En este caso el controlador recibe el nombre de controlador empotrado (embedded controller).

1.5.2 Diferencia entre microprocesador y microcontrolador.

El microprocesador es un circuito integrado que contiene la Unidad Central de Proceso (CPU), también llamada procesador, de un computador. La CPU está formada por la Unidad de Control, que interpreta las instrucciones, y el camino de datos, que las ejecuta.

Las patitas de un microprocesador sacan al exterior las líneas de sus buses de direcciones, datos y control, para permitir conectarse con la Memoria y los Módulos de E/S, y configurar un computador implementado por varios circuitos integrados. Se dice que un microprocesador es un sistema abierto porque su configuración es variable de acuerdo con la aplicación a la que se destine. (Figura 1.9)

Si sólo se dispusiese de un modelo de microcontrolador, éste debería tener muy potenciados todos sus recursos para poderse adaptar a las exigencias de las diferentes aplicaciones. Esta potenciación supondría en muchos casos un despilfarro. En la práctica cada fabricante de microcontroladores oferta un elevado número de modelos diferentes, desde los más sencillos hasta los más poderosos.

Es posible seleccionar la capacidad de las memorias, el número de líneas de E/S, la cantidad y potencia de los elementos auxiliares, la velocidad de funcionamiento, etc. Por todo ello, un aspecto muy destacado del diseño es la selección del microcontrolador a utilizar (esto se vera mas adelante, después de tener claro los recursos que estos ofrecen).

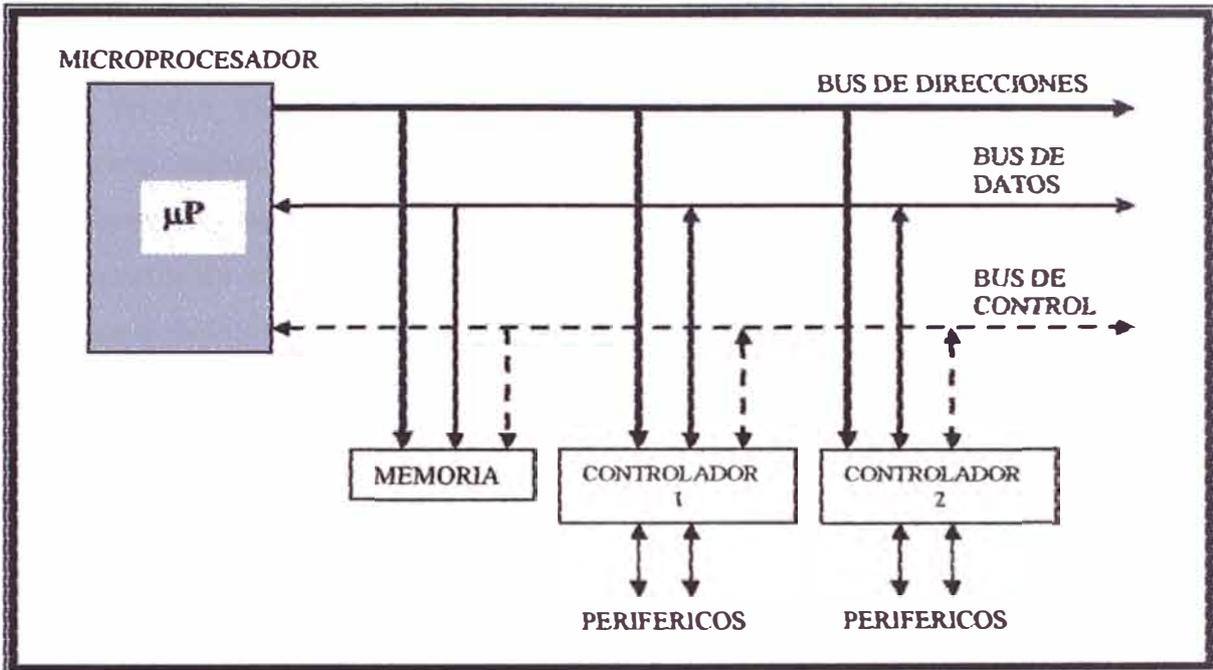


Figura 1.9: Estructura de un sistema abierto basado en un microprocesador. La disponibilidad de los buses en el exterior permite que se configure a la medida de la aplicación.

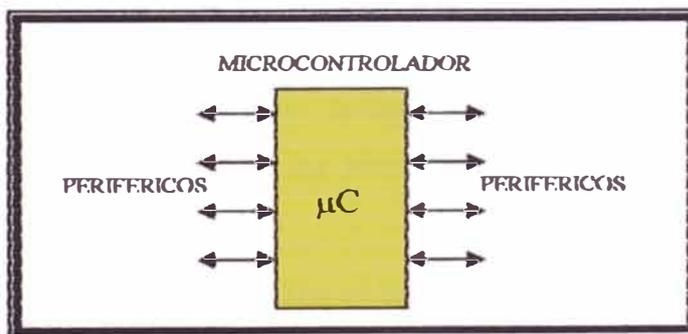


Figura 1.10: El microcontrolador es un sistema cerrado. Todas las partes del computador están contenidas en su interior y sólo salen al exterior las líneas que gobiernan los periféricos.

1.5.3 Aplicaciones de los microcontroladores y su mercado

Cada vez existen más productos que incorporan un microcontrolador con el fin de aumentar sustancialmente sus prestaciones, reducir su tamaño y costo, mejorar su fiabilidad y disminuir el consumo. Algunos fabricantes de microcontroladores superan el millón de unidades de un modelo determinado producidas en una semana. Este dato puede dar una idea de la masiva utilización de estos componentes. Los microcontroladores están siendo empleados en multitud de sistemas presentes en nuestra vida diaria, como pueden ser juguetes, horno microondas, frigoríficos, televisores, computadoras, impresoras, módems, el sistema de arranque de nuestro coche, etc. Y otras aplicaciones con las que seguramente no estaremos tan familiarizados como instrumentación electrónica, control de sistemas en una nave espacial, etc. Una aplicación típica podría emplear varios microcontroladores para controlar pequeñas partes del sistema. Estos pequeños controladores podrían comunicarse entre ellos y con un procesador central, probablemente más potente, para compartir la información y coordinar sus acciones, como, de hecho, ocurre ya habitualmente en cualquier PC.

Existe una gran diversidad de microcontroladores. Quizá la clasificación más importante sea entre microcontroladores de 4, 8, 16 ó 32 bits. Aunque las prestaciones de los microcontroladores de 16 y 32 bits son superiores a los de 4 y 8 bits, la realidad es que los microcontroladores de 8 bits dominan el mercado y los de 4 bits se resisten a desaparecer. La razón de esta tendencia es que los microcontroladores de 4 y 8 bits son apropiados para la gran mayoría de las aplicaciones, lo que hace absurdo emplear micros más potentes y consecuentemente más caros.

En cuanto a las técnicas de fabricación, cabe decir que prácticamente la totalidad de los microcontroladores actuales se fabrican con tecnología CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor). Esta tecnología supera a las técnicas anteriores por su bajo consumo y alta inmunidad al ruido.

La distribución de las ventas según su aplicación es la siguiente:

- Una tercera parte se absorbe en las aplicaciones relacionadas con los computadores y sus periféricos.
- La cuarta parte se utiliza en las aplicaciones de consumo (electrodomésticos, juegos, TV, vídeo, etc.)

- El 16% de las ventas mundiales se destinó al área de las comunicaciones.
- Otro 16% fue empleado en aplicaciones industriales.
- El resto de los microcontroladores vendidos en el mundo, aproximadamente un 10% fueron adquiridos por las industrias de automoción.

También los modernos microcontroladores de 32 bits van afianzando sus posiciones en el mercado, siendo las áreas de más interés el procesamiento de imágenes, las comunicaciones, las aplicaciones militares, los procesos industriales y el control de los dispositivos de almacenamiento masivo de datos.

1.5.4 Recursos comunes a todos los microcontroladores

Al estar todos los microcontroladores integrados en un chip, su estructura fundamental y sus características básicas son muy parecidas. Todos deben disponer de los bloques esenciales Procesador, memoria de datos y de instrucciones, líneas de E/S, oscilador de reloj y módulos controladores de periféricos. Sin embargo, cada fabricante intenta enfatizar los recursos más idóneos para las aplicaciones a las que se destinan preferentemente.

En este apartado se hace un recorrido de todos los recursos que se hallan en todos los microcontroladores describiendo las diversas alternativas y opciones que pueden encontrarse según el modelo seleccionado.

1.5.4.1 Arquitectura básica

Aunque inicialmente todos los microcontroladores adoptaron la arquitectura clásica de Von Neumann, en el momento presente se impone la arquitectura Harvard. La arquitectura de Von Neumann se caracteriza por disponer de una sola memoria principal donde se almacenan datos e instrucciones de forma indistinta. A dicha memoria se accede a través de un sistema de buses único (direcciones, datos y control).

La arquitectura Harvard dispone de dos memorias independientes una, que contiene sólo instrucciones y otra, sólo datos. Ambas disponen de sus respectivos sistemas de buses de acceso y es posible realizar operaciones de acceso (lectura o escritura) simultáneamente en ambas memorias.



Figura 1.11: . La arquitectura Harvard dispone de dos memorias independientes para datos y para instrucciones, permitiendo accesos simultáneos.

Los microcontroladores PIC responden a la arquitectura Harvard.

1.5.4.2 El procesador o CPU

Es el elemento más importante del microcontrolador y determina sus principales características, tanto a nivel hardware como software. Se encarga de direccionar la memoria de instrucciones, recibir el código OP (OpCode, código de operación) de la instrucción en curso, su decodificación y la ejecución de la operación que implica la instrucción, así como la búsqueda de los operandos y el almacenamiento del resultado.

Existen tres orientaciones en cuanto a la arquitectura y funcionalidad de los procesadores actuales.

CISC: Un gran número de procesadores usados en los microcontroladores están basados en la filosofía CISC (Computadores de Juego de Instrucciones Complejo). Disponen de más de 80 instrucciones máquina en su repertorio, algunas de las cuales son muy sofisticadas y potentes, requiriendo muchos ciclos para su ejecución. Una ventaja de los procesadores CISC es que ofrecen al programador instrucciones complejas que actúan como macros.

RISC: Tanto la industria de los computadores comerciales como la de los microcontroladores están inclinándose hacia la filosofía RISC (Computadores de Juego de Instrucciones Reducido). En estos procesadores el repertorio de instrucciones máquina es muy reducido y las instrucciones son simples y, generalmente, se ejecutan en un ciclo. La sencillez y rapidez de las instrucciones permiten optimizar el hardware y el software del procesador.

SISC: En los microcontroladores destinados a aplicaciones muy concretas, el juego de instrucciones, además de ser reducido, es “específico”, o sea, las instrucciones se adaptan a las necesidades de la aplicación prevista. Esta filosofía se ha bautizado con el nombre de SISC (Computadores de Juego de Instrucciones Específico).

1.5.4.3 Memoria

En los microcontroladores la memoria de instrucciones y datos está integrada en el propio chip. Una parte debe ser no volátil, tipo ROM (Read Only Memory), y se destina a contener el programa de instrucciones que gobierna la aplicación. Otra parte de memoria será tipo RAM (Random Access Memory), volátil, y se destina a guardar las variables y los datos.

Hay dos peculiaridades que diferencian a los microcontroladores de los computadores personales:

1. No existen sistemas de almacenamiento masivo como disco duro o disquetes.
2. Como el microcontrolador sólo se destina a una tarea en la memoria ROM, sólo hay que almacenar un único programa de trabajo.

La RAM en estos dispositivos es de poca capacidad pues sólo debe contener las variables y los cambios de información que se produzcan en el transcurso del programa. Por otra parte, como sólo existe un programa activo, no se requiere guardar una copia del mismo en la RAM pues se ejecuta directamente desde la ROM.

En los diseños con microcontroladores se trabajan con capacidades de ROM comprendidas entre 512 bytes y 8 Kbytes, y de RAM comprendidas entre 20 y 512 bytes (la diferencia es grande comparando por ejemplo con los usuarios de computadores personales que están habituados a manejar Megabytes de memoria).

Según el tipo de memoria ROM que dispongan los microcontroladores, la aplicación y utilización de los mismos es diferente. Se describen las cinco versiones de memoria no volátil que se pueden encontrar en los microcontroladores del mercado.

1º. ROM con máscara: Es una memoria no volátil de sólo lectura cuyo contenido se graba durante la fabricación del chip. El elevado costo del diseño de la máscara sólo hace aconsejable el empleo de los microcontroladores con este tipo de memoria cuando se precisan cantidades superiores a varios miles de unidades.

2ª. OTP: El microcontrolador contiene una memoria no volátil de sólo lectura “programable una sola vez” por el usuario. OTP (One Time Programmable). Es el usuario quien puede escribir el programa en el chip mediante un sencillo grabador controlado por un programa desde un PC.

La versión OTP es recomendable cuando es muy corto el ciclo de diseño del producto, o bien, en la construcción de prototipos y series muy pequeñas. Tanto en este tipo de memoria como en la EPROM, se suele usar la encriptación mediante fusibles para proteger el código contenido.

3ª EPROM: Los microcontroladores que disponen de memoria EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory) pueden borrarse y grabarse muchas veces. La grabación se realiza, como en el caso de los OTP, con un grabador gobernado desde una PC. Si, posteriormente, se desea borrar el contenido, disponen de una ventana de cristal en su superficie por la que se somete a la EPROM a rayos ultravioleta durante varios minutos. Las cápsulas son de material cerámico y son más caros que los microcontroladores con memoria OTP que están hechos con material plástico.

4ª EEPROM: Se trata de memorias de sólo lectura, programables y borrables eléctricamente. EEPROM (Electrical Erasable Programmable Read Only Memory). Tanto la programación como el borrado, se realizan eléctricamente desde el propio grabador y bajo el control programado de un PC. Es muy cómoda y rápida la operación de grabado y la de borrado. No disponen de ventana de cristal en la superficie. Los microcontroladores dotados de memoria EEPROM una vez instalados en el circuito, pueden grabarse y borrarse cuantas veces se quiera sin ser retirados de dicho circuito. Para ello se usan “grabadores en circuito” que confieren una gran flexibilidad y rapidez a la hora de realizar modificaciones en el programa de trabajo. El número de veces que puede grabarse y borrarse una memoria EEPROM es finito, por lo que no es recomendable una reprogramación continua. Son muy idóneos para la Ingeniería de diseño.

Se va extendiendo en los fabricantes la tendencia de incluir una pequeña zona de memoria EEPROM en los circuitos programables para guardar y modificar cómodamente una serie de parámetros que adecuan el dispositivo a las condiciones del entorno.

Este tipo de memoria es relativamente lenta.

5ª FLASH: Se trata de una memoria no volátil, de bajo consumo, que se puede escribir y borrar. Funciona como una ROM y una RAM pero consume menos y es más pequeña. A diferencia de la ROM, la memoria FLASH es programable en el circuito. Es más rápida y de mayor densidad que la EEPROM. La alternativa FLASH está recomendada frente a la EEPROM cuando se precisa gran

cantidad de memoria de programa no volátil. Es más veloz y tolera más ciclos de escritura/borrado. Las memorias EEPROM y FLASH son muy útiles al permitir que los microcontroladores que las incorporan puedan ser reprogramados “en circuito”, es decir, sin tener que sacar el circuito integrado de la tarjeta. Así, un dispositivo con este tipo de memoria incorporado al control del motor de un automóvil permite que pueda modificarse el programa durante la rutina de mantenimiento periódico, compensando los desgastes y otros factores tales como la compresión, la instalación de nuevas piezas, etc. La reprogramación del microcontrolador puede convertirse en una labor rutinaria dentro de la puesta a punto.

1.5.4.4 Puertas de Entrada y Salida

La principal utilidad de las patitas que posee la cápsula que contiene un microcontrolador es soportar las líneas de E/S que comunican al computador interno con los periféricos exteriores. Según los controladores de periféricos que posea cada modelo de microcontrolador, las líneas de E/S se destinan a proporcionar el soporte a las señales de entrada, salida y control.

1.5.4.5 Reloj principal

Todos los microcontroladores disponen de un circuito oscilador que genera una onda cuadrada de alta frecuencia, que configura los impulsos de reloj usados en la sincronización de todas las operaciones del sistema. Generalmente, el circuito de reloj está incorporado en el microcontrolador y sólo se necesitan unos pocos componentes exteriores para seleccionar y estabilizar la frecuencia de trabajo. Dichos componentes suelen consistir en un cristal de cuarzo junto a elementos pasivos o bien un resonador cerámico o una red R-C. Aumentar la frecuencia de reloj supone disminuir el tiempo en que se ejecutan las instrucciones pero lleva consigo un incremento del consumo de energía.

1.5.5 RECURSOS ESPECIALES

Cada fabricante oferta numerosas versiones de una arquitectura básica de microcontrolador. En algunas amplía las capacidades de las memorias, en otras incorpora nuevos recursos, en otras reduce las prestaciones al mínimo para aplicaciones muy simples, etc. La labor en el diseño es encontrar el modelo mínimo que satisfaga todos los requerimientos de la aplicación a desarrollarse, de esta

forma, lógicamente se minimizará el coste, el hardware y el software. Los principales recursos específicos que incorporan los microcontroladores son:

- Temporizadores o “Timers”.
- Perro guardián o “Watchdog”.
- Protección ante fallo de alimentación o “Brownout”.
- Estado de reposo o de bajo consumo.
- Conversor A/D.
- Conversor D/A.
- Comparador analógico.
- Modulador de anchura de impulsos o PWM.
- Puertas de E/S digitales.
- Puertas de comunicación.

1.5.5.1 Temporizadores o “Timers”

Se emplean para controlar periodos de tiempo (temporizadores) y para llevar la cuenta de acontecimientos que suceden en el exterior (contadores). Para la medida de tiempos se carga un registro con el valor adecuado y a continuación dicho valor se va incrementando o decrementando al ritmo de los impulsos de reloj o algún múltiplo hasta que se desborde y llegue a 0, momento en el que se produce un aviso. Cuando se desean contar acontecimientos que se materializan por cambios de nivel o flancos en alguna de las patitas del microcontrolador, el mencionado registro se va incrementando o decrementando al ritmo de dichos impulsos.

1.5.5.2 Perro guardián o “Watchdog”

Cuando el computador personal se bloquea por un fallo del software u otra causa, se pulsa el botón del reset y se reinicializa el sistema. Pero un microcontrolador funciona sin el control de un supervisor y de forma continuada las 24 horas del día. El Perro guardián consiste en un temporizador que, cuando se desborda y pasa por 0, provoca un reset automáticamente en el sistema.

Se debe diseñar el programa de trabajo que controla la tarea de forma que refresque o inicialice al Perro guardián antes de que provoque el reset. Si falla el programa o se bloquea, no se refrescará al Perro guardián y, al completar su temporización, “ladrará y ladrará” hasta provocar el reset.

1.5.5.3 Protección ante fallo de alimentación o “Brownout”

Se trata de un circuito que resetea al microcontrolador cuando el voltaje de alimentación (VDD) es inferior a un voltaje mínimo (“brownout”). Mientras el voltaje de alimentación sea inferior al de brownout el dispositivo se mantiene reseteado, comenzando a funcionar normalmente cuando sobrepasa dicho valor.

1.5.5.4 Estado de reposo ó de bajo consumo

Son abundantes las situaciones reales de trabajo en que el microcontrolador debe esperar, sin hacer nada, a que se produzca algún acontecimiento externo que le ponga de nuevo en funcionamiento. Para ahorrar energía, (factor clave en los aparatos portátiles), los microcontroladores disponen de una instrucción especial (SLEEP en los PIC), que les pasa al estado de reposo o de bajo consumo, en el cual los requerimientos de potencia son mínimos. En dicho estado se detiene el reloj principal y se “congelan” sus circuitos asociados, quedando sumido en un profundo “sueño” el microcontrolador. Al activarse una interrupción ocasionada por el acontecimiento esperado, el microcontrolador se despierta y reanuda su trabajo.

1.5.5.5 Conversor A/D (CAD)

Los microcontroladores que incorporan un conversor A/D (Analógico/Digital) pueden procesar señales analógicas, tan abundantes en las aplicaciones. Suelen tener un multiplexor que permite aplicar a la entrada del CAD diversas señales analógicas desde las patitas del circuito integrado.

1.5.5.6 Conversor D/A (CDA)

Transforma los datos digitales obtenidos del procesamiento del computador en su correspondiente señal analógica que saca al exterior por una de las patitas de la cápsula. Existen muchos actuadores que trabajan con señales analógicas.

1.5.5.7 Comparador analógico

Algunos modelos de microcontroladores disponen internamente de un Amplificador Operacional que actúa como comparador entre una señal fija de referencia y otra variable que se aplica por una de las patitas de la cápsula. La salida del comparador proporciona un nivel lógico 1 ó 0 según una señal sea mayor o menor que la otra. También hay modelos de microcontroladores con un módulo de tensión de referencia que proporciona diversas tensiones de referencia que se pueden aplicar en los comparadores.

1.5.5.8 Modulador de anchura de impulsos o PWM

Son circuitos que proporcionan en su salida impulsos de anchura variable, que se ofrecen al exterior a través de las patitas del encapsulado. Estos son muy utilizados por ejemplo para en control de potencia en motores, lámparas, calentadores resistivos, etc

1.5.5.9 Puertas de E/S digitales

Todos los microcontroladores destinan algunas de sus patitas a soportar líneas de E/S digitales. Por lo general, estas líneas se agrupan de ocho en ocho formando “puertas”. Las líneas digitales de las puertas pueden configurarse como entrada o como salida cargando un 1 ó un 0 en el bit correspondiente de un registro destinado a su configuración.

1.5.5.10 Puertas de comunicación

Con objeto de dotar al microcontrolador de la posibilidad de comunicarse con otros dispositivos externos, otros buses de microprocesadores, buses de sistemas, buses de redes y poder adaptarlos con otros elementos bajo otras normas y protocolos. Algunos modelos disponen de recursos que permiten directamente esta tarea, entre los que destacan:

- UART, adaptador de comunicación serie asíncrona.
- USART, adaptador de comunicación serie síncrona y asíncrona
- Puerta paralela esclava para poder conectarse con los buses de otros microprocesadores.
- USB (Universal Serial Bus), que es un moderno bus serie para los PC.

- Bus I2C, que es un interfase serie de dos hilos desarrollado por Philips.
- CAN (Controller Area Network), para permitir la adaptación con redes de conexión multiplexado desarrollado conjuntamente por Bosch e Intel para el cableado de dispositivos en automóviles.

1.5.6 Herramientas para el desarrollo de aplicaciones.

Uno de los factores que más importancia tiene a la hora de seleccionar un microcontrolador entre todos los demás es el soporte tanto software como hardware de que dispone. Un buen conjunto de herramientas de desarrollo puede ser decisivo en la elección, ya que pueden suponer una ayuda inestimable en el desarrollo del proyecto. Las principales herramientas de ayuda al desarrollo de sistemas basados en microcontroladores son:

➤ **Desarrollo del software:**

Ensamblador. La programación en lenguaje ensamblador puede resultar un tanto ardua para el principiante, pero permite desarrollar programas muy eficientes, ya que otorga al programador el dominio absoluto del sistema. Los fabricantes suelen proporcionar el programa ensamblador de forma gratuita y en cualquier caso siempre se puede encontrar una versión gratuita para los microcontroladores más populares.

Compilador. La programación en un lenguaje de alto nivel (como el C) permite disminuir el tiempo de desarrollo de un producto. No obstante, si no se programa con cuidado, el código resultante puede ser mucho más ineficiente que el programado en ensamblador. Las versiones más potentes suelen ser muy caras, aunque para los microcontroladores más populares pueden encontrarse versiones demo limitadas e incluso compiladores gratuitos.

➤ **Depuración:**

Debido a que los microcontroladores van a controlar dispositivos físicos, los desarrolladores necesitan herramientas que les permitan comprobar el buen funcionamiento del microcontrolador cuando es conectado al resto de circuitos.

Simulador. Son capaces de ejecutar en un PC programas realizados para el microcontrolador. Los simuladores permiten tener un control absoluto sobre la ejecución de un programa, siendo ideales para la depuración de los mismos. Su gran inconveniente es que es difícil simular la entrada y salida de datos del microcontrolador. Tampoco cuentan con los posibles ruidos en las entradas, pero, al menos, permiten el paso físico de la implementación de un modo más seguro y menos costoso, puesto que ahorraremos en grabaciones de chips para la prueba in-situ.

Placas de evaluación. Se trata de pequeños sistemas con un microcontrolador ya montado y que suelen conectarse a un PC desde el que se cargan los programas que se ejecutan en el microcontrolador. Las placas suelen incluir visualizadores LCD, teclados, LEDs, fácil acceso a los pines de E/S, etc. El sistema operativo de la placa recibe el nombre de programa monitor. El programa monitor de algunas placas de evaluación, aparte de permitir cargar programas y datos en la memoria del microcontrolador, puede permitir en cualquier momento realizar ejecución paso a paso, monitorizar el estado del microcontrolador o modificar los valores almacenados los registros o en la memoria.

Emuladores en circuito. Se trata de un instrumento que se coloca entre el PC anfitrión y el zócalo de la tarjeta de circuito impreso donde se alojará el microcontrolador definitivo. El programa es ejecutado desde el PC, pero para la tarjeta de aplicación es como si lo hiciese el mismo microcontrolador que luego irá en el zócalo. Presenta en pantalla toda la información tal y como luego sucederá cuando se coloque la cápsula.

1.6 LA FAMILIA DE LOS PIC

La elección de estos microcontroladores de la empresa Microchip y las razones de la excelente acogida que tienen los PIC son los siguientes:

- Sencillez de manejo: Tienen un juego de instrucciones reducido; 35 en la gama media.
- Buena información, fácil de conseguir y económica^[17-20].
- Precio: Su coste es comparativamente inferior al de sus competidores.
- Poseen una elevada velocidad de funcionamiento. Buen promedio de parámetros: velocidad, consumo, tamaño, alimentación, código compacto, etc.

- Herramientas de desarrollo fáciles y baratas. Muchas herramientas software se pueden recoger libremente a través de Internet desde Microchip^[20].
- Existe una gran variedad de herramientas hardware que permiten grabar, depurar, borrar y comprobar el comportamiento de los PIC.
- Diseño rápido.
- La gran variedad de modelos de PIC permite elegir el que mejor responde a los requerimientos de la aplicación.
- Se consiguen con relativa facilidad en nuestro medio.

Quizás, un poco de todo eso es lo que produce esa imagen de sencillez y utilidad. Es probable que en un futuro próximo otra familia de microcontroladores le arrebatase esa posición en nuestro medio.

Queremos constatar que para las aplicaciones más habituales (casi un 90%) la elección de una versión adecuada de PIC es la mejor solución; sin embargo, dado su carácter general, otras familias de microcontroladores son más eficaces en aplicaciones específicas, especialmente si en ellas predomina una característica concreta, que puede estar muy desarrollada en otra familia.

Una de las razones del éxito de los PIC se basa en su utilización. Cuando se aprende a manejar uno de ellos, conociendo su arquitectura y su repertorio de instrucciones, es muy fácil emplear otro modelo.

1.6.1 Criterios para la elección del microcontrolador

A la hora de escoger el microcontrolador a emplear en un diseño concreto hay que tener en cuenta multitud de factores, como la documentación y herramientas de desarrollo disponibles y su precio, y por supuesto las características del microcontrolador (tipo de memoria de programa, número de temporizadores, interrupciones, etc.).

Antes de seleccionar un microcontrolador es imprescindible analizar los requisitos de la aplicación:

Procesamiento de datos: puede ser necesario que el microcontrolador realice cálculos críticos en un tiempo limitado. En ese caso deberá asegurarse de seleccionar un dispositivo suficientemente rápido para ello. Por otro lado, habrá que tener en cuenta la precisión de los datos a manejar: si no es

suficiente con un microcontrolador de 8 bits, puede ser necesario acudir a microcontroladores de 16 ó 32 bits, o incluso a hardware de coma flotante. Una alternativa más barata y quizá suficiente es usar librerías para manejar los datos de alta precisión.

Entrada - Salida: para determinar las necesidades de Entrada/Salida del sistema es conveniente dibujar un diagrama de bloques del mismo, de tal forma que sea sencillo identificar la cantidad y tipo de señales a controlar. Una vez realizado este análisis puede ser necesario añadir periféricos hardware externos o cambiar a otro microcontrolador más adecuado a ese sistema.

Consumo: algunos productos que incorporan microcontroladores están alimentados con baterías y su funcionamiento puede ser tan vital como activar una alarma antirrobo. Lo más conveniente en un caso como éste puede ser que el microcontrolador esté en estado de bajo consumo pero que despierte ante la activación de una señal (una interrupción) y ejecute el programa adecuado para procesarla.

Memoria: para detectar las necesidades de memoria de nuestra aplicación debemos separarla en memoria volátil (RAM), memoria no volátil (ROM, EPROM, etc.) y memoria no volátil modificable (EEPROM). Este último tipo de memoria puede ser útil para incluir información específica de la aplicación como un número de serie o parámetros de calibración. Generalmente, el tipo de memoria a emplear vendrá determinado por el volumen de ventas previsto del producto: de menor a mayor volumen será conveniente emplear EPROM, OTP y ROM. En cuanto a la cantidad de memoria necesaria puede ser imprescindible realizar una versión preliminar, aunque sea en pseudo-código, de la aplicación y a partir de ella hacer una estimación de cuánta memoria volátil y no volátil es necesaria y si es conveniente disponer de memoria no volátil modificable.

Ancho de palabra: el criterio de diseño debe ser seleccionar el microcontrolador de menor ancho de palabra que satisfaga los requerimientos de la aplicación. Usar un microcontrolador de 4 bits supondrá una reducción importante en los costos, mientras que uno de 8 bits puede ser el más adecuado si el ancho de los datos es de un byte. Los microcontroladores de 16 y 32 bits, debido a su elevado costo, deben reservarse para aplicaciones que requieran sus altas prestaciones (Entrada/Salida potente o espacio de direccionamiento muy elevado).

Diseño de la placa: la selección de un microcontrolador concreto condicionará el diseño de la placa de circuitos. Debe tenerse en cuenta que quizá usar un microcontrolador barato encarezca el resto de componentes del diseño.

Los criterios mencionados son criterios generales y que por lo tanto se aplican a cualquier familia de microcontroladores, en nuestro caso son los PIC. Es preciso resaltar en este punto que existen innumerables familias de microcontroladores, cada una de las cuales posee un gran número de variantes. Por ejemplo el fabricante Microchip realiza una clasificación en gamas. Cada gama tiene características en común y que la distinguen de las demás, las cuales describiremos brevemente a continuación:

Gama baja o básica: PIC16C5X con instrucciones de 12 bits: se trata de una serie de PIC de recursos limitados, pero con una de las mejores relaciones *costo/prestación*. Sus versiones están encapsuladas con 18 y 28 patitas y pueden alimentarse a partir de una tensión de 2,5V, lo que los hace ideales en aplicaciones que funcionan con pilas. Tienen un repertorio de 33 instrucciones cuyo formato consta de 12 bits. No admiten ningún tipo de interrupción y la pila sólo dispone de dos niveles.

Gama media: PIC16CXXX con instrucciones de 14 bits: es la gama mas variada y completa de los PIC. Abarca modelos con encapsulados desde 18 patitas hasta 68, cubriendo varias opciones que integran abundantes periféricos. Dentro de esta gama se halla el popular PIC16F84A. El repertorio de instrucciones es de 35 a 14 bits cada una y compatible con el de la gama baja. Sus distintos modelos contienen todos los recursos que se precisan en las aplicaciones de los microcontroladores de 8 bits. También dispone de interrupciones y una Pila de 8 niveles que permite el anidamiento de subrutinas. Mas adelante, se muestran mas detalles, debido a que utilizaremos un PIC de esta gama.

Gama alta: PIC17CXXX con instrucciones de 16 bits: se alcanzan las 58 instrucciones de 16 bits en el repertorio y sus modelos disponen de un sistema de gestión de interrupciones vectorizadas muy potente. También incluyen variados controladores de periféricos, puertas de comunicación serie y paralelo con elementos externos y un multiplicador hardware de gran velocidad. Quizás la característica mas importante de esta gama es su *arquitectura abierta*, que consiste en la posibilidad de ampliación del microcontrolador con elementos externos. Para este fin, las patitas sacan al exterior los buses de datos, direcciones y control, a las que se conectan memorias o controladores de periféricos. Esta filosofía de construcción del sistema es la que se empleaba en los

microprocesadores y no suele ser una práctica habitual cuando se emplean microcontroladores, por lo tanto sólo se emplean en aplicaciones muy especiales con grandes requerimientos.

Gama mejorada: PIC18(C)FXXX con instrucciones de 16 bits: en los inicios del tercer milenio de nuestra era, Microchip presento la gama mejorada de los PIC con la finalidad de soportar las aplicaciones avanzadas en las áreas de automoción, comunicaciones, ofimática y control industrial. Estos modelos destacan por su alta velocidad (40MHz) y su gran rendimiento (10MIPS a 10MHz). Entre las aportaciones mas representativas de esta serie de modelos destacan: un espacio de direccionamiento para la memoria de programa que permite alcanzar los 2MB, y 4KB para la memoria de datos; inclusión de la tecnología Flash para la memoria de código; potente juego de 77 instrucciones de 16 bits cada una, que permiten realizar una multiplicación de 8x8 en un ciclo de instrucción y mover información entre memorias; orientación a la programación en lenguaje C; y por ultimo, nuevas herramientas para la emulación.

Para una referencia completa de la familia de los PIC, véase el anexo D en la referencia ^[17]. En la tabla mostrada abajo se exponen a grandes rasgos las características más importantes de las gamas baja, media y alta. En la tabla que le sigue se muestran las características mas relevantes de algunos de los modelos de la gama media mas utilizados en nuestro medio. Estas tablas nos dan una ayuda directa en la elección de un PIC.

	Gama baja	Gama media	Gama alta
Arquitectura	Harvard / Cerrada	Harvard / Cerrada	Harvard / Abierta
Procesador tipo	8 bit / RISC	8 bit / RISC	8 bit / RISC
Segmentación	Sí	Sí	Sí
Máxima frecuencia	20 Mhz (1)	20 Mhz (1)	25 Mhz (1)
Repertorio instrucciones	33	35	55 o 58
Longitud instrucciones	12 bits	14 bits	16 bits
Tipo memoria ROM	OTP, QTP, SQTP, EPROM	OTP, QTP, SQTP, EPROM, EEPROM, Flash	OTP, QTP, SQTP, EPROM
Tamaño ROM	512 - 2 k	512 - 4 k	2 k - 8 k
Memoria datos SRAM	24 - 73 bytes	31 - 192 bytes	232 - 454 bytes
Memoria datos EEPROM	No	64 bytes (1)	No
Niveles de la pila	2	8	16
Encapsulado	18, 20 o 28 pines	18, 28 o 40 pines	40 o 44 pines
Protección fallo Vdd	No	Sí (1)	Sí (1)
Modo de reposo	Sí	Sí	Sí
Interrupciones externas	No	Sí	Sí
Vectores de interrupción	No	1	4
Fuentes de interrupción	0	Hasta 8	11

Perro guardián	Sí	Sí	Sí
Temporizadores	1 de 8 bits	De 1 a 3 de 8 bits	4 de 8/16 bits
Convertidor A/D	No	Sí (1)	Sí (1)
Módulo captura/comparación/PWM	No	Sí (1)	Sí (1)
Puerta serie	No	Sí (1)	Sí (1)
Puerta paralela esclava	No	Sí (1)	Sí (1)
Multiplicador hardware	No	No	Sí
Rango de tensión de alimentación	2 a 6,25 V (1)	2 a 6 V (1)	4,5 a 5,5 V (1)
Precio relativo aproximado	4 - 25	8 - 60	20 - 50

(1) Según modelo de la gama.

MODELO		PIC16F84A	PIC16F628	PIC16F873	PIC16F874	PIC16F876	PIC16F877
MEM. PROG. (Flash)	Bytes	1792	3584	7168	7168	14336	14336
	Palabras	1024x14	2048x14	4096x14	4096x14	8192x14	8192x14
MEM. DATOS	Bytes EEPROM	64	218	128	128	256	256
	Bytes RAM	68	224	192	192	368	368
C A/D		No	No	5(10 bits)	8(10 bits)	5(10 bits)	8(10 bits)
BOD (Detección de baja tensión)		No	No	Sí	Sí	Sí	Sí
Líneas E/S		13	16	22	33	22	33
Comunicación Serie		No	USART	USART/MSSP	USART/MSSP	USART/MSSP	USART/MSSP
CCP		No	1	2	2	2	2
Temporizadores		1-8 bit, 1-WDT	1-16 bit, 2-8 bit, 1-WDT				
Frecuencia máxima - MHz		20	20	20	20	20	20
ICSP (Programación serie en circuito)		Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
Encapsulados		18S	18S	28SP	40P	28SP	44P
Fuentes de interrupción		4	10	13	14	13	14
Comunicación paralelo		No	No	No	Sí	No	Sí
Costo relativo aprox.		1	1.5	3	3	6	6

1.6.2 Características relevantes.

Descripción de las características más representativas de los PIC:

Arquitectura:

La arquitectura del procesador sigue el modelo Harvard. En esta arquitectura, la CPU se conecta de forma independiente y con buses distintos con la memoria de instrucciones y con la de datos. La arquitectura Harvard permite a la CPU acceder simultáneamente a las dos memorias. Además, propicia numerosas ventajas al funcionamiento del sistema como se irán describiendo.

Segmentación:

Se aplica la técnica de segmentación (“pipe-line”) en la ejecución de las instrucciones. La segmentación permite al procesador realizar al mismo tiempo la ejecución de una instrucción y la búsqueda del código de la siguiente. De esta forma se puede ejecutar cada instrucción en un ciclo (un ciclo de instrucción equivale a cuatro ciclos de reloj). Las instrucciones de salto ocupan dos ciclos al no conocer la dirección de la siguiente instrucción hasta que no se haya completado la de bifurcación.

Formato de las instrucciones:

El formato de todas las instrucciones es de la misma longitud. Todas las instrucciones de los microcontroladores de la gama baja tienen una longitud de 12 bits. Las de la gama media tienen 14 bits y más las de la gama alta. Esta característica es muy ventajosa en la optimización de la memoria de instrucciones y facilita enormemente la construcción de ensambladores y compiladores.

Juego de instrucciones:

Procesador RISC (Computador de Juego de Instrucciones Reducido). Los modelos de la gama baja disponen de un repertorio de 33 instrucciones, 35 los de la gama media y casi 60 los de la alta.

Todas las instrucciones son ortogonales:

Cualquier instrucción puede manejar cualquier elemento de la arquitectura como fuente o como destino.

Arquitectura basada en un “banco de registros”:

Esto significa que todos los objetos del sistema (puertas de E/S, temporizadores, posiciones de memoria, etc.) están implementados físicamente como registros.

Diversidad de modelos de microcontroladores con prestaciones y recursos diferentes:

La gran variedad de modelos de microcontroladores PIC permite que el usuario pueda seleccionar el más conveniente para su proyecto.

Herramientas de soporte potentes y económicas:

La empresa Microchip y otras que utilizan los PIC ponen a disposición de los usuarios numerosas herramientas para desarrollar hardware y software. Son muy abundantes los programadores, los

simuladores software, los emuladores en tiempo real, Ensambladores, Compiladores C, Intérpretes y Compiladores BASIC, etc. La arquitectura Harvard y la técnica de segmentación son los principales recursos en los que se apoya el elevado rendimiento que caracteriza estos dispositivos programables, mejorando dos características esenciales:

1. Velocidad de ejecución.
2. Eficiencia en la compactación del código.

1.6.3 Organización de la memoria de datos

La ampliación de recursos en los PIC forzó en los catalogados como de gama media una nueva estructura y la modificación de algunas instrucciones (partiendo, claro está, de la gama baja). Una de las diferencias fundamentales es, precisamente, la ampliación de memoria de registros, a los que se unieron algunos nuevos de sistema, y la accesibilidad a parte de los mismos que antes quedaban ocultos, como OPTION o TRIS, de los que hablaremos a continuación. De este modo se optó por dos bancos de registros de 128 posiciones cada uno, la mayoría de los cuales son de propósito general. En el siguiente esquema, que muestra esta organización, las direcciones con casillas blancas muestran posiciones de registros específicos, y las grises generales.

Dirección	BANCO 0	BANCO 1	Dirección
0	INDF	INDF	80
1	TMR0	OPTION	81
2	PCL	PCL	82
3	STATUS	STATUS	83
4	FSR	FSR	84
5	PORT A	TRIS A	85
6	PORT B	TRIS B	86
7			87
8			88
9			89
0A	PCLATH	PCLATH	8A
0B	INTCON	INTCON	8B
0C	PIR1	PIE1	8C
0D			8D
0E		PCON	8E
0F			8F
10			90
11			91
12			92
13			93
14			94
15			95
16			96
17			97
18			98
19			
1A			9A
1B			9B
1C			9C
1D			9D
1E			9E
1F	CMCON	VRCON	9F
	Registros de propósito general	Registros de propósito general	
7F			FF

Figura 1.12: Organización de la memoria de datos.

1.6.4 Registros específicos

El PC. Direccionamiento del programa: El PC consta de 13 bits, con lo que es posible direccionar hasta 8K palabras, separadas en bancos de 2K. El byte de menos peso de la dirección se guarda en el registro PCL, sito en la posición 0x02 del banco 0, mientras los 5 bits de más peso se guardan en los 5 bits de menos peso del registro PCLATH (dirección 0x08). Puesto que las instrucciones CALL y GOTO sólo cuentan con 11 bits, sus saltos serán relativos a la página en la que estemos. El cambio real de página se hará cambiando los bits PCLATH.4 y PCLATH.3.

El STATUS.

Registro de estado.

RW	RW	RW	R	R	RW	RW	RW
IRP	RP1	RP0	/TO	/PD	Z	DC	C

C: Acarreo en el 8° bit.
 1 = acarreo en la suma y no en la resta. 0 = acarreo en la resta y no en la suma

DC: Acarreo en el 4° bit de menor peso.
 Igual que C.

Z: Zero.
 1 = El resultado de alguna operación es 0. 0 = El resultado es distinto de 0

/PD: Power Down.
 1 = Recién encendido o tras CLRWDT. 0 = Tras ejecutar una instrucción SLEEP

/TO: Timer Out.
 1 = Recién encendido, tras CLRWDT, o SLEEP. 0 = Saltó el WDT

RP1:RP0: Página de memoria de programa
 Sólo en los PIC16C56/57

El OPTION.

Registro de opciones

RW	RW	RW	R	R	RW	RW	RW
RBU	INTDEG	TOCS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0

RBU: Conexión de cargas Pull-Up para la puerta B.
 1 = Cargas Pull-Up desconectadas

INTDEG: Tipo de flanco para la interrupción.
 1 = RB0/INT sensible a flanco ascendente. 0 = RB0/INT sensible a flanco descendente.

TOCS: Fuente de reloj para el contador (registro TMR0).
 1 = Pulsos por pata T0CLK (contador). 0 = Pulsos igual a reloj interno / 4 (temporizador).

TOSE: Tipo de flanco activo del T0CLK.
 1 = Incremento TMR0 en flanco descendente. 0 = Incremento en flanco ascendente

PSA: Asignación del divisor de frecuencia.
 1 = Divisor asignado al WDT. 0 = Divisor asignado al TMR0.

PSA2:PSA0: Valor del divisor de frecuencia.

PS2	PS1	PS0	División del TMR0
0	0	0	1 / 2
0	0	1	1 / 4
0	1	0	1 / 8
0	1	1	1 / 16
1	0	0	1 / 32
1	0	1	1 / 64
1	1	0	1 / 128
1	1	1	1 / 256

PS2	PS1	PS0	División del WDT
0	0	0	1 / 1
0	0	1	1 / 2
0	1	0	1 / 4
0	1	1	1 / 8
1	0	0	1 / 16
1	0	1	1 / 32
1	1	0	1 / 64
1	1	1	1 / 128

El INTCON.

Registro de Interrupciones

R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W
GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	TOIF	INTF	RBIF

GIE: Activación global de interrupciones.
1 = Interrupciones activadas. 0 = Interrupciones desactivadas.

PEIE. Activación de la interrupción de periféricos (comparador)
1 = Activada 0 = Desactivada.

TOIE: Activación de la interrupción del TMR0.
1 = Activada 0 = Desactivada.

INTE: Activación de la interrupción externa.
1 = Activada 0 = Desactivada.

RBIE: Activación de la interrupción de la puerta B.
1 = Activada 0 = Desactivada.

TOIF: Indicador de TMR0 se ha desbordado.
1 = TMR0 desbordado. Borrar por software. 0 = No se ha desbordado.

INTF: Software de estado de la interrupción externa

El PCON. Registro identificador del reset

						R/W	R/W
						/POR	/BO

/POR: Señalizador de Power On Reset (reset por activación del micro).
1 = No hubo Power On Reset. 0 = Ha habido Power On reset.

/BO: Señalizador de Brown-Out (Caída de tensión).
1 = No hubo Brown Out. 0 = Hubo Brown-Out

Los registros PIE1 y PIR1 están relacionados con el comparador, así como CMCON y VRCON, y si se desea más información remítanse a las referencias [17,18 y 19]. El registro FSR es utilizado en la gama baja, por lo que tampoco nos ocuparemos de él.

El registro TMR0 actúa como temporizador-contador de 8 bits, los cuales se detalla a continuación:

1. Como contador de sucesos, que están representados por los impulsos que se aplican a la patita llamada TOCKI.
2. Como temporizador, cuando se carga en el registro que implementa al recurso un valor inicial se incrementa con cada ciclo de instrucción hasta que se desborde, o sea, pasa de FFh a 00h, y avisa poniendo a 1 un bit señalizador y/o provocando una interrupción.

Los registros PORTA y PORTB sirven para acceder a los puertos de E/S (entrada/salida). Los registros TRISA Y TRISB configuran los puertos A y B respectivamente, si son entradas están a 1 ó salidas si están a 0.

1.6.5 REPERTORIO DE INSTRUCCIONES

1.6.5.1 Características generales

Dado que los PIC poseen la filosofía RISC, su juego de instrucciones es reducido (35 instrucciones en la gama media), siendo éstas, además, sencillas y rápidas, puesto que casi todas se ejecutan en un único ciclo de máquina (equivalente a 4 ciclos o pulsos del reloj principal). Sus operandos son de gran flexibilidad, pudiendo actuar cualquier objeto como fuente y como destino.

Posee tres tipos bien diferenciados de direccionamiento, estos son:

1º Inmediato: El valor del dato está incluido en el propio código OP, junto a la instrucción.

2º Directo: La dirección del dato está incluido en el propio código OP, junto a la instrucción.

3º Indirecto: La dirección de la memoria de datos que guarda el operando está contenida en un registro.

1.6.5.2 Repertorio de instrucciones de la gama media

En la tabla mostrada a continuación, se resume del conjunto de instrucciones y se pueden observar los mnemónicos, la explicación, el número de ciclos, el código de máquina y los bits afectados del registro STATUS para cada una de las instrucciones.

W	Registro W, similar al acumulador.
f	Suele ser un campo de 5 bits (ffff) que contiene la dirección del banco de registros, que ocupa el banco 0 del área de datos. Direcciona uno de esos registros.
d	Bit del código OP de la instrucción, que selecciona el destino. Si d=0, el destino es W, y si d=1 el destino es f.
b	Suele ser un campo de 3 bits (bbb) que determinan la posición de un bit dentro de un registro de 8 bits
k	Se trata, normalmente, de un campo de 8 bits (kkkkkkkk) que representa un dato inmediato. También puede constar de 9 bits en las instrucciones de salto que cargan al PC
x	Valor indeterminado (puede ser un 0 o un 1). Para mantener la compatibilidad con las herramientas software de Microchip conviene hacer x = 0

Téngase presente esta tabla para la interpretación de la siguiente tabla.

Resumen de instrucciones (clasificación según el fabricante en tres grupos):

Instrucciones orientadas a byte:

Mnemonic, Operands	Description	Cycles	12-Bit Opcode		Status Affected	
			MSb	LSb		
ADDWF f,d	Add W and f	1	0001	11df	ffff	C,DC,Z
ANDWF f,d	AND W with f	1	0001	01df	ffff	Z
CLRF f	Clear f	1	0000	011f	ffff	Z
CLRW -	Clear W	1	0000	0100	0000	Z
COMF f,d	Complement f	1	0010	01df	ffff	Z
DECf f,d	Decrement f	1	0000	11df	ffff	Z
DECFSZ f,d	Decrement f, Skip if 0	1(2)	0010	11df	ffff	None
INCF f,d	Increment f	1	0010	10df	ffff	Z
INCFSZ f,d	Increment f, Skip if 0	1(2)	0011	11df	ffff	None
IORWF f,d	Inclusive OR W with f	1	0001	00df	ffff	Z
MOVF f,d	Move f	1	0010	00df	ffff	Z
MOVWF f	Move W to f	1	0000	001f	ffff	None
NOP -	No Operation	1	0000	0000	0000	None
RLF f,d	Rotate left f through Carry	1	0011	01df	ffff	C
RRF f,d	Rotate right f through Carry	1	0011	00df	ffff	C
SUBWF f,d	Subtract W from f	1	0000	10df	ffff	C,DC,Z
SWAPF f,d	Swap f	1	0011	10df	ffff	None
XORWF f,d	Exclusive OR W with f	1	0001	10df	ffff	Z

Instrucciones orientadas a bit:

Mnemonic, Operands	Description	Cycles	12-Bit Opcode		Status Affected	
			MSb	LSb		
BCF f,b	Bit Clear f	1	0100	bbbf	ffff	None
BSF f,b	Bit Set f	1	0101	bbbf	ffff	None
BTFSC f,b	Bit Test f, Skip if Clear	1 (2)	0110	bbbf	ffff	None
BTFSS f,b	Bit Test f, Skip if Set	1 (2)	0111	bbbf	ffff	None

Instrucciones orientadas a literal y control:

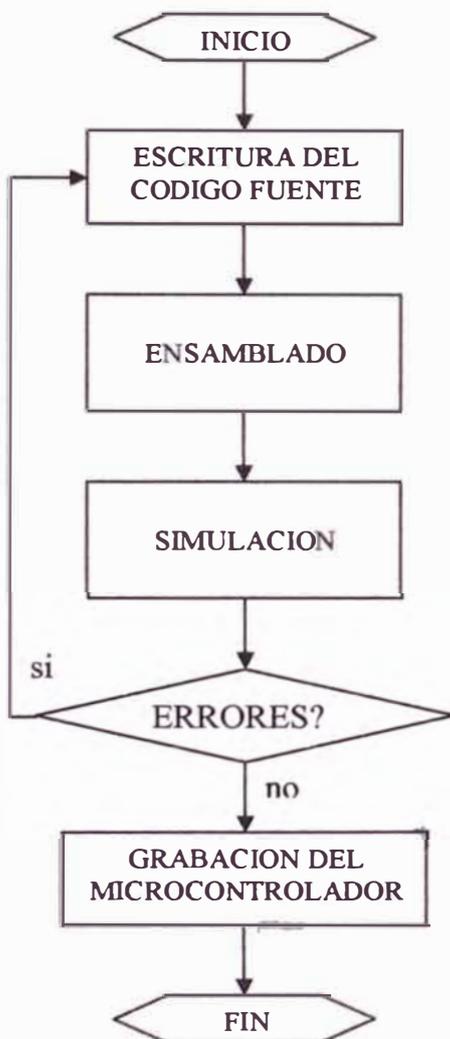
Mnemonic, Operands	Description	Cycles	12-Bit Opcode		Status Affected	
			MSb	LSb		
ANDLW k	AND literal with W	1	1110	kckkk	kckkk	Z
CALL k	Call subroutine	2	1001	kckkk	kckkk	None
CLRWDt k	Clear Watchdog Timer	1	0000	0000	0100	TO, PD
GOTO k	Unconditional branch	2	101k	kckkk	kckkk	None
IORLW k	Inclusive OR Literal with W	1	1101	kckkk	kckkk	Z
MOVLW k	Move Literal to W	1	1100	kckkk	kckkk	None
OPTION k	Load OPTION register	1	0000	0000	0010	None
RETLW k	Return, place Literal in W	2	1000	kckkk	kckkk	None
SLEEP -	Go into standby mode	1	0000	0000	0011	TO, PD
TRIS f	Load TRIS register	1	0000	0000	0fff	None
XORLW k	Exclusive OR Literal to W	1	1111	kckkk	kckkk	Z

En esta tabla de resumen del conjunto de instrucciones se pueden observar los mnemónicos, la explicación, el número de ciclos, el código de máquina y los bits afectados del registro STATUS para cada una de las instrucciones.

1.6.6 PROGRAMACIÓN DE LOS MICRONTROLADORES PIC

Antes de realizar el software del microcontrolador se debe recurrir a unos pasos previos que son las estrategias asociadas al diseño electrónico y que pueden ser fácilmente halladas en los textos de referencia. Este trabajo se centró directamente en la programación de los microcontroladores PIC.

Desde que se concibe la idea y se confecciona el programa hasta que se graba en la memoria del microcontrolador, suceden una serie de operaciones. A continuación se muestra un diagrama de flujo con las distintas fases de implementación, en las que de hecho suponemos, tras una fase de estudio del problema elegido ya el mejor microcontrolador, así como decidido el sistema de conexión de patillas de E/S correcto.



Se hará en formato de texto DOS o ASCII con cualquier editor, como, por ejemplo, el EDIT. También es posible usar el entorno WIN95-98 respetando este formato de grabación. Se empleó el **MPLAB^(*)** como editor.

Para el lenguaje ensamblador se empleó el **MPASM^(*)**, habiendo también herramientas para trabajar en C. Se eligió por defecto como ensamblador en el **MPLAB**.

La herramienta de simulación en DOS es MPSIM, pero el entorno gráfico MPLAB tiene su propio sistema de simulación, el cual se utilizó por comodidad.

Cada grabador tiene su software específico, y es posible encontrar múltiples circuitos y programas en Internet. Microchip vende sus propios equipos, así como micros programados de fábrica.

(*) Las herramientas MPLAB, MPASM y MPSIM se pueden encontrar y bajar gratuitamente de la Internet en el portal de Microchip ^[20].

1.7 DETECTORES DE FOTODIODOS

Los fotodetectores son dispositivos semiconductores que pueden detectar señales ópticas a través de procesos electrónicos. El aumento de fuentes de luz coherentes e incoherentes en la región del infrarrojo lejano por un lado y del ultravioleta por el otro lado, ha incrementado la necesidad de contar con sensores ultrarrápidos y sensibles. Un fotodetector, en general, tiene básicamente tres procesos: primero, generación de portadores por incidencia de luz; segundo, transporte de portadores y/o multiplicación mediante cualquier mecanismo de ganancia de corriente que se encuentre presente; y tercero por la interacción de la corriente proporcionada en la señal de salida con el circuito externo.

Un fotoconductor consiste simplemente de una losa relativamente pequeña de semiconductor (en forma de paquete o película delgada) con contactos ohmicos colocados en los lados opuestos (figura 1.13). Cuando a luz incidente cae sobre la superficie del fotoconductor, los portadores son generados mediante las transiciones de banda a banda (intrínseco) o mediante las transiciones que involucran a los “gap” de energía de los niveles prohibidos (extrínseco), resultando en un incremento de la conductividad. El proceso de fotoexcitación intrínseco y extrínseco de portadores son mostrados en la figura 1.14.

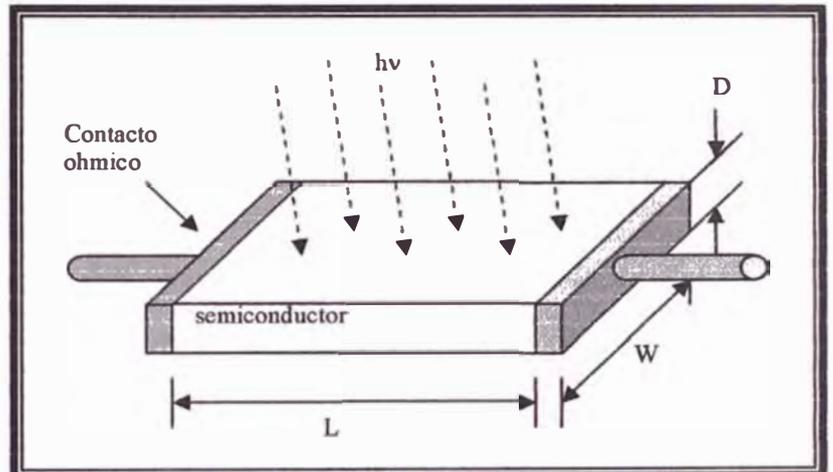


Figura 1.13: Diagrama esquemático de un fotoconductor que consta de una losa de semiconductor y dos contactos ohmicos en los extremos.

Para el fotoconductor intrínseco, la conductividad esta dada por $\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p)$, y el incremento de conductividad bajo iluminación es debido principalmente al incremento del número de portadores. El tamaño de la longitud de onda para este caso esta dado por:

$$\lambda_c = \frac{h.c}{E_g} = \frac{1.24}{E_g(\text{eV})} (\mu\text{m}) \quad (1.44)$$

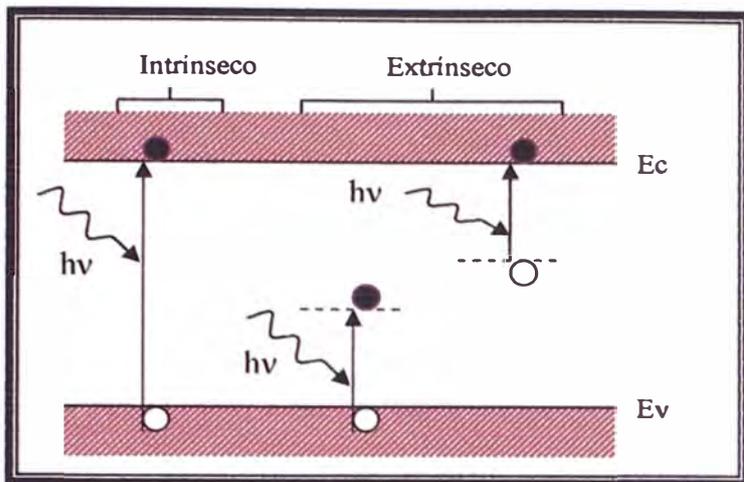


Figura 1.14: Procesos de fotoexcitación intrínseca y extrínseca (banda a banda)

donde λ_c es la longitud de onda correspondiente al gap de energía del semiconductor. Para longitudes de onda menores que λ_c , la radiación incidente es absorbida por el semiconductor, y los pares electrón-hueco son generados. Para el caso extrínseco, la fotoexcitación puede ocurrir entre el límite de una banda y un nivel de energía dentro del gap de energía. La fotoconductividad puede tomar lugar

mediante la absorción de fotones de igual o mayor energía que los niveles gap de energía en las bandas de conducción o valencia. En este caso la longitud de onda está determinada por el “fondo” del gap prohibido de energía.

El buen desempeño de un fotodetector en general y un fotoconductor en particular es medido en términos de tres parámetros: la eficiencia cuántica o ganancia, el tiempo de respuesta y la sensibilidad (detectividad). Primero consideremos el principio de operación de un fotoconductor bajo iluminación (figura 1.13). En un tiempo cero, el número de portadores generados en una unidad de volumen por un cierto flujo de fotones es n_0 . El número de portadores después de un tiempo t , $n(t)$, en el mismo volumen decae por recombinación como $n = n_0 \cdot \exp(-t/\tau)$, donde τ es el tiempo de vida de los portadores. En otras palabras, la tasa de recombinación es $1/\tau$. Asumiendo que constantemente se esparza un flujo de fotones incidiendo uniformemente sobre la superficie del fotoconductor (figura 1.13) con área $A=WL$, el número total de fotones que arriban a la superficie es $(P_{opt}/h\nu)$ por unidad de tiempo, donde P_{opt} es la potencia óptica incidente y $h\nu$ es la energía del fotón.

En estado estacionario, la tasa de generación de portadores debe ser igual a la tasa de recombinación. Si el espesor D del dispositivo es mucho más grande que la profundidad de penetración de la luz ($1/\alpha$), la tasa total en estado estacionario de la generación de portadores es:

$$G = \frac{n}{\tau} = \frac{\eta \cdot (P_{opt}/h\nu)}{W.L.D} \quad (1.45)$$

donde η es la eficiencia cuántica (es decir el número generado de portadores por fotón) y n es el número de portadores por unidad de volumen (densidad de portadores). La fotocorriente que fluye entre los electrodos es:

$$I_P = (\sigma \cdot E)W \cdot D = (q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E)W \cdot D = (q \cdot n \cdot v_d)W \cdot D \quad (1.46)$$

donde E es el campo eléctrico dentro del fotoconductor, y v_d es la velocidad de deriva. Sustituyendo n de la ecuación 1.45 dentro de la ecuación 1.46 se tiene:

$$I_P = q(\eta \frac{P_{opt}}{h\nu}) \left(\frac{\mu_n \cdot \tau \cdot E}{L} \right). \quad (1.46a)$$

Si definimos una fotocorriente primaria como $I_{Ph} \equiv q(\eta \frac{P_{opt}}{h\nu})$, entonces la ganancia de fotocorriente a partir de la ecuación 1.46a es:

$$Ganancia = \frac{I_P}{I_{Ph}} = \frac{\mu_n \cdot \tau \cdot E}{L} = \frac{\tau}{t_r} \quad (1.47)$$

donde $t_r = L/v_d$ es el tiempo de transito de los portadores. La ganancia que depende de la razón del tiempo de vida de los portadores entre el tiempo de transito es un parámetro crítico en fotoconductores. Para una muestra con un gran tiempo de vida y con un pequeño espaciamiento de sus electrodos, la ganancia puede ser sustancialmente más grande que la unidad. El tiempo de respuesta de un fotoconductor está determinado por el tiempo de vida t .

Para detectores infrarrojos el parámetro más usado para la detectividad está definido por^[29]:

$$D^* = \frac{\sqrt{A} \cdot \sqrt{B}}{NEP} \text{ (cm.Hz}^{1/2} / \text{W)} \quad (1.48)$$

donde NEP es la potencia equivalente de ruido (noise-equivalent power) que corresponde a la potencia óptica rms requerido para producir una relación señal/ruido en un ancho de banda de 1Hz. (se puede obtener el NEP por ejemplo a partir de la relación $m \cdot P_{opt} / \sqrt{2}$, donde m es un índice de modulación). B es el ancho de banda y A el área. Para descartar cualquier ambigüedad en D^* , se

debe indicar si la radiación proviene de una fuente de cuerpo negro o una fuente monocromática y en qué frecuencia de modulación. Se recomienda que D^* se exprese como $D^*(\lambda, f, 1)$ o $D^*(T, f, 1)$, donde λ es la longitud de onda en μm , f la frecuencia de modulación en Hz, T la temperatura de cuerpo negro en K, y la referencia del ancho de banda de 1Hz. Cuando se tiene bajas temperaturas se reducen los efectos térmicos los cuales causan la ionización térmica y “agotan” los niveles de energía e incrementan la ganancia y eficiencia de detección.

1.7.1 Fotodiodos

Los fotodiodos son diodos sensibles a la luz. Generan un voltaje de corriente continua proporcional a la cantidad de luz que incide sobre su superficie, es decir, son diodos de unión PN cuyas características eléctricas dependen de la cantidad de luz que incide sobre la unión. Se utilizan como medidores y sensores de luz y en receptores ópticos de comunicaciones.

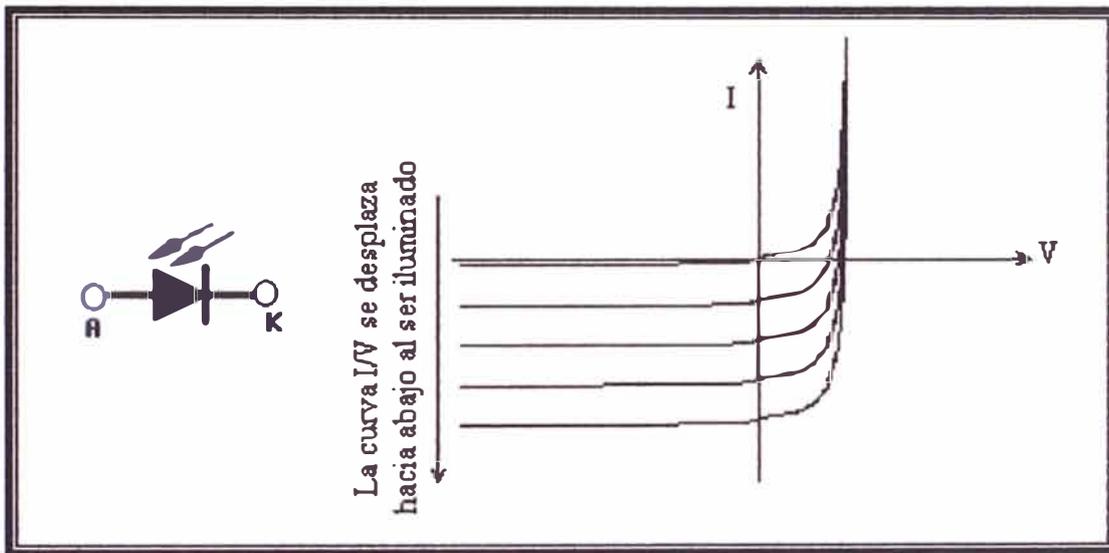


Figura 1.15: Representación gráfica de un Fotodiodo y sus correspondientes curvas características I vs V .

El efecto fundamental bajo el cual opera un fotodiodo es la generación de pares electrón - hueco debido a la energía luminosa. Este hecho es lo que lo diferencia del diodo rectificador de silicio en el que, solamente existe generación térmica de portadores de carga. La generación luminosa, tiene una mayor incidencia en los portadores minoritarios, que son los responsables de que el diodo conduzca ligeramente en inversa.

El comportamiento del fotodiodo en inversa se ve claramente influenciado por la incidencia de luz. Conviene recordar que el diodo real presenta unas pequeñas corrientes de fugas de valor pequeño llamado también *corriente de oscuridad*, que es aquella que existe cuando no se ha aplicado iluminación. Las corrientes de fugas son debidas a los portadores minoritarios, electrones en la zona P y huecos en la zona N. La generación de portadores debido a la luz provoca un aumento sustancial de portadores minoritarios, lo que se traduce en un aumento de la corriente de fuga en inversa tal y como se ve en la figura anterior.

El comportamiento del fotodiodo en directa apenas se ve alterado por la generación luminosa de portadores. Esto es debido a que los portadores provenientes del dopado (portadores mayoritarios) son mucho más numerosos que los portadores de generación luminosa.

El espaciado casi igual entre las curvas para el mismo incremento de flujo luminoso (figura 1.15) revela que la corriente inversa y el flujo luminoso están relacionados casi linealmente. En otras palabras, un aumento en intensidad de luz dará como resultado un incremento similar en corriente inversa.

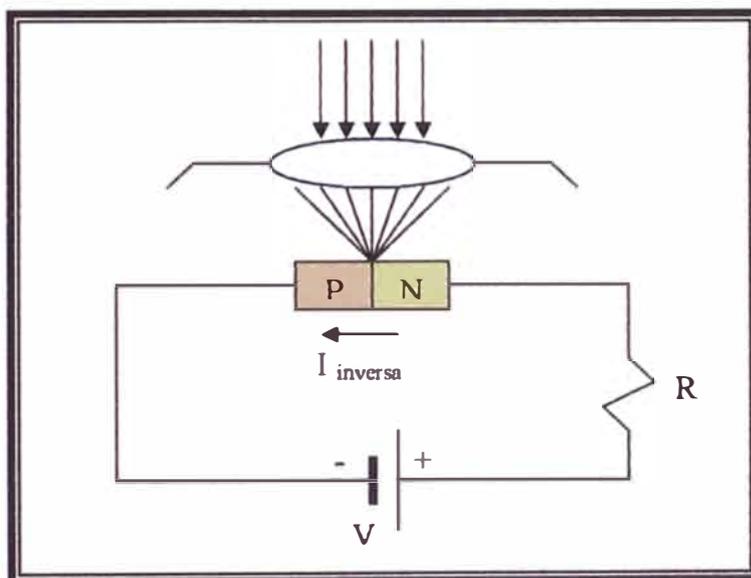


Figura 1.16: Arreglo de polarización básico y construcción. (polarización inversa)

Un fotodiodo tiene una región semiconductor de agotamiento (en la juntura) con un alto campo eléctrico que sirve para separar los fotogenerados pares electrón-hueco. Para una alta rapidez de operación, la región de agotamiento debe ser delgada para reducir el tiempo de tránsito. Por otro lado, para incrementar la eficiencia cuántica (número de pares electrón-hueco generados por fotón

incidente), la capa de agotamiento debe ser lo suficientemente delgada para permitir que una gran fracción de la luz incidente sea absorbida. Así tenemos una compensación entre la rapidez de respuesta y la eficiencia cuántica.

El fotodiodo puede ser operado en modo fotovoltaico, esto es, el fotodiodo es polarizado y conectado a una carga con impedancia similar al de una celda solar. Sin embargo, el diseño es fundamentalmente diferente. Para un fotodiodo sólo es importante un estrecho rango óptico de longitudes de onda, mientras que para una celda solar es requerido una alta respuesta espectral sobre un ancho rango solar de longitudes de onda. Los fotodiodos son pequeños para minimizar la capacitancia de juntura, mientras que las celdas solares poseen grandes superficies. Uno de los mas importantes parámetros comparativos para los fotodiodos es la eficiencia cuántica, mientras que el concerniente para celdas solares es la eficiencia de conversión de potencia (potencia suministrada a la carga por energía solar incidente).

Para los rangos visibles y el infrarrojo cercano, los fotodiodos son usualmente polarizados inversamente con voltajes de polarización relativamente altos, porque esto reduce el tiempo de transito de los portadores y baja la capacitancia del diodo. El voltaje inverso es, sin embargo, no lo suficientemente grande para causar la caída de avalancha. Esta condición de polarización esta en contraste con los fotodiodos de avalancha, donde una ganancia de corriente interna es obtenida como resultado del impacto de ionización sobre las condiciones de caída de avalancha ^[29].

La familia de fotodiodos incluye los diodos de juntura *p-n*, diodos *p-i-n*, diodos metal-semiconductor (Schottky barrier) y el diodo de heterojunción. Aquí, sólo nos ocuparemos de los dos primeros, ya que son de nuestro interés en el presente trabajo, y comenzaremos por considerar las características generales de un fotodiodo: su eficiencia cuántica, rapidez de respuesta y el ruido del dispositivo.

La eficiencia cuántica, mencionada previamente, es el número de pares electrón-hueco generados por fotón incidente:

$$\eta = (I_p/q)/(P_{opt}/h\nu) \quad (1.49)$$

donde I_P es la corriente fotogenerada por la absorción de potencia óptica incidente P_{opt} , en una longitud de onda λ (correspondiente a la energía del fotón $h\nu$). Un parámetro de los fotodiodos es la *respuesta óptica*, el cual está definido como la razón entre la fotocorriente y la potencia óptica:

$$\mathfrak{R} = \frac{I_P}{P_{opt}} = \frac{\eta \cdot q}{h \cdot \nu} = \frac{\eta \cdot \lambda (\mu\text{m})}{1.24} (\text{A/W}) , \quad (1.50)$$

por lo tanto, para una eficiencia cuántica dada, la respuesta óptica incrementa linealmente con la longitud de onda. Para un fotodiodo ideal ($\eta = 1$), $\mathfrak{R} = (\lambda/1.24)(\text{A/W})$ donde λ está expresada en micrómetros.

La rapidez de respuesta está limitada por una combinación de tres factores: la difusión de portadores, tiempo de deriva en la región de agotamiento, y la capacitancia de la región de agotamiento. Los portadores generados fuera de la región de agotamiento deben difundirse a la juntura resultando en un considerable retraso de tiempo. Para minimizar el efecto de difusión, la juntura debe ser formada de manera muy cerrada a la superficie. La mayoría de la luz será absorbida cuando la región de agotamiento es suficientemente ancha (del orden de $1/\alpha$). La capa de agotamiento no debe ser demasiado ancha o los efectos del tiempo de tránsito podrían limitar la respuesta en frecuencia. Esta también no debe ser muy delgada o la capacitancia excesiva C podría resultar en una gran constante de tiempo RC , donde R es la resistencia de carga.

Para evaluar el ruido de un fotodiodo, debemos considerar el proceso generalizado de fotodetección, es decir: (1) la señal óptica y una señal de fondo llegan al detector donde se produce el efecto fotoeléctrico, (2) se obtiene la corriente de la señal óptica más una corriente de fondo, (3) interacción con el circuito electrónico y por ende la introducción del ruido térmico y, (4) señal de salida más ruido ^[29].

1.7.1.1 Fotodiodos *p-i-n*

Los fotodiodos *p-i-n* son los fotodetectores más comunes, porque el espesor de la región de agotamiento (la capa intrínseca) puede ser moldeada para optimizar la eficiencia cuántica y la respuesta en frecuencia. La figura 1.17 muestra la representación esquemática de un diodo *p-i-n* y un

diagrama de bandas de energía sobre condiciones de polarización inversa junto a las características de absorción óptica. Podemos ahora discutir la operación de un fotodiodo *p-i-n* en algunos detalles con la ayuda de la figura 1.17. Esta discusión también se aplica a fotodiodos de juntura *p-n*.

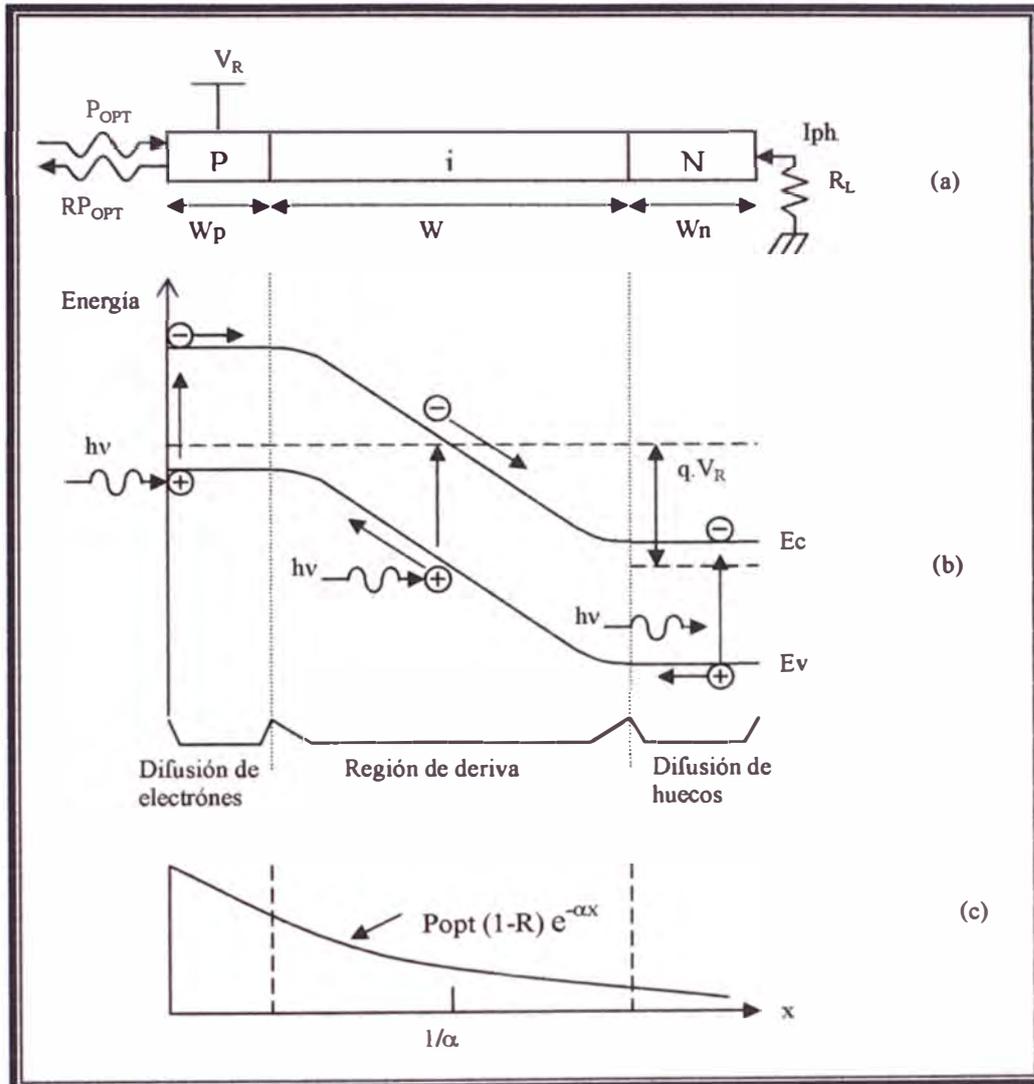


Figura 1.17: Operación del fotodiodo. (a) Vista de corte transversal de un diodo *p-i-n*. (b) Diagrama de bandas de energía bajo condiciones de polarización inversa. (c) Característica de la generación de portadores.

La absorción de luz en el semiconductor produce pares electrón-hueco. Los pares producidos en la región de agotamiento o dentro de la longitud de difusión pueden eventualmente ser separados por el campo eléctrico, permitiendo que la corriente fluya al circuito externo como deriva de portadores a través de la capa de agotamiento.

En condiciones de estado estacionario la densidad total de corriente a través de la capa de agotamiento polarizada inversamente esta dado por:

$$J_{total} = J_{dr} + J_{diff} , \quad (1.51)$$

donde J_{dr} es la corriente de deriva debido a los portadores dentro de la región de agotamiento y J_{diff} es la densidad de corriente de difusión debido a los portadores generados fuera de la capa de agotamiento en el cuerpo del semiconductor y difundiéndose dentro de la juntura polarizada inversamente. Ahora deduciremos la corriente total bajo las asunciones siguientes: la corriente generada térmicamente será excluida, y la superficie de la capa p es mucho mas delgado que $1/\alpha$. Refiriéndonos a la figura 1.17c, la tasa de generación electrón-hueco esta dada por:

$$G(x) = \Phi_0 \alpha e^{-\alpha x} , \quad (1.52)$$

donde Φ_0 es el flujo de fotones incidentes por unidad de área dado por $P_{opt}(1-R)/A.h\nu$, donde R es el coeficiente de reflexión y A es el area del dispositivo. La corriente de deriva J_{dr} esta así dada por:

$$J_{dr} = -q \int_0^W G(x) dx = q \Phi_0 (1 - e^{-\alpha W}) , \quad (1.53)$$

donde W es el ancho de la capa de agotamiento. Para $x \gg W$, la densidad de portadores minoritarios (huecos) en el cuerpo del semiconductor esta determinado por la ecuación de difusión unidimensional:

$$D_p \frac{\partial^2 p_n}{\partial x^2} - \frac{p_n - p_{no}}{\tau_p} + G(x) = 0 , \quad (1.54)$$

donde D_p es el coeficiente de difusión para los huecos, τ_p el tiempo de vida del exceso de portadores y p_{no} la densidad de huecos en el equilibrio. La solución de la ecuación anterior bajo las condiciones de frontera $p_n = p_{no}$ para $x = \infty$ y $p_n = 0$ para $x = W$ esta dado por:

$$P_n = P_{no} - (P_{no} + C_1 e^{-\alpha W}) e^{(W-x)L_p} + C_1 e^{-\alpha x} \quad (1.55)$$

$$\text{con } L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \text{ y } C_1 \equiv \left(\frac{\Phi_0}{D_p} \right) \frac{\alpha L_p^2}{1 - \alpha^2 L_p^2},$$

la densidad de corriente de difusión esta dada por $J_{diff} = -q \cdot D_p (\partial p_n / \partial x)_{x=W}$,

$$J_{diff} = q \Phi_0 \frac{\alpha L_p}{1 - \alpha L_p} e^{-\alpha W} + q \cdot p_{no} \frac{D_p}{L_p}, \quad (1.56)$$

y la densidad total de corriente es obtenida como:

$$J_{total} = q \cdot \Phi_0 \left(1 - \frac{e^{-\alpha W}}{1 + \alpha L_p} \right) + q \cdot p_{no} \frac{D_p}{L_p}, \quad (1.57)$$

bajo condiciones normales de operación, el término p_{no} es muy pequeño, así, la fotocorriente es proporcional al flujo de fotones. La eficiencia cuántica puede ser obtenida a partir de las ecuaciones 1.49 y 1.57,

$$\eta = \frac{J_{total} / q}{P_{opt} / A \cdot h\nu} = (1 - R) \left(1 - \frac{e^{-\alpha W}}{1 + \alpha L_p} \right), \quad (1.58)$$

para una alta eficiencia cuántica, es deseable un bajo coeficiente de reflexión con $\alpha W \gg 1$. Sin embargo para $W \gg 1/\alpha$, el retardo por el tiempo de transito puede ser considerable.

1.7.1.2 Estructura constructiva básica de los fotodiodos $p-n$ y $p-i-n$.

La construcción de algunos fotodiodos de alta rapidez son mostrados en la figura 1.18. El fotodiodo tipo $p-i-n$ es mostrado en la figura 1.18a con una capa antirreflectante para incrementar la eficiencia cuántica. El espesor de la región intrínseca (en la practica, se usa un dopado bajo tipo n , región v , o un dopado bajo tipo p , región π) es optimizado para la longitud de onda de la señal óptica y la frecuencia de modulación. El fotodiodo $p-n$ es un dispositivo relacionado donde el dopado tipo n es alto de esta manera la capa tipo n no es completamente de “agotamiento” (figura 1.18b). Los fotodiodos tipo $p-n$ generalmente tienen una baja rapidez de respuesta que los fotodiodo tipo $p-i-n$

debido a una contribución mayor a la corriente de difusión. En una longitud de onda cerca al tamaño de la longitud de onda de corte, la profundidad de absorción requerida viene a ser muy grande (para $\alpha = 10\text{cm}^{-1}$, $1/\alpha = 1000\mu\text{m}$). Un compromiso entre la eficiencia cuántica y la rapidez de respuesta puede ser alcanzado si la luz incide de un lado, paralelo a la juntura tal como se muestra en la figura 1.18c. También se puede permitir que la luz ingrese en un ángulo tal que provoque múltiples reflexiones dentro del dispositivo, incrementando sustancialmente la profundidad efectiva de absorción y al mismo tiempo manteniendo pequeña la distancia de tránsito de los portadores.

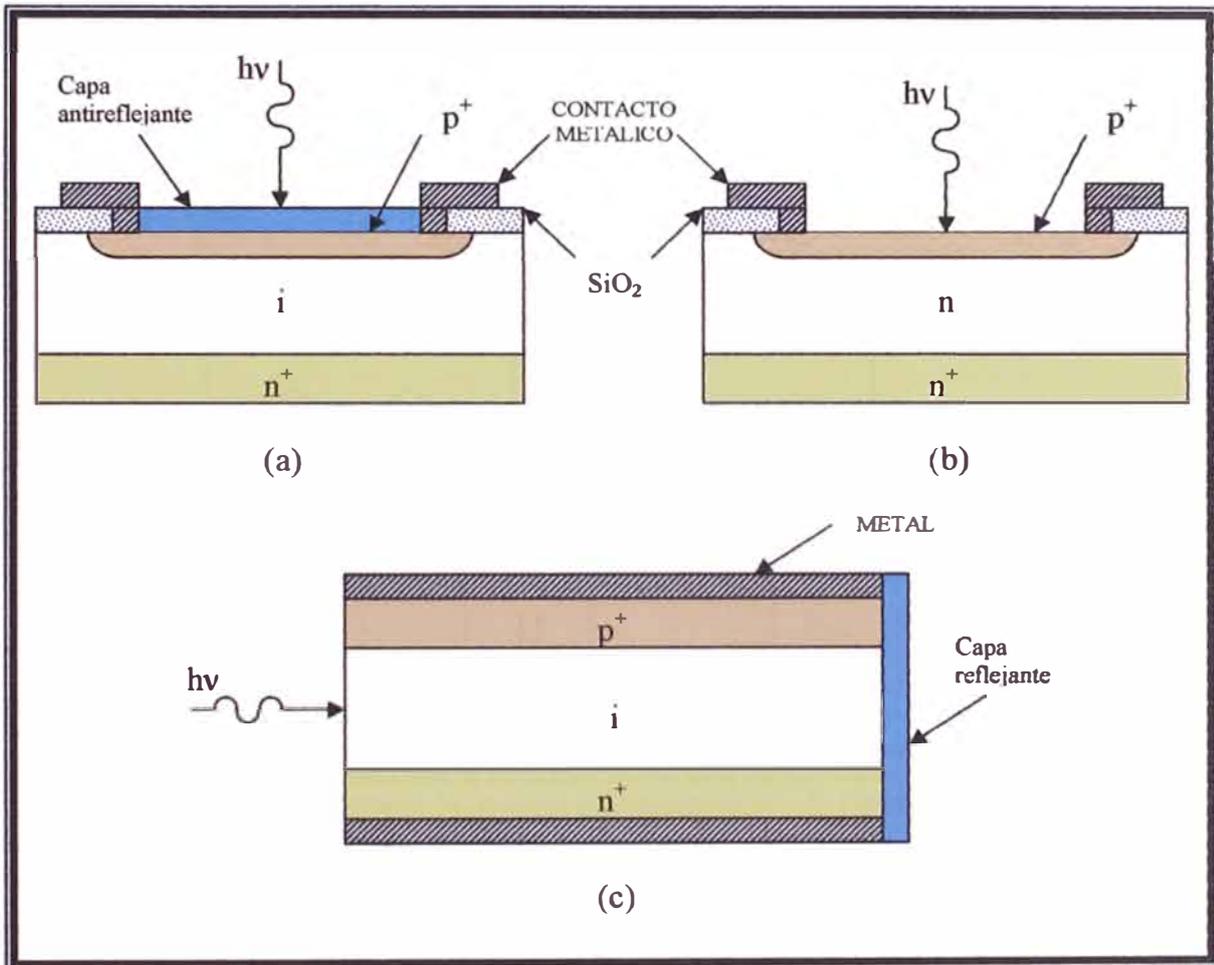


Figura 1.18: Configuración constructiva de algunos fotodiodos de alta rapidez. Los superíndices con el signo “+” indican un alto dopado. (a) Diodo tipo p-i-n. (b) Diodo tipo p-n. (c) Diodo tipo p-i-n con iluminación paralela a la juntura.

1.7.2 Acondicionamiento de señal optoelectrónica

Para acondicionar una señal proveniente de un sensor optoelectrónico, en este caso un fotodiodo, se sigue el esquema siguiente:

1. Se ensambla el circuito de polarización básico, tal como se muestra en la figura 1.16. Con esto se logra el correcto funcionamiento del fotodiodo y se obtiene un voltaje DC acoplado con una señal proporcional con la luz que incide en el fotodiodo.
2. Como ahora solo se requiere la señal eléctrica que es proporcional a la luz incidente en el fotodiodo, entonces separamos la señal DC y nos quedamos solo con la señal alterna. Esto se logra poniendo un condensador en serie. Ver la figura 1.19.
3. Luego la señal que es del orden de un par de decenas de microvoltios, pasa por una etapa de amplificación, que por lo general esta diseñado con amplificadores operacionales.
4. Por último, todo el circuito ensamblado es cubierto con una jaula de Faraday para evitar el acople de ruido.

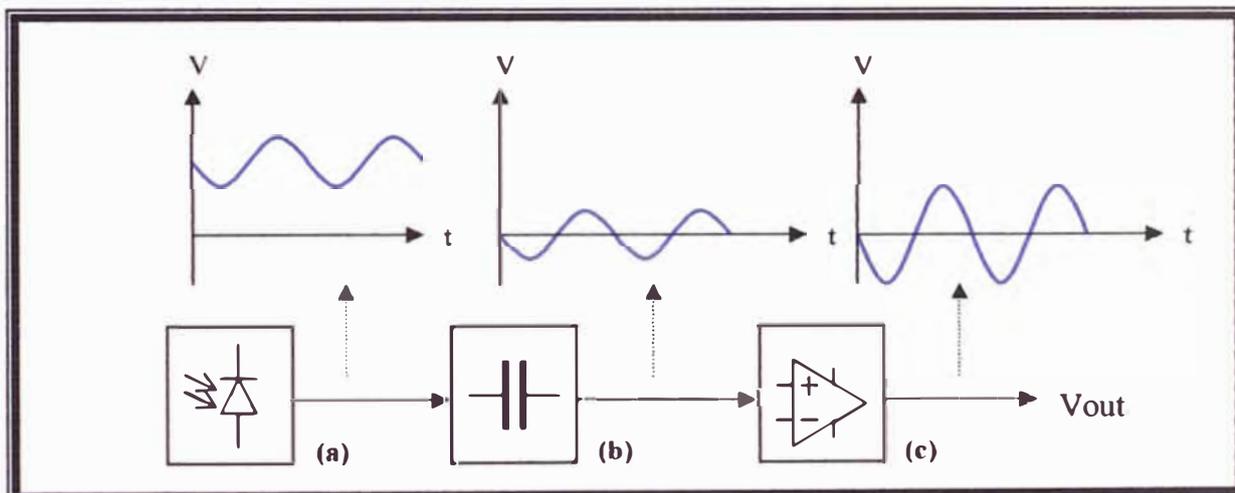


Figura 1.19: Esquema de bloques para la adecuación de una señal optoelectrónica. (a) Señal eléctrica proveniente del fotodiodo, nótese la componente AC montada una componente DC. (b) Filtrado, se separó la componente DC. (c) Amplificación.

Cabe recalcar que las características del fotodiodo, que es el sensor en si, nos dará el ancho de banda para la cual el sensor responderá a un margen de longitudes de onda. Por ejemplo un fotodiodo infrarrojo comercial generalmente trabaja en un ancho de banda de los 500nm a 1100nm. Ahora como se trabajó con un láser de 632nm y de potencia 5mW, entonces será suficiente escoger un fotodiodo infrarrojo común. Para mas detalles a este tema nos referiremos en el capítulo 2. Por ultimo, si se tiene una fuente de luz demasiado potente, entonces se saturará el detector, y por lo tanto solo veríamos una señal de DC. Para bajar la intensidad de luz se utiliza filtros de luz.

1.8 AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Un amplificador recibe una señal de un transductor u otra fuente de entrada, y proporciona una versión más grande de la señal para algún dispositivo de salida u otra etapa de amplificación. Por lo general la señal de un transductor de entrada es pequeña del orden de unos cuantos milivolts, y necesita amplificarse lo suficiente para operar un dispositivo de salida como por ejemplo una bocina u otro dispositivo para el manejo de potencia.

Un amplificador de voltaje proporciona un aumento de voltaje principalmente para incrementar el voltaje de la señal de entrada. Los amplificadores de potencia o de gran señal, por otro lado, proporcionan principalmente la suficiente potencia a una carga de salida para manejar un dispositivo de potencia; por lo regular, presentan a su salida desde unos cuantos watts a decenas de watts. Las características principales de un amplificador de gran señal son la eficiencia de potencia del circuito, la cantidad máxima de potencia que es capaz de manejar el circuito y el acoplamiento de impedancias con el dispositivo de salida.

Existen varias clases de amplificadores, a saber A, B, AB, C y D. Básicamente, las clases de amplificador representan la cantidad que varía la señal de salida a lo largo de un ciclo de operación, para un ciclo completo de la señal de entrada.

Aquí describiremos los amplificadores del tipo AB y no entraremos en detalle sobre los demás, las cuales se pueden consultar en la referencia ^[22].

1.8.1 Circuitos simétricos complementarios

Con el uso de transistores complementarios (*npn* y *pnp*) es posible obtener una salida de ciclo completo a través de una carga (R_L) usando medios ciclos de operación de cada transistor, como se muestra en la figura 1.20. Mientras se aplica una sola señal de entrada a la base de ambos transistores, los transistores de tipo opuesto conducirán en medios ciclos opuestos de la entrada. El transistor *npn* conducirá en el medio ciclo positivo de la señal, con un medio ciclo de la señal resultante a través de la carga, tal como se muestra en la figura 1.21. Durante el medio ciclo negativo de la señal, el transistor *pnp* conduce cuando la entrada es negativa, como se muestra en la figura 1.22.

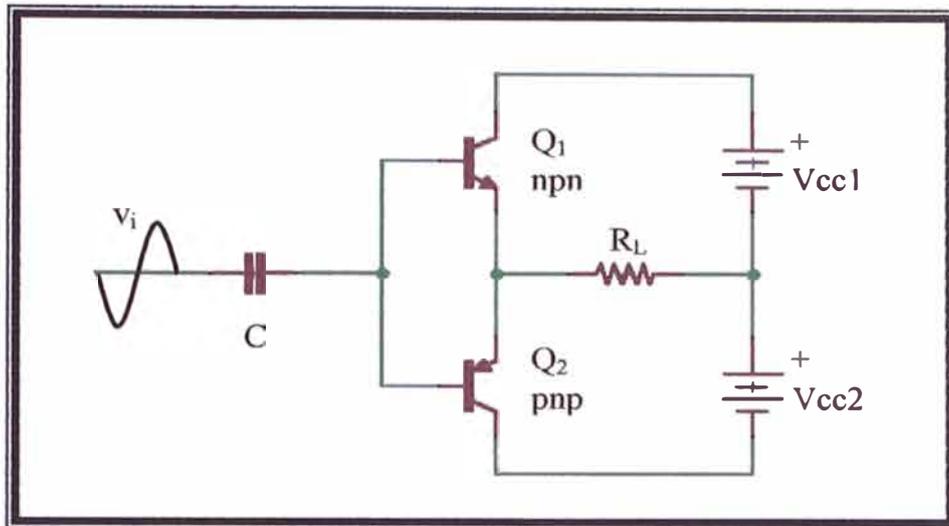


Figura 1.20: Amplificador que consta con una disposición de dos transistores complementarios *nnp* y *pnp* para obtener una señal de ciclo completo.

Durante un ciclo completo de la entrada se desarrolla un ciclo completo de la señal de salida a través de la carga. Una desventaja del circuito es la necesidad de dos voltajes de alimentación separados. Otra desventaja menos obvia con el circuito complementario se muestra en la distorsión de cruce resultante en la señal de salida (figura 1.23). La *distorsión de cruce* se refiere al hecho de que durante el cruce de la señal de positiva a negativa (o viceversa) existe una falta de linealidad en la señal de salida. Esto es resultado del hecho de que el circuito no proporciona una conmutación exacta de un transistor apagado y otro encendido en la condición de cero voltaje. Ambos transistores pueden estar parcialmente apagados, por lo que el voltaje de salida no sigue a la entrada cerca de la condición de voltaje cero.

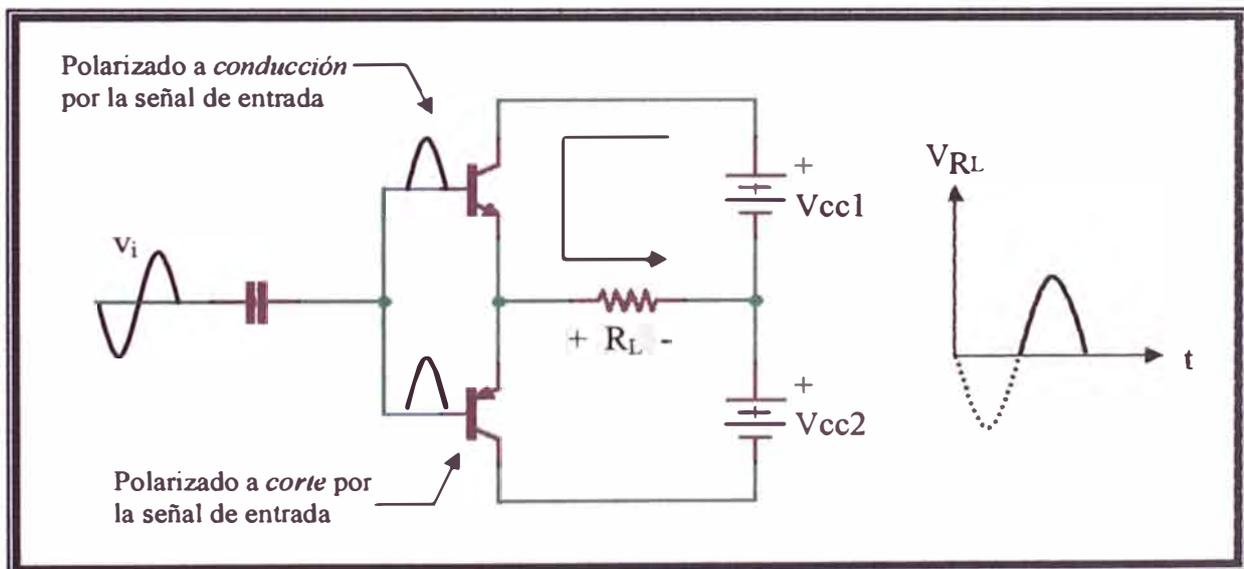


Figura 1.21: Esquema de funcionamiento del amplificador para el medio ciclo positivo de la señal de entrada.

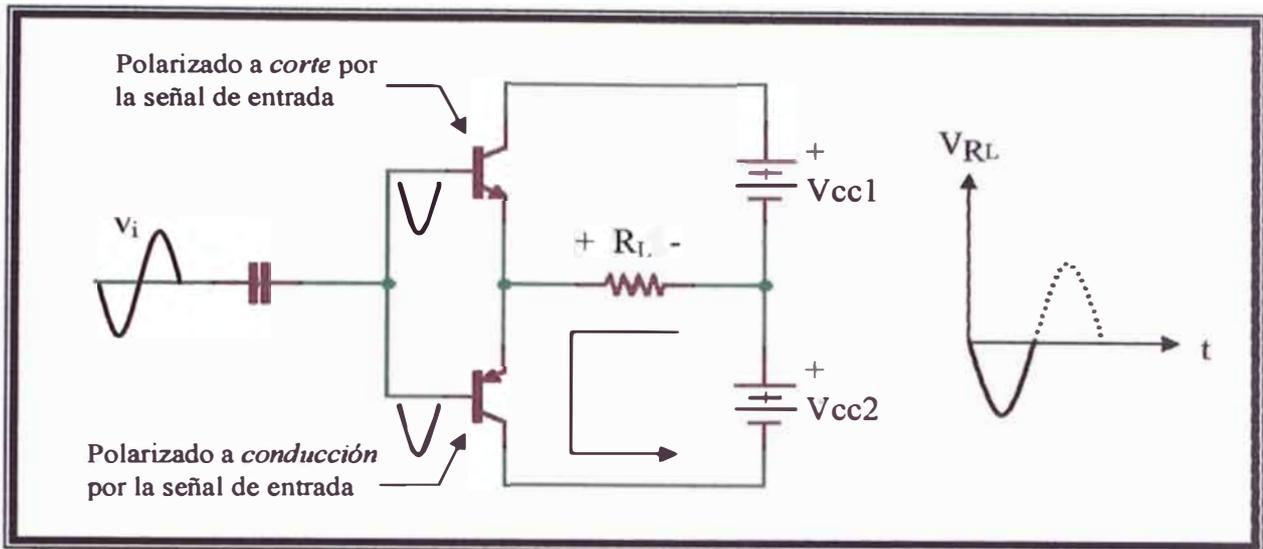


Figura 1.22: Esquema de funcionamiento del amplificador para el medio ciclo negativo de la señal de entrada.

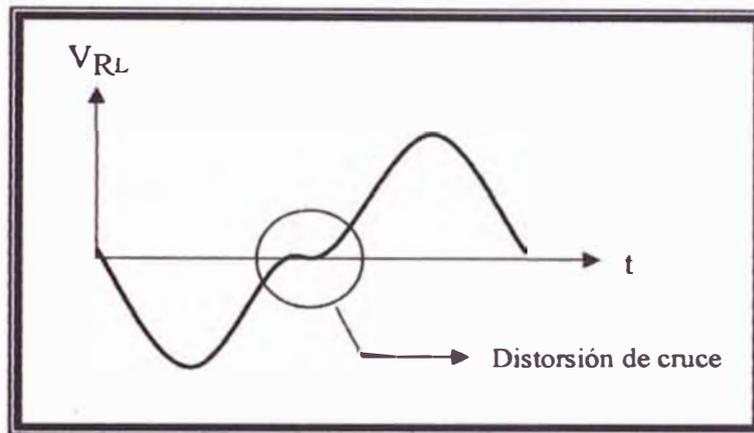


Figura 1.23: Distorsión de cruce en la señal de salida, esto es debido a que cada transistor necesita un voltaje umbral para funcionar en polarización a conducción de aprox. 0.6V.

1.8.2 Amplificador clase AB

Un amplificador puede estar polarizado a un nivel de DC por arriba del nivel de corriente de base cero de la clase B y por arriba de la mitad del nivel de voltaje de alimentación de la clase A. Esta condición de polarización es la clase AB. La operación de la clase AB todavía requiere una conexión en contrafase, tal como se vio en apartado anterior, para lograr un ciclo de salida completo, pero el nivel de polarización de DC está, por lo general, cercano al nivel de corriente de base cero para una mejor eficiencia de potencia, como se describe brevemente. Para la operación en clase AB, el desplazamiento de la señal de entrada sucede entre 180° y 360° , y no es operación ni clase A y tampoco clase B.

El amplificador clase AB mejora, y hasta se podría decir que elimina la *distorsión de cruce*, debido a que polarizan ambos transistores para que permanezcan encendidos por un poco mas de medio ciclo. Una versión de este tipo de amplificador es la que muestra en la figura siguiente:

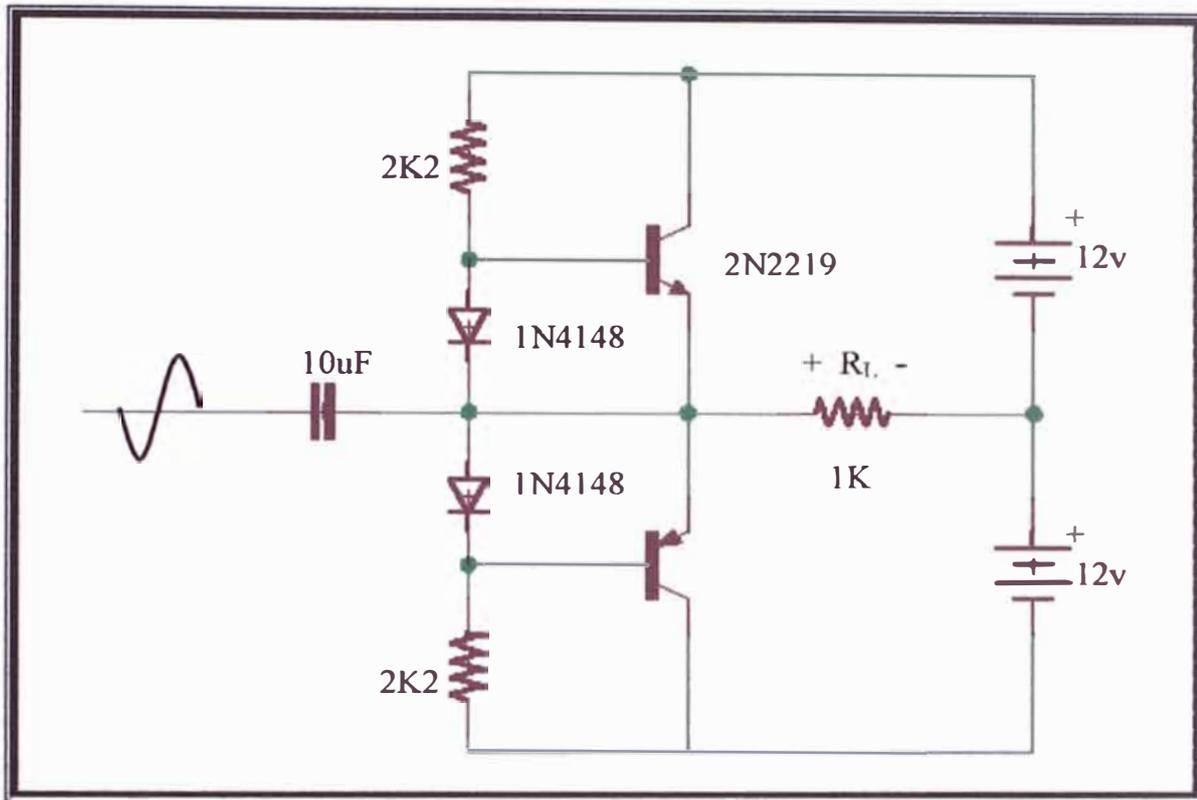


Figura 1.24: Circuito de amplificación clase AB con diodos de polarización. Este elimina la distorsión de cruce ya que los diodos hacen que los transistores permanezcan encendidos por un poco mas de medio ciclo.

1.9 CALCULO DE INCERTIDUMBRES

Los términos y procedimientos utilizados en esta parte provienen de los documentos relacionados con la metrología como son el “Vocabulario Internacional de Términos Fundamentales y Generales de Metrología” [23], “Guía para la expresión de la incertidumbre en la medición” [24] y “Guía para estimar la incertidumbre de la medición” [25].

Como los parámetros de interés son “la amplitud de vibración” y “la velocidad máxima”, entonces partiremos de las ecuaciones (1.36) y (1.37). Estos dos parámetros son los llamados mensurandos provenientes de los modelos físicos mencionados en los 4 primeros subtítulos de este capítulo.

1.9.1 Incertidumbre asociada a la amplitud.

Sea el mensurando

$$A = n \cdot \frac{\lambda}{4} \quad (1.59)$$

donde: A : es la amplitud de vibración.

n : es el número de ciclos correspondiente a medio periodo (leída en el instrumento).

λ : es la longitud de onda del láser.

La relación funcional a partir de la cual se expresará el cálculo de la incertidumbre de la amplitud de vibración estará dada por:

$$A = f(n; \lambda) \quad (1.60)$$

La incertidumbre estándar combinada u_C de la amplitud de vibración se puede calcular a partir de la fórmula de propagación de incertidumbres:

$$u_C^2(A) = \sum_{i=1}^m \left[\frac{\partial A}{\partial x_i} \right]^2 \cdot u^2(x_i) = \sum_{i=1}^m C_i^2 \cdot u^2(x_i) \quad (1.61)$$

donde :

$C_i \equiv \frac{\partial A}{\partial x_i}$ = coeficiente de sensibilidad.

x_i = magnitudes de influencia (n, λ).

$u(x_i)$ = incertidumbre estándar de la estimación de la magnitud de influencia x_i .

m = número de magnitudes de influencia (en este caso $m = 2$).

Desarrollando (1.61) tenemos:

$$u_C^2(A) = \left[\frac{\partial A}{\partial n} \right]^2 \cdot u^2(n) + \left[\frac{\partial A}{\partial \lambda} \right]^2 \cdot u^2(\lambda) \quad (1.62)$$

Expresando la ecuación anterior en forma simplificada se tiene:

$$u_C^2(A) = u_1^2 + u_2^2 \quad (1.63)$$

La incertidumbre expandida U , de la amplitud de vibración, estará expresada por:

$$U = k \cdot \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \quad (1.64)$$

Donde:

$k = 2$, factor de cobertura tomado para un nivel de confianza de aproximadamente 95 %.

A continuación se detalla la manera de calcular cada término:

1) Debido a la repetibilidad del equipo

Aplicando las propiedades de derivadas parciales para el cálculo de C_1 y considerando la distribución de probabilidad normal para la incertidumbre estándar por repetibilidad, se obtiene:

$$u_1 = |C_1| \cdot u(n) = \frac{\lambda}{4} * \frac{s}{\sqrt{N}} = \frac{\lambda}{4} * \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (n_i - n)^2} \quad (1.65)$$

donde s es la desviación estándar y N es el número de mediciones realizadas. Obsérvese que n es, en este caso, el promedio de las N mediciones. Además queda claro que este tipo de evaluación es del tipo A ^[24,25], ya que proviene de una evaluación estadística.

Ahora, por otro lado si sólo se tuviera una sola lectura de n , entonces la incertidumbre asociada a n estaría dado por:

$$u(n) = \frac{\text{resolución del equipo}}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}}$$

la cual proviene de una distribución de probabilidad rectangular. La resolución del equipo es uno ya que el sistema “cuenta picos” y su lectura es un número entero de picos con resolución 1. Por lo tanto la ecuación (1.65) quedaría como:

$$u_1 = |C_1| \cdot u(n) = \frac{\lambda}{4} * \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{\lambda}{8 \cdot \sqrt{3}} \quad (1.66)$$

este ultimo tipo de evaluación de la incertidumbre es del tipo B, ya que no proviene de datos estadísticos.

2) Debido al láser utilizado

Aplicando las derivadas parciales con respecto a λ se obtiene:

$$u_2 = |C_2| \cdot u(\lambda) = \frac{n}{4} \cdot u(\lambda) \quad (1.67)$$

la incertidumbre del láser $u(\lambda)$ esta generalmente especificado por el fabricante en la cubierta del puntero láser (por ejemplo dice: $\lambda=638\text{nm} \pm 5\text{nm}$). Lógicamente al igual que en el caso anterior este tipo de evaluación es del tipo B, ya que no proviene de datos estadísticos.

Suponiendo que sólo se realiza una lectura del equipo, entonces la expresión completa de la amplitud de vibración es:

$$A = n \cdot \frac{\lambda}{4} \pm U$$

utilizando las ecuaciones (1.64), (1.66) y (1.67) y reemplazándolas en la ecuación anterior, finalmente tenemos:

$$A = n \cdot \frac{\lambda}{4} \pm 2 \sqrt{\left(\frac{\lambda}{8\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{n}{4} \cdot u(\lambda)\right)^2} \quad (1.68)$$

con un nivel de confianza de aproximadamente 95 %.

1.9.2 Incertidumbre asociada a la velocidad máxima.

Sea el mensurando

$$u_m = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m} \quad (1.69)$$

donde: u_m : es la velocidad máxima

Δt_m : es el periodo mínimo de la señal Doppler.

λ : es la longitud de onda del láser.

Por lo tanto la relación funcional a partir de la cual se expresará el cálculo de la incertidumbre de la velocidad máxima estará dada por:

$$u_m = f(\lambda, \Delta t_m) \quad (1.70)$$

La incertidumbre estándar combinada u_c de la velocidad máxima se puede calcular a partir de la fórmula de propagación de incertidumbres:

$$u_c^2(u_m) = \sum_{i=1}^k \left[\frac{\partial u_m}{\partial x_i} \right]^2 \cdot u^2(x_i) = \sum_{i=1}^k C_i^2 \cdot u^2(x_i) \quad (1.71)$$

donde :

$$C_i \equiv \frac{\partial u_m}{\partial x_i} = \text{coeficiente de sensibilidad.}$$

$$x_i = \text{magnitudes de influencia } (n, \lambda, T).$$

$$u(x_i) = \text{incertidumbre estándar de la estimación de la magnitud de influencia } x_i.$$

$$k = \text{número de magnitudes de influencia (en este caso } m = 2).$$

Desarrollando (1.71) tenemos:

$$u_c^2(u_m) = \left[\frac{\partial u_m}{\partial \lambda} \right]^2 \cdot u^2(\lambda) + \left[\frac{\partial u_m}{\partial \Delta t_m} \right]^2 \cdot u^2(\Delta t_m) \quad (1.72)$$

Expresando la ecuación anterior en forma simplificada se tiene:

$$u_c^2(u_m) = u_1^2 + u_2^2 \quad (1.73)$$

La incertidumbre expandida U , de la velocidad máxima, estará expresada por:

$$U = k \cdot \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \quad (1.74)$$

Donde:

$$k = 2, \text{ factor de cobertura tomado para un nivel de confianza de aproximadamente } 95 \%.$$

Seguidamente, se detalla la manera de calcular cada término:

1) Debido al láser utilizado

Aplicando las derivadas parciales con respecto a λ se obtiene:

$$u_1 = |C_1| \cdot u(\lambda) = \frac{1}{2 \cdot \Delta t_m} \cdot u(\lambda) \quad (1.75)$$

la incertidumbre del láser $u(\lambda)$ ya se explico como obtenerla en el subtítulo 1.9.1. y análogamente al igual que en el caso anterior este tipo de evaluación es del tipo B, ya que no proviene de datos estadísticos.

2) Debido a la repetibilidad del equipo

De manera semejante a lo que se hizo en el subtítulo 1.9.1, aplicando las propiedades de derivadas parciales para el calculo de C_2 y considerando la distribución de probabilidad normal para la incertidumbre estándar por repetibilidad, se obtiene:

$$u_2 = |C_2| \cdot u(\Delta t_m) = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m^2} * \frac{s}{\sqrt{N}} = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m^2} * \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (\Delta t_{m_i} - \Delta t_m)^2} \quad (1.76)$$

donde s es la desviación estándar y N es el número de mediciones realizadas. Obsérvese que Δt_m es, en este caso, el promedio de las N mediciones. Además queda claro que este tipo de evaluación es del tipo A, ya que proviene de una evaluación estadística.

Ahora, por otro lado si sólo se tuviera una sola lectura de Δt_m , entonces la incertidumbre asociada a Δt_m estaría dado por:

$$u(\Delta t_m) = \frac{\text{resolución del equipo}}{2\sqrt{3}} \quad (1.77)$$

la cual proviene de asumir una distribución de probabilidad rectangular y asumiendo que el equipo es de indicación digital.

Si la lectura proviene por ejemplo de un osciloscopio, o se sabe que la medida de tiempo lo realiza un microcontrolador o microprocesador, entonces la incertidumbre estaría alrededor de unos pocos microsegundos (de 1-5 μ s) debido a la precisión de sus resonadores que hoy en día son aun mas veloces y mucho mas precisos. Por lo tanto podemos considerar entonces una incertidumbre máxima de 1-5 μ s conociendo las características del sistema electrónico.

Considerando lo anterior , entonces la expresión para u_2 quedaría como:

$$u_2 = |C_2| \cdot u(\Delta t_m) = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m^2} * u(\Delta t_m) \quad (1.78)$$

Este último tipo de evaluación de la incertidumbre es del tipo B, ya que no proviene de datos estadísticos.

Finalmente suponiendo que sólo se realiza una lectura del equipo, entonces la expresión completa de la velocidad máxima estará dada por:

$$u_m = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m} \pm U$$

utilizando las ecuaciones (1.75), (1.78), y (1.74) y reemplazándolas en la ecuación anterior, finalmente tenemos:

$$u_m = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m} \pm 2 \sqrt{\left(\frac{1}{2 \cdot \Delta t_m} \cdot u(\lambda) \right)^2 + \left(\frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m^2} * u(\Delta t_m) \right)^2} \quad (1.79)$$

con un nivel de confianza de aproximadamente 95 %.

OBSERVACIÓN:

Una versión mas sofisticada del sistema electrónico podría calcular Δt_m de la siguiente manera:

$$\Delta t_m \cong \frac{T/2}{n+\delta} \quad (1.80)$$

donde δ es un factor de ajuste (programable) para poder tener mayor exactitud y precisión, T es el periodo de la señal de excitación y n es el número de ciclos correspondiente a medio periodo (ver figura 1.8), por lo tanto la ecuación (1.69), que expresa la velocidad máxima, quedaría como sigue:

$$u_m = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta t_m} \cong \frac{(n+\delta) \cdot \lambda}{T} \quad (1.81)$$

2 PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL

2.1 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL VELOCÍMETRO LASER DOPPLER

Esta parte se divide en tres bloques principales: el diseño y construcción del optosensor, la parte óptica-mecánica y la parte electrónica.

2.1.1 Diseño y construcción del optosensor

El sistema esta compuesto básicamente de 4 partes: el sensor, el acoplamiento de señal, la amplificación y la fuente de alimentación. A continuación detallaremos dichas partes y con relación a los esquemas electrónicos mostrados en las figuras 2.1 y 2.2.

Como detector se utilizó un fotodiodo infrarrojo comercial tipo led, y el cual fue polarizado en su forma básica (como divisor de tensión) tal como muestra la figura 1.16 del capítulo anterior. El valor de la resistencia ($200k\Omega$) fue elegido de manera experimental para no saturar el fotodiodo infrarrojo.

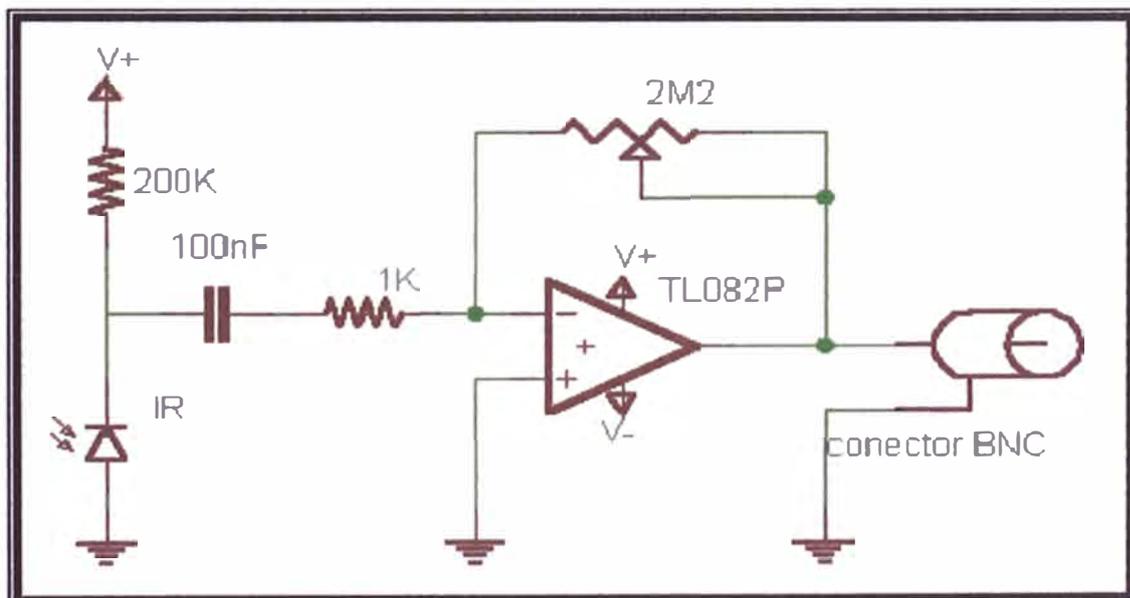


Figura 2.1: Esquema electrónico interno del optosensor.

Para el acoplamiento de la señal se utilizó un condensador cerámico de 0.1 uF de capacidad, debido a que la oposición que presenta un condensador al paso de la corriente depende de su frecuencia. Esto se puede justificar porque $X_C = 1/(2\pi fC)$ y como se observa en la expresión a mayor frecuencia menor X_C . Según esto, un condensador a altas frecuencias se comporta como un cortocircuito y a bajas como un circuito abierto, si se considera alta frecuencia a un valor 10 veces superior a la frecuencia de corte. Un condensador de acople transmite una señal de alterna de un nudo a otro del circuito. El condensador debe comportarse como un cortocircuito para alterna, a la frecuencia más baja que pueda tener el generador, es decir, si se tiene un generador que varía entre 100 Hz y 10 kHz, el condensador tiene que ser un cortocircuito para la frecuencia de 100 Hz.

Para la amplificación de la señal eléctrica se utilizó el amplificador operacional TL082, configurado como amplificador inversor con una ganancia máxima de $G=2M\Omega/1K\Omega=2200$, pero generalmente el potenciómetro está ajustado para un valor de $1M\Omega$, por lo tanto la ganancia es ≈ 1000 y con esto se logra amplificar señales del orden de los milivolts a volt.

La cuarta parte es la fuente de alimentación, que como se observa de la figura 2.2 es del tipo simétrica estabilizada en voltaje ($\pm 12v$) basados en los reguladores de voltaje LM7812 y LM7912. Los condensadores electrolíticos antes de los reguladores actúan como desacopladores de las señales de alta frecuencia y atenúan los picos provenientes de la etapa de rectificado. Y los condensadores ubicados después de los reguladores eliminan las señales de alta frecuencia haciendo el voltaje más estable.

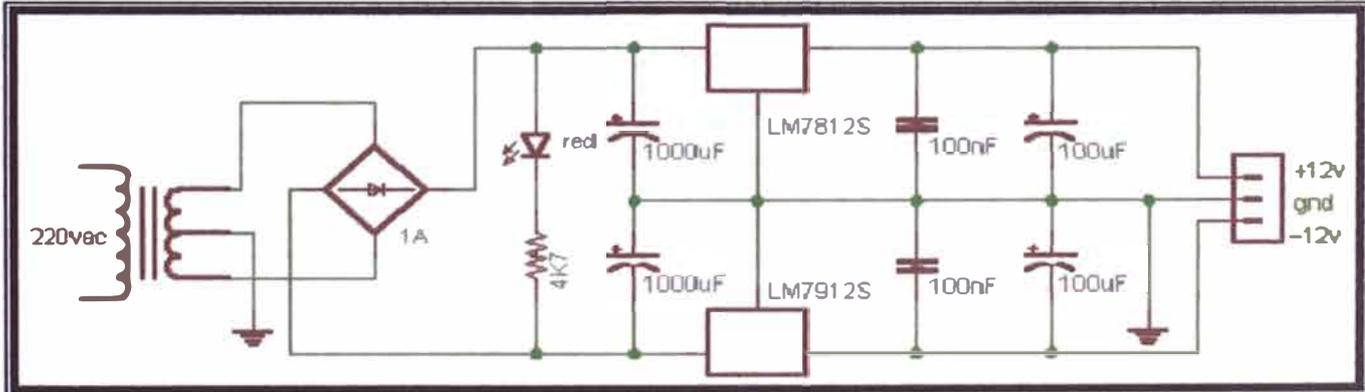


Figura 2.2: Esquema electrónico de la fuente de alimentación simétrica para el optosensor.

Por ultimo, una parte que no se mencionó antes y que tiene mucha importancia a la hora de diseñar el fotodetector es la cubierta de éste, la cual debe ser una jaula de Faraday con el fin de que no ingresen las señales de ruido electromagnético del ambiente. La jaula de Faraday puede hacerse de una cubierta de papel metálico o que simplemente la cápsula sea de metal tal como se muestra en el diseño terminado en las fotografías siguientes:

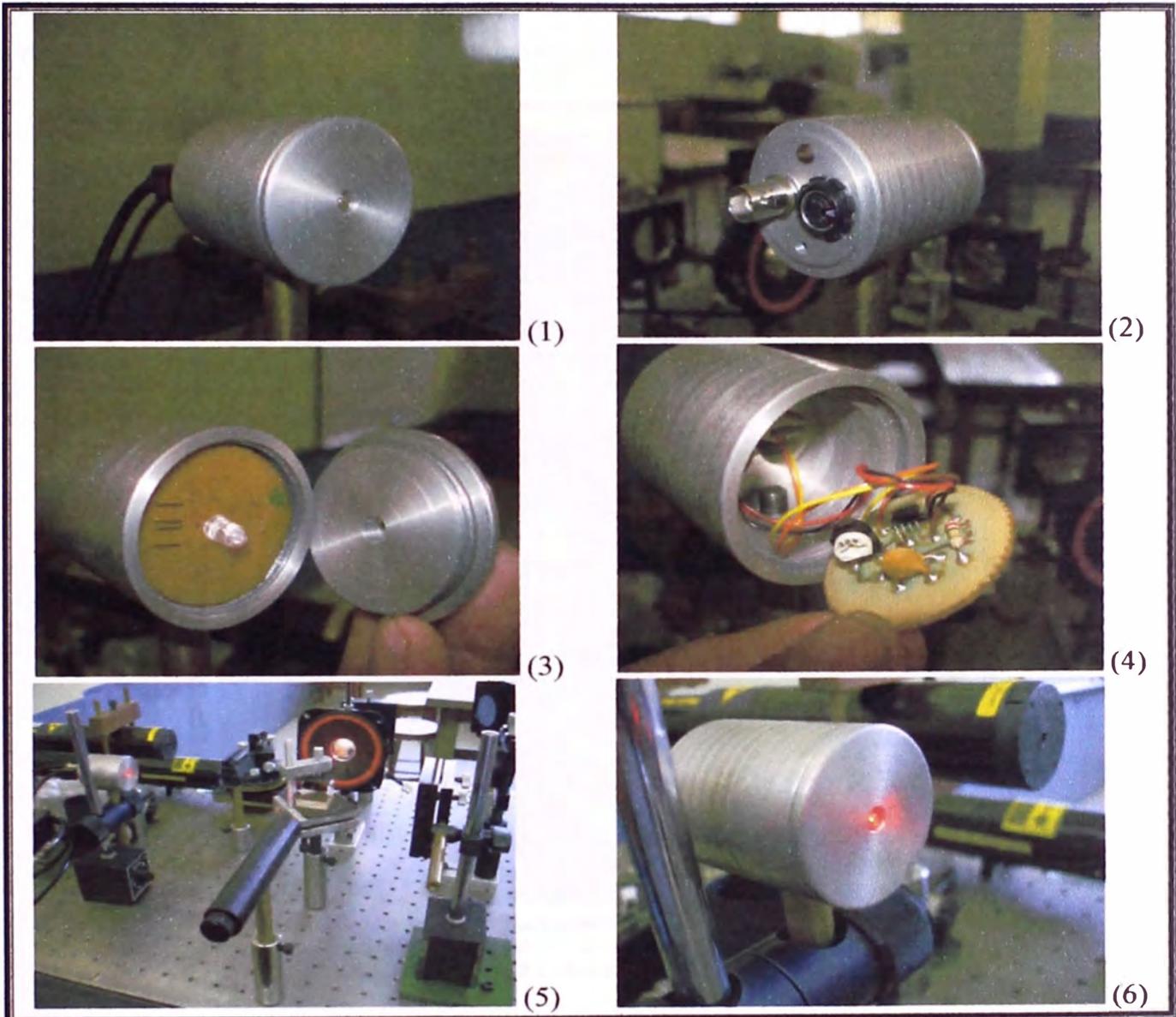


Figura 2.3: Fotos del optosensor. (1) Vista frontal. Las dimensiones, con relación a su forma cilíndrica, son $d = 40\text{mm}$ $h = 45\text{mm}$. (2) Vista posterior, donde se observa el conector de señal (tipo BNC) y el conector de alimentación (tipo DIN), éste último ya conectado a una fuente estabilizada de $-12,0,+12\text{ Vdc}$. (3) Vista del sensor (fotodiodo). (4) Vista de la electrónica interna del optosensor. (5 - 6) Fotografías tomadas en los ensayos de trabajo sobre una mesa óptica.

2.1.2 La parte óptica-mecánica

La configuración experimental del interferómetro de Michelson es la que se muestra en la figura 1.4; y en la figura 2.4 podemos observar al sistema montado en una mesa óptica, de aproximadamente 120x60cm, en ella se ve el camino de la luz láser (trazado con las líneas de color rojo) llegando al divisor de haz (beamsplitter), a los espejos, al fotodetector y a un parlante, este ultimo en prueba. En ella, se alimenta con un generador de ondas al parlante, y luego se obtiene la señal del fotodetector (semejante a la figura 1.8) en un osciloscopio.

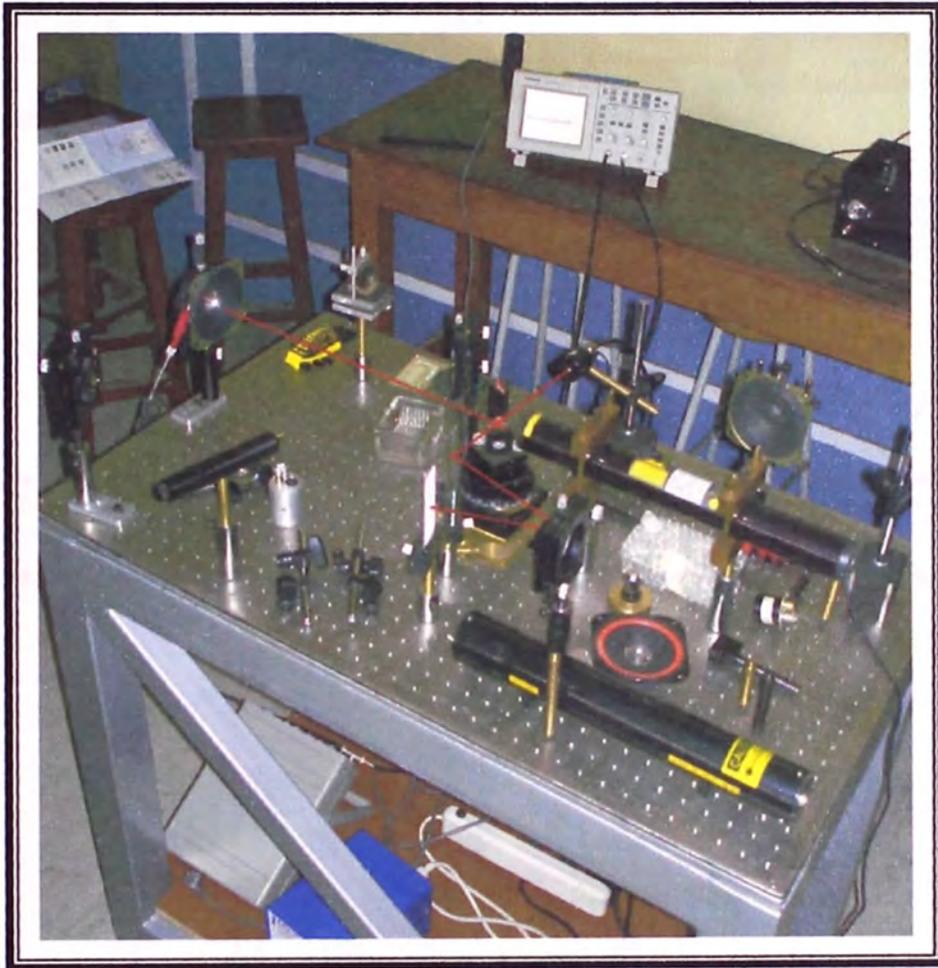


Figura 2.4: Montaje del interferómetro en una mesa óptica. Este equipo pertenece al Área de Ciencias Básicas de la Facultad de Ingeniería Civil de la UNI.

El diseño del equipo de velocimetría toma el esquema mostrado en la figura 2.5, allí se puede ver lo que está dentro del instrumento en forma genérica (encerrado en líneas punteadas), la óptica del interferómetro y la parte electrónica. Para obtener la configuración de la óptica mostrada arriba y la circuitería electrónica en un espacio más reducido para

nuestro equipo de Velocimetría láser se optó por el diseño mecánico mostrado en las figuras 2.6 y 2.7, en donde también se muestra la distribución del lugar donde va la tarjeta electrónica, el detector y el interferómetro.

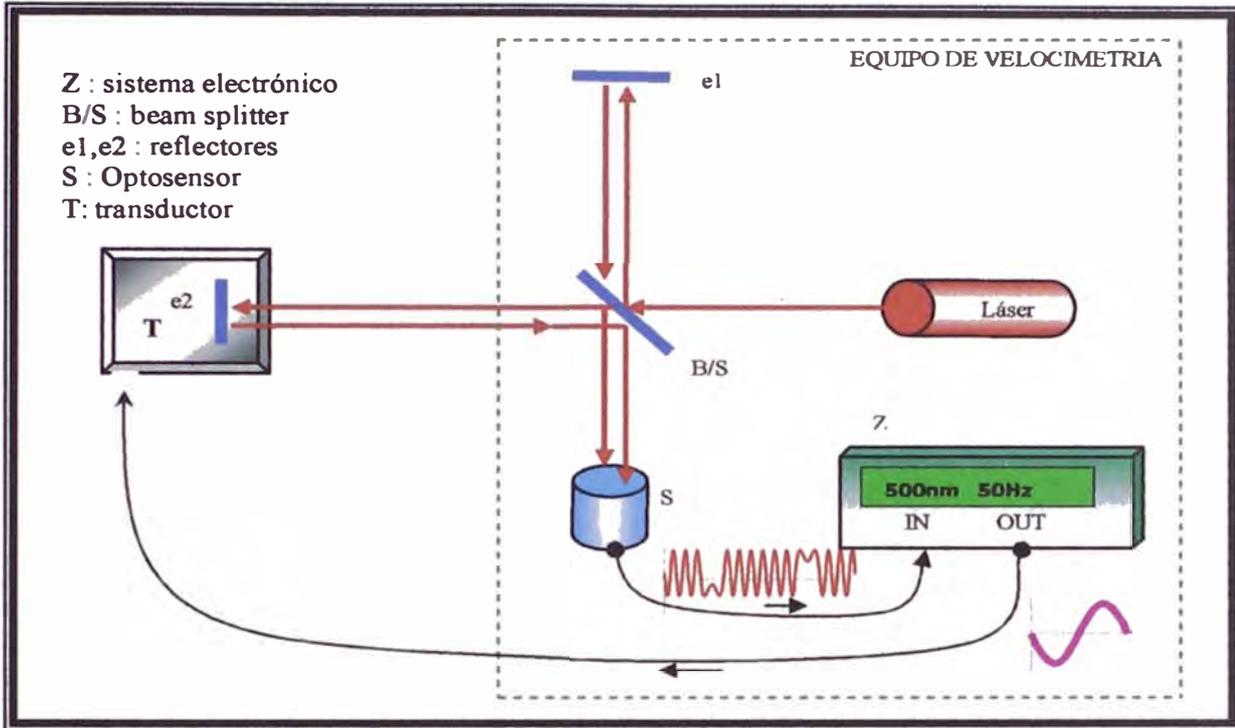


Figura 2.5: Configuración general del sistema instrumental. La parte encerrada en líneas punteadas es el esquema general del equipo de Velocimetría.

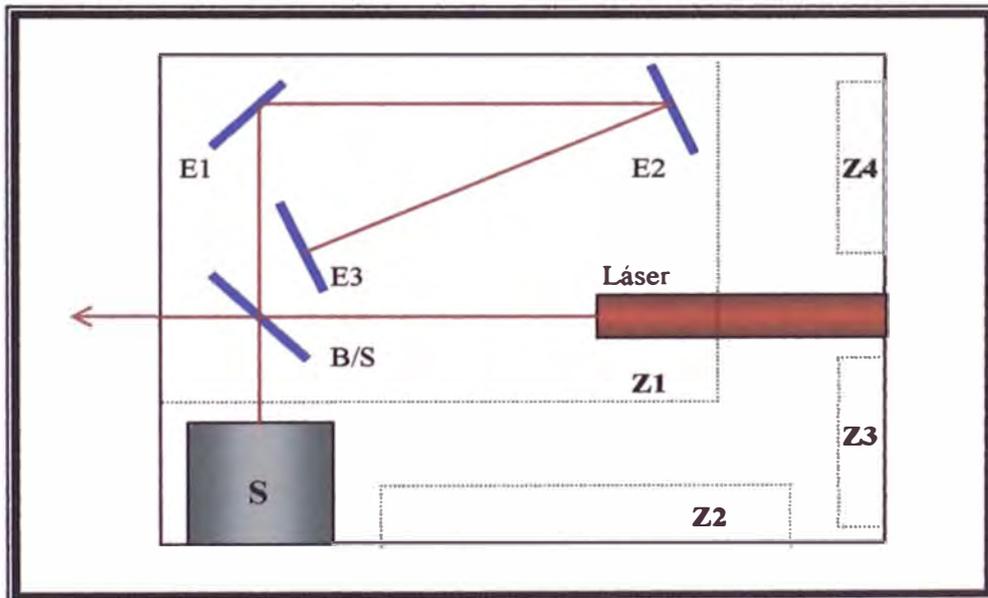


Figura 2.6: Vista superior de la distribución interna del equipo de velocimetría.
S: optosensor; **E1, E2**: espejos comunes; **E3**: espejo reflectante; **B/S**: divisor de haz de luz (50% transmitancia); **Z1**: zona para el interferómetro; **Z2**: zona de la tarjeta electrónica; **Z3**: zona de controles; **Z4**: zona del indicador visual (LCD).

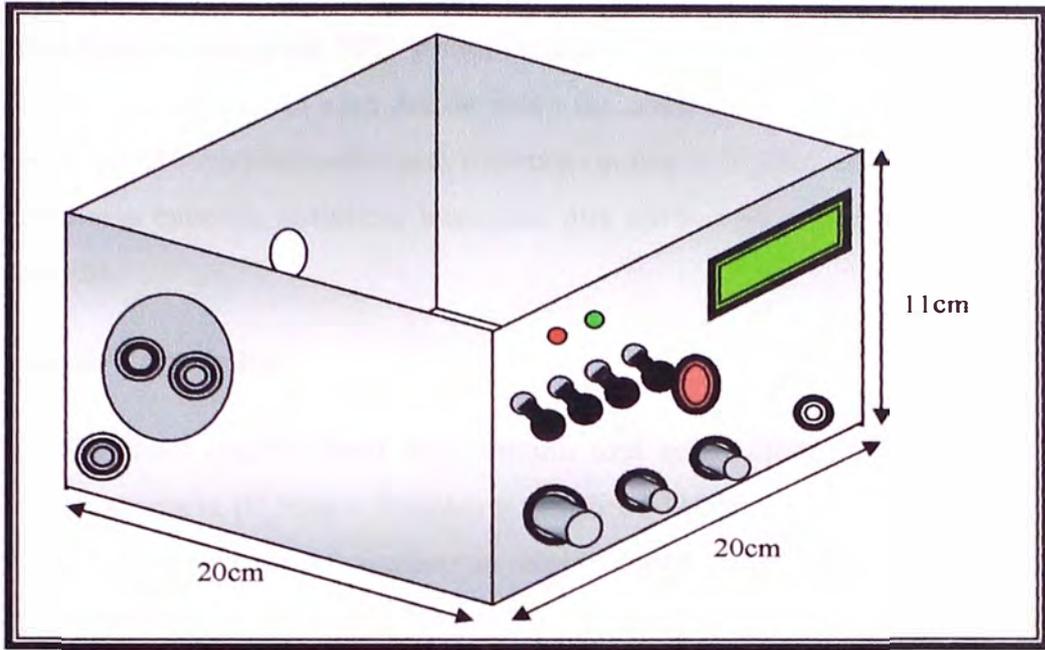


Figura 2.7: Vista tridimensional del prediseño mecánico.

En la figura 2.8 se puede ver el equipo ya terminado, en su primer prototipo. Allí se puede ver los espejos comunes de espesor 1.5mm, el divisor de haz de luz que fue construido en el laboratorio de Sputtering de la Facultad de Ciencias de la UNI, el cual es un vidrio que tiene una película delgada de plata (aprox. 70nm) recubierta en uno de los lados haciendo

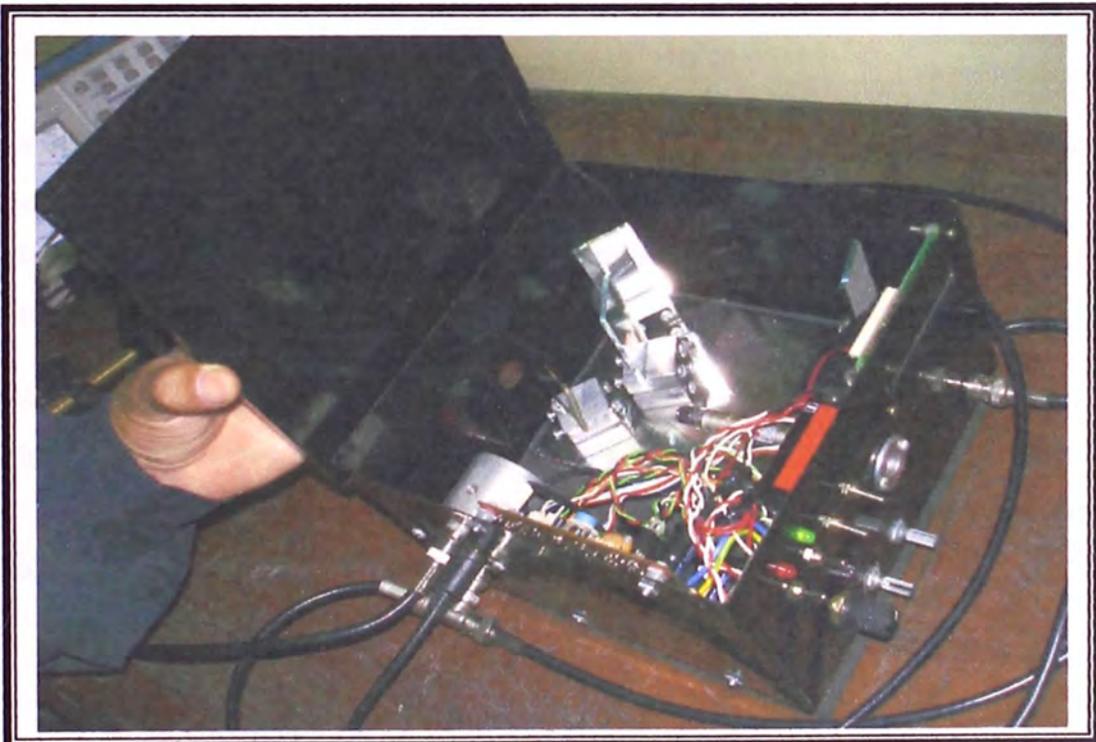


Figura 2.8: Fotografía del primer prototipo del equipo de velocimetría láser.

que tenga una transmitancia de 50% y una reflectancia de 50%. Luego se observa el láser de 5mW, sujeto al centro de la cara donde están los controles y el optosensor ubicado en la esquina izquierda. El interferómetro esta montado sobre una placa de hierro cromado y ésta a su vez sobre una esponja sintética, haciendo que ambos funcionen como un colchón de amortiguamiento.

2.1.3 La parte electrónica

El sistema electrónico desarrollado proporciona una señal eléctrica triangular o senoidal controlado en frecuencia (0,5Hz – 10kHz) y amplitud (100mv – 18v) la cual servirá como señal de referencia para un transductor electromecánico que nos proporcionara un movimiento mecánico proporcional a dicha señal. Dicha señal posee una etapa de amplificación de corriente, la cual nos asegurara el manejo de cargas con impedancias de 4Ω u 8Ω . Esta etapa se discute mas adelante.

Las vibraciones mecánicas a medirse pueden provenir como por ejemplo de una mesa de vibraciones, un dispositivo piezoeléctrico o un parlante, el cual en un interferómetro de Michelson es usado como una fuente de señal Doppler, esta señal es capturada por un sensor óptico cuya señal será procesada por el sistema electrónico. La distribución completa del sistema de medición es como se muestra en la figura 2.5.

La señal proveniente del sensor y la señal de salida del sistema electrónico son mostradas en la figura 2.9, aquí se puede observar la formación de picos que están “empaquetados” en grupos, los cuales son proporcionales al desplazamiento y la velocidad máxima de la vibración mecánica.

Estas señales son procesadas por el sistema electrónico convirtiéndolas a señales TTL para poder ser luego tratadas por un microcontrolador, cuya función principal es la de contar los picos en cada paquete e interpretarlo para luego mostrarlo en un dispositivo de visualización que en este caso es una pantalla LCD.

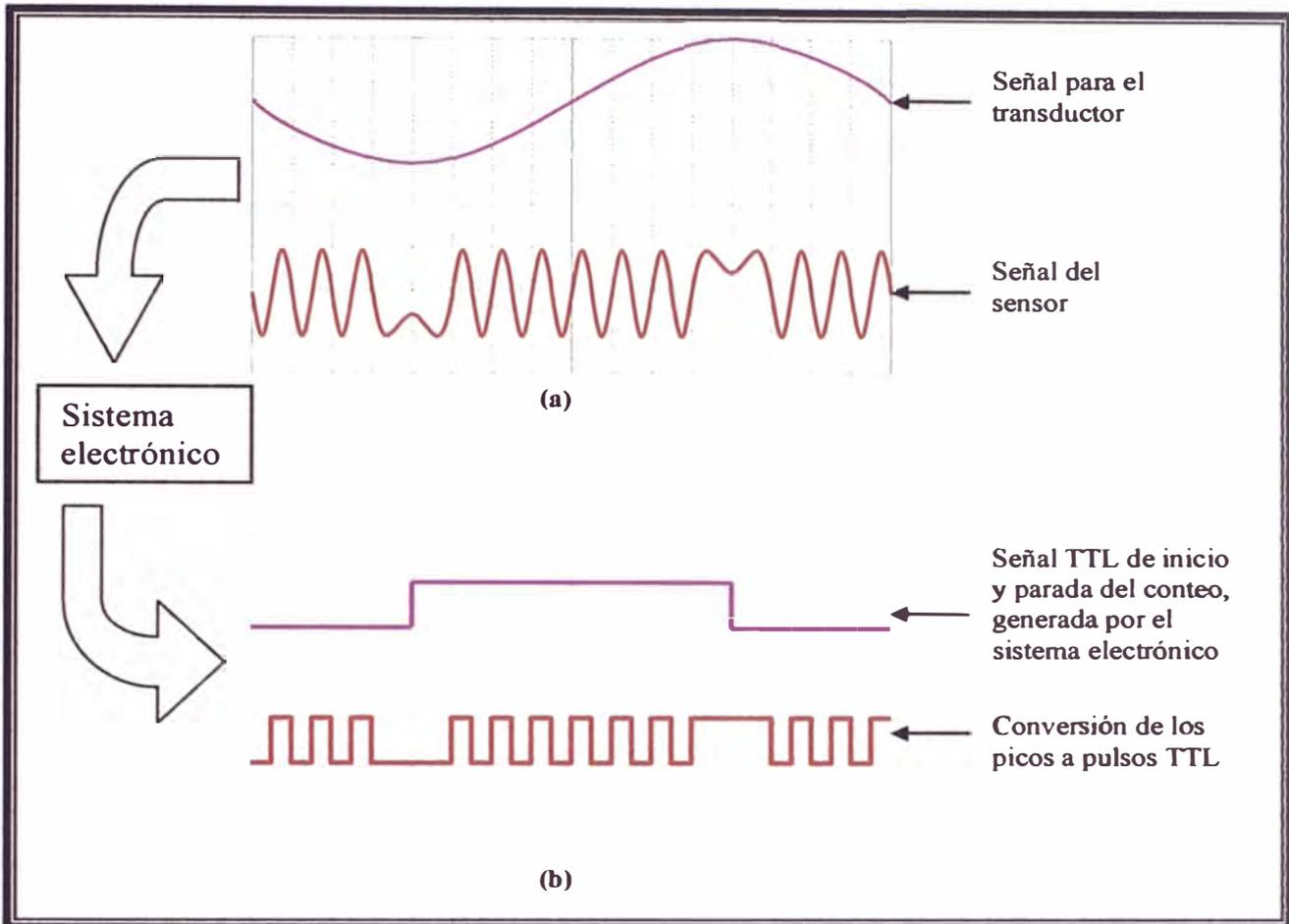


Figura 2.9: Señales típicas que entrega y procesa el sistema electrónico. (a) La señal eléctrica que alimenta al transductor es proporcionada por generador de señales interno del sistema electrónico y que por lo general es del tipo senoidal. La señal siguiente muestra la forma típica de la señal que entrega el optosensor; obsérvese la formación de picos “empaquetados”. (b) Señales TTL convertidas a partir de las dos señales anteriores, realizada por el sistema electrónico.

2.1.3.1 Descripción del sistema electrónico:

El sistema electrónico esta compuesto por los bloques mostrados en la figura 2.10, los cuales son detallados a continuación:

- La etapa “**sensor**” esta compuesto por un detector opto-electrónico basado en un fotosensor infrarrojo el cual posee un amplificador microelectrónico interno el cual proporciona un voltaje de salida de alrededor de 3-6V proporcional a la intensidad de luz infrarroja.
- La etapa de nombre “**Seguidor de voltaje**” está compuesta por un amplificador operacional configurado como seguidor de voltaje para acoplar la señal del sensor.

Para esta etapa se utilizó el circuito integrado TL-082, el cual posee internamente dos amplificadores operacionales; su elección se debió a que este posee una operación de bajo ruido y alto desempeño en comparación con otros similares.

- La etapa “**Comparador de intensidad**” tiene la función de indicar el nivel de intensidad luminosa por medio de un led, es decir si la intensidad de la luz del láser que ingresa al sensor es pobre, entonces el led se encontrara apagado. Para esta etapa se utiliza el segundo amplificador operacional del TL-084 configurado como un comparador de tensión donde la tensión de referencia indicara la intensidad de luz referencial, calibrado previamente.
- La función principal de la etapa “**Comparador de voltaje 1**” es la de establecer una señal TTL “semejante” a la señal de ingreso (proveniente del sensor) y tiene como componente principal al versátil circuito integrado LM-311N, el cual posee internamente un comparador de voltaje con salida a transistor en colector abierto, esto ultimo es la razón de su elección debido a que la señal de salida se puede establecer como cero y uno lógico en TTL. La circuiteria de esta etapa esta configurado como comparador común, siendo el voltaje de referencia 0V (tierra), por lo tanto se tendrá “1” si el voltaje de entrada es mayor a 0V y “0” si es menor.

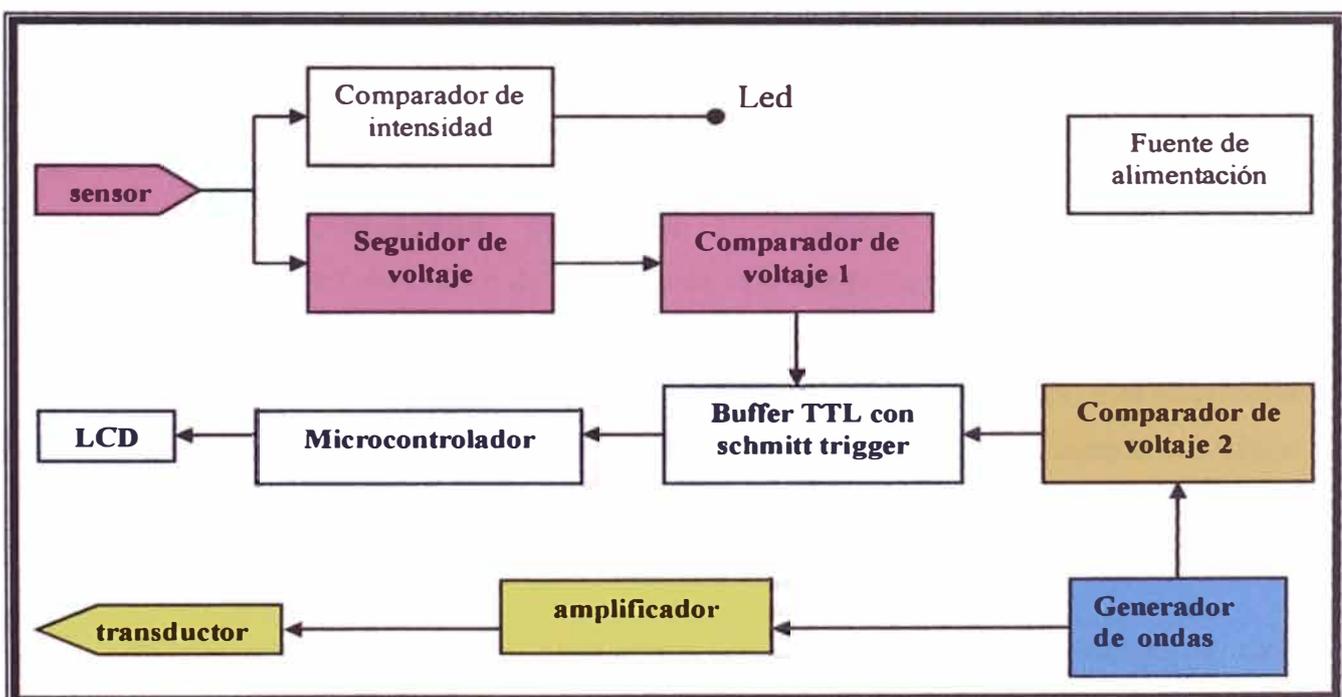


Figura 2.10: Diagrama de bloques del sistema electrónico.

- La “**fente de alimentaci3n**” es una fuente con capacidad de suministro de corriente de 1A, y proporciona voltajes continuos de +15V y -15V, y voltajes regulados fijos de +12V, -12V y 5V.
- “**LCD**”, esta pantalla de cristal liquido es el dispositivo visualizador de los datos provenientes del microcontrolador y esta administrado por su propio microcontrolador 44780 de Hitachi. Las rutinas para su control est1n descritas en las referencias ^[17,18].
- La etapa del “**microcontrolador**” es el coraz3n del sistema y esta basado en un microcontrolador PIC-16F628 de Microchip. Este tiene la tarea de administrar la pantalla LCD y de realizar la cuenta de los picos en medio ciclo. El desarrollo del software para el microcontrolador fue desarrollado en el entorno MPLAB (software de Microchip) y el diagrama de flujo del programa y su respectivo c3digo assembler se muestra en el anexo A. La grabaci3n del programa en el microcontrolador PIC se realizo con el grabador de pic modelo *Protopic* de marca Skytek.
- La etapa “**Buffer TTL con schmitt trigger**” es como su nombre lo indica un buffer con la caracteristica principal de tener un umbral de conmutaci3n (schmitt trigger) y cuya funci3n principal es la de proporcionar los niveles de tensi3n y corriente adecuados para la interfase con el microcontrolador PIC.
- La etapa “**Comparador de voltaje 2**” establece una se1al TTL de control proveniente del generador de ondas, esta se encarga de transmitir la se1al de inicio y parada para el conteo de los picos. Al igual que la etapa *comparador de voltaje 1*, tiene como componente principal al circuito integrado LM-311N, y la circuiteria de esta etapa tambi3n esta configurada como comparador com1n, siendo el voltaje de referencia 0V (tierra), por lo tanto se tendr1 “1” si el voltaje de entrada es mayor a 0V y “0” si es menor.
- “**Generador de ondas**”, esta etapa tiene como elemento principal al circuito integrado ICL8038 de Intersil, el cual es un generador de ondas que trabaja con

pocos dispositivos pasivos externos para su configuración. Las formas de onda proporcionadas por este circuito son como las que se muestra en la figura 2.11, obsérvese el desfase de 180° entre la onda seno y cuadrada, ya que ésta configuración nos sirve para poder dar un inicio y parada al contar los picos. Esta etapa controla la frecuencia de trabajo (1 Hz a 10 kHz).

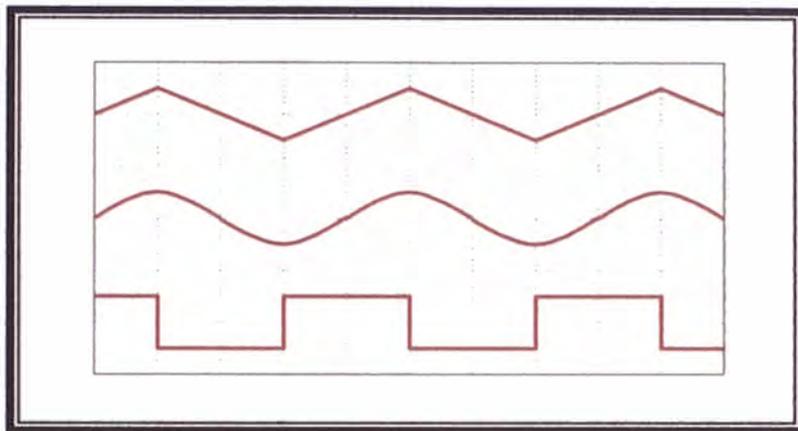


Figura 2.11: Formas de onda de salida del generador de funciones ICL8038.

- La etapa “**amplificador**” contiene un amplificador a transistores del tipo AB el cual se encargara de suministrar la potencia a la señal de salida del generador de ondas, ésta puede excitar parlantes de hasta 8W sin distorsión de señal. En esta etapa se puede controlar la amplitud de la señal de salida.
- Por ultimo el “**transductor**” puede ser, como ya se menciona, un dispositivo piezoeléctrico, un parlante, una mesa vibradora, etc.

2.1.3.2 Detalles de construcción de la tarjeta del sistema electrónico

Su construcción se realizó con la ayuda del software especializado en el diseño de placas electrónicas de nombre *Eagle* ^[26], este software es muy versátil y de fácil uso, en ella se diseñaron los planos del esquema electrónico que se muestran en las figuras 2.13 y 2.14, también se diseño el PCB (Printed Circuit Board), es decir la ubicación de componentes y el trazado de pistas, tal como se muestran en las figuras 2.15 y 2.16 respectivamente.

Cabe recalcar que en la figura 2.15 se muestra la ubicación y descripción de todos los controles, los puertos de las señales de entrada del sensor y de salida de señal al transductor, así como los indicadores luminosos de operatividad del sistema.

En la figura 2.16 se muestra el “arte” para la ubicación de las pistas en la placa, obsérvese que no esta a escala, por lo tanto solo es referencial y es replica exacta de la impresión original la cual es realizada en un papel semitransparente como por ejemplo el papel cansón. La imagen contenida en el arte se imprimió en una placa de baquelita virgen para circuitos impresos por el proceso de serigrafía.

Y en la figura 2.17 se muestra la placa ya fabricada, que tiene un tamaño de 9x11cm, ahí no se muestra los periféricos terminales como el LCD, los potenciómetros ni los selectores. La alimentación del láser se realizo con una batería de 9v para mantener su estabilidad fuera de ruido, tal como se muestra en la figura 2.12.

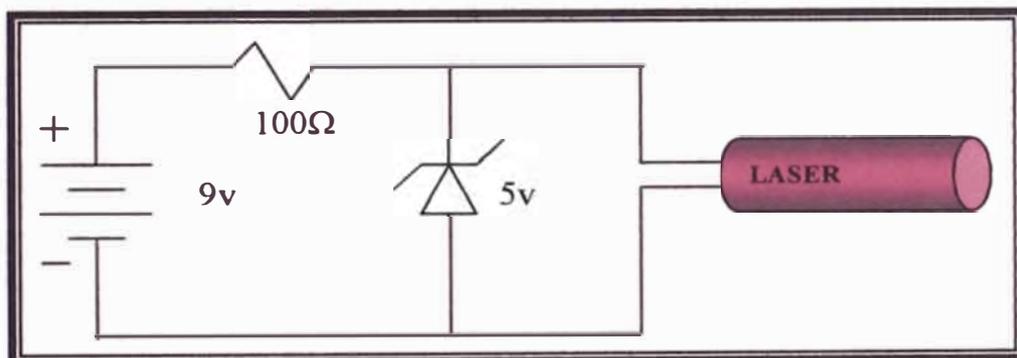


Figura 2.12: Fuente de alimentación para el láser de 5mW.

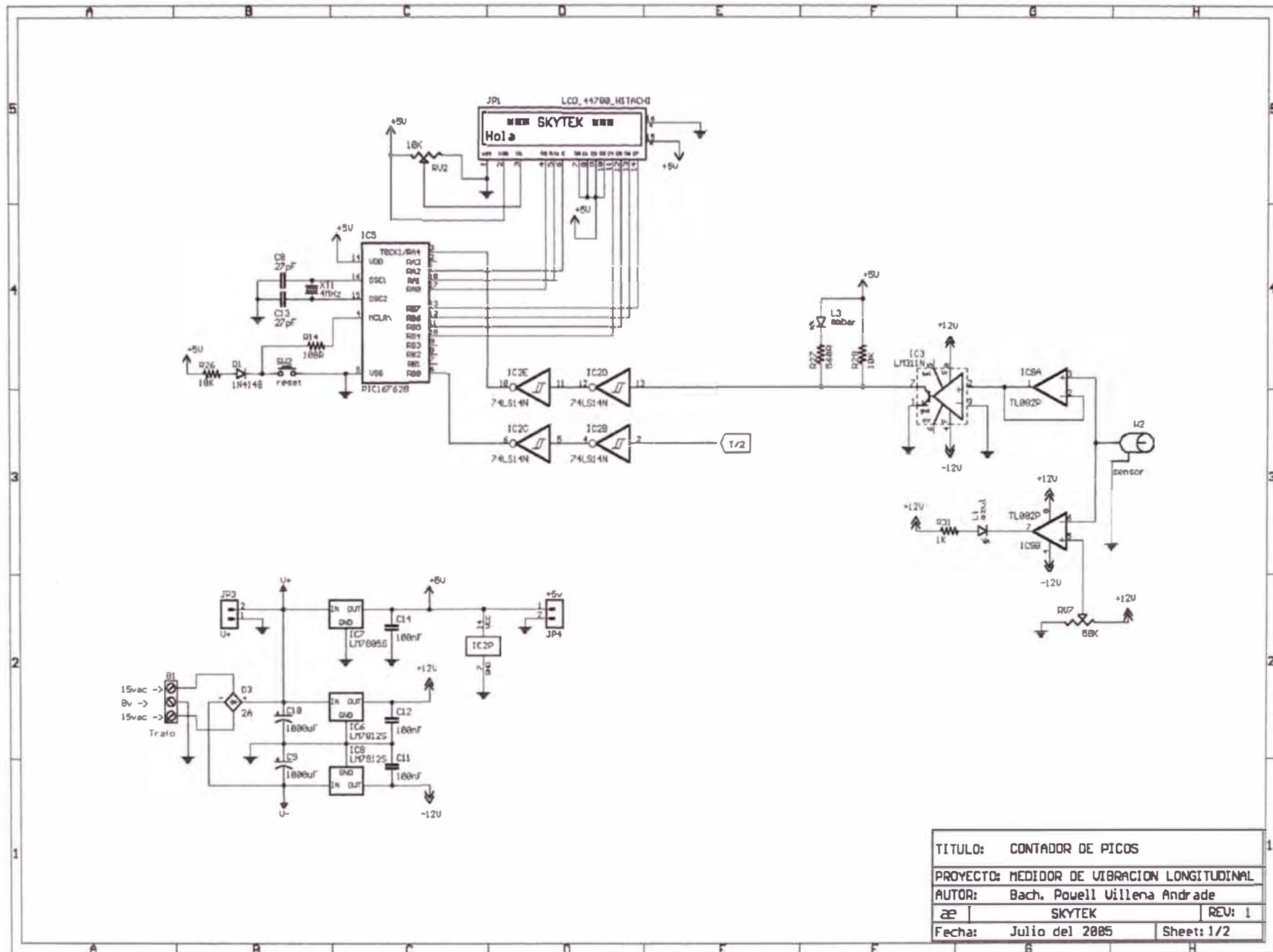


Fig. 2.13

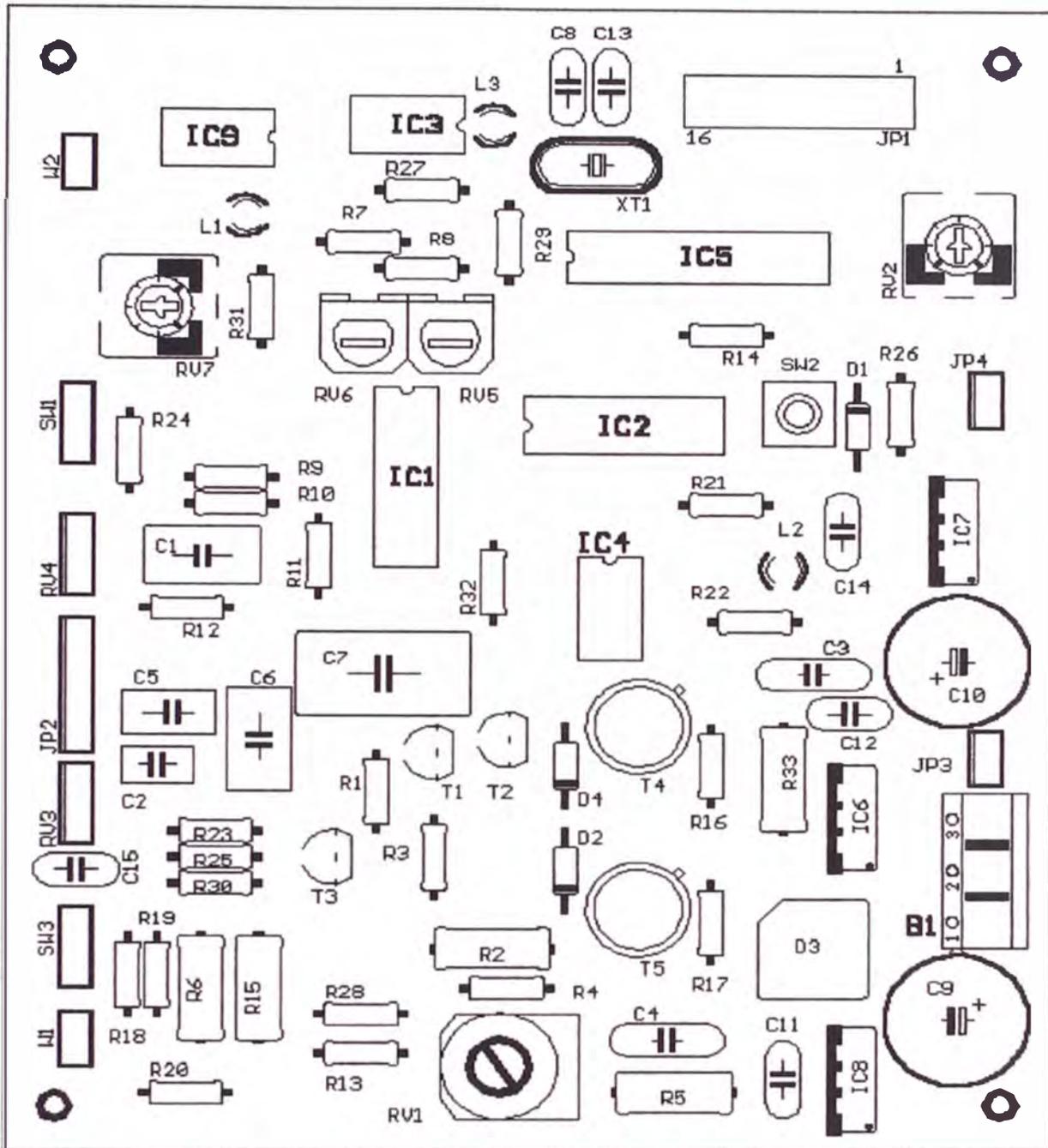


Figura 2.15: Disposición de componentes del PCB

W1 – puerto de salida de señal para el transductor, W2 – puerto de ingreso del sensor, L1 – led indicador de nivel de intensidad de luz, L2 indicador de inicio y parada del contador, L3 – indicador de picos entrantes, B1 – bomera de ingreso de voltaje alterno 15-0-15, SW1 – selector del tipo de onda, SW2 – reset del pic, SW3 – selector push pull de amplitud, JP1 – puerto del LCD, JP2 – selector de banda de frecuencia, JP3 – salida de +15Vdc, JP4 – salida de +5Vdc, RV1 – control de preamplificación (no tocar !), RV2 – contraste del LCD, RV3 – control de amplitud, RV4 – control de frecuencia, RV5- RV6 – controles de simetría del generador de ondas, RV7 – control del nivel de referencia de la intensidad de luz.

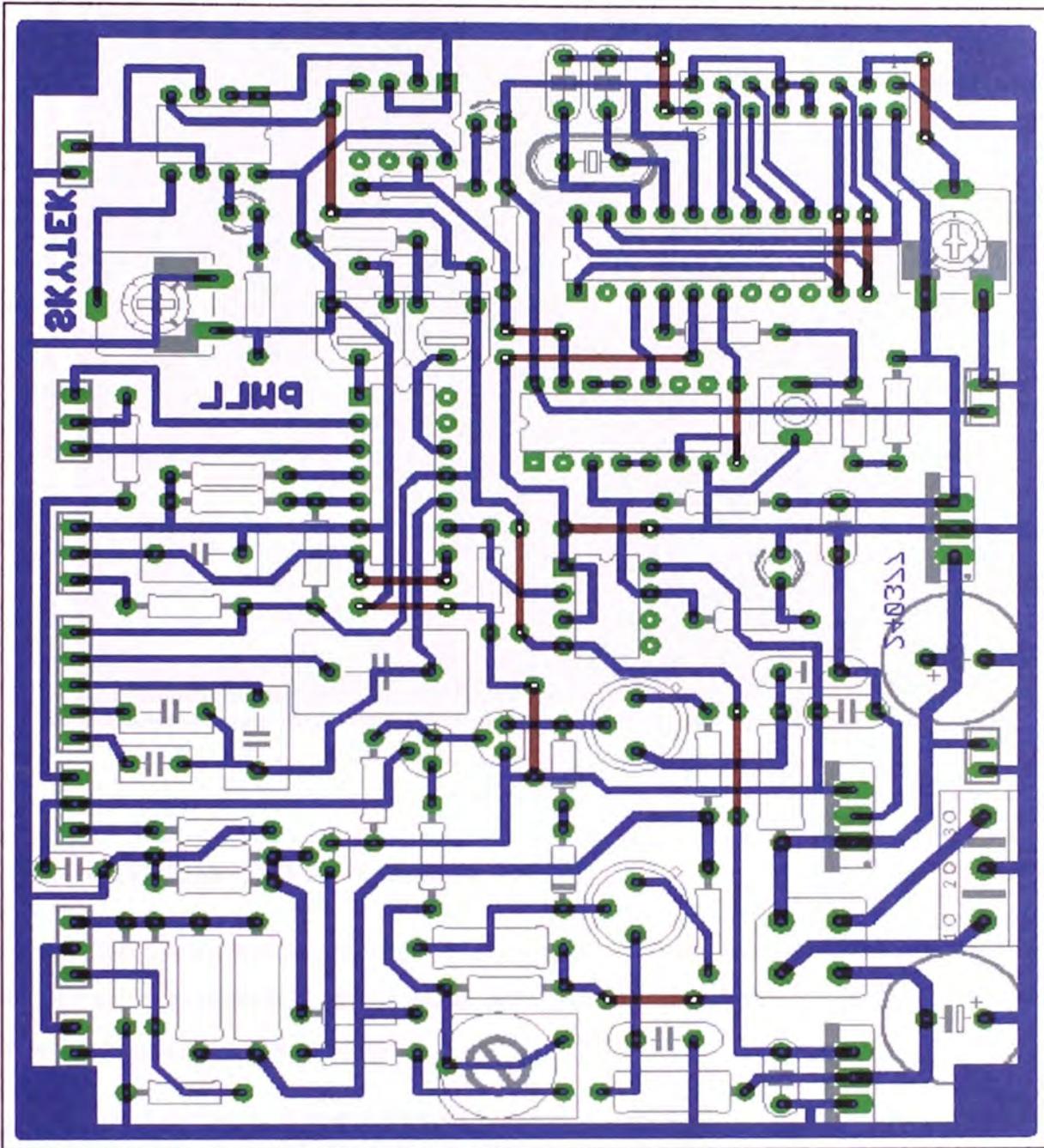


Figura 2.16: Arte para el proceso de Serigrafía de las pistas realizado con el software para diseño de circuitos impresos Eagle.

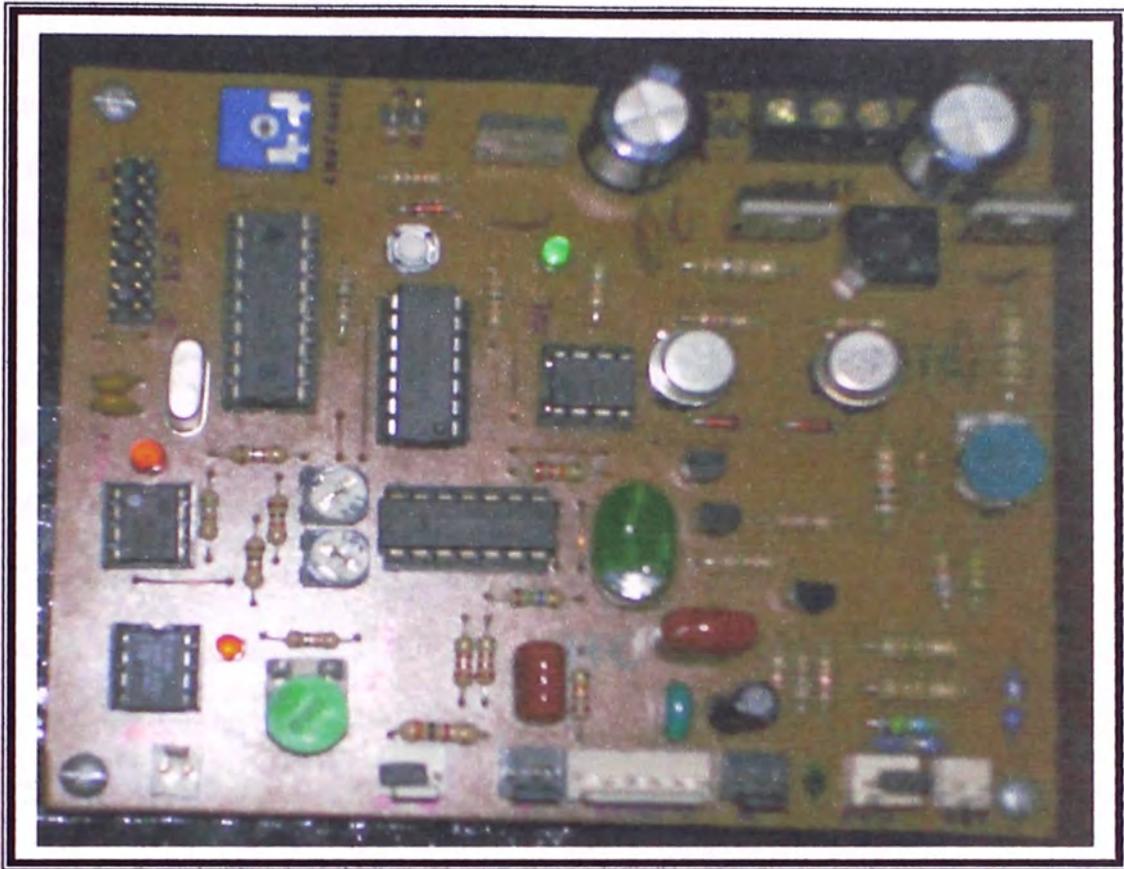


Figura 2.17: Fotografía de la tarjeta electrónica ya terminada.

2.2 PROCEDIMIENTO DE MEDIDA

Los controles y terminales numerados a los que nos referiremos en esta sección tienen como referencia al gráfico 2.18, y estarán encerrados en corchetes {}. Todas las conexiones externas se hacen con cable coaxial.

⇒ MATERIALES Y EQUIPOS AUXILIARES

- ☞ 2 cables coaxiales BNC de 1m y 1.5m.
- ☞ soportes magnéticos.
- ☞ Uniones T tipo BNC.
- ☞ Cinta reflectante.
- ☞ Un osciloscopio.

⇒ CONDICIONES AMBIENTALES PARA LA MEDICION

- ☞ Temperatura ambiente: no deberá tener cambios bruscos, se considera por lo tanto que la variación de temperatura con respecto al tiempo no deberá exceder en 4°C/h.
- ☞ Humedad relativa del aire: durante la medición, no se deberá producir condensación de la humedad ni haber presencia de lluvias.

⇒ INSPECCION VISUAL Y DE ACCESORIOS – CONEXIONES.

- ☞ Verificar por medio de una inspección visual que el equipo no presente ningún tipo de desperfectos o desajustes internos, sobre todo en la parte interna .
- ☞ Verificar el estado de los componente y accesorios.
- ☞ Conectar el enchufe del equipo a una toma de 220vac.
- ☞ Activar el interruptor 2^{9}, el led verde^{2} y el LCD deberán encenderse.
- ☞ Conectar con un cable BNC los terminales {10} y {12}.
- ☞ Conectar la fuente de alimentación del optosensor y su respectivo conector^{11}.
- ☞ Activar el interruptor 1^{9}, el led rojo^{1} y el láser deberán encenderse, esta deberá de tener una intensidad fuerte y clara.

⇒ PROCEDIMIENTO DE MEDICION

- ☞ Instalar el equipo en un lugar sólido o con una base pesada, con la finalidad de que no haya vibraciones parásitas.
- ☞ Conectar la salida del generador de funciones^{5} con el transductor (ej. un piezoeléctrico o parlante).
- ☞ Con la ayuda de un osciloscopio, seleccionar el tipo de onda con el interruptor 4^{9}, y configurar sus características con los controles {6},{7}, {8} y 3^{9}.
- ☞ Pegar un pedazo de cinta reflectante en el punto a medir.
- ☞ Alinear el láser con el punto a medir.
- ☞ Esperar que la señal sea estable, y luego hacer un barrido en frecuencia y amplitud con el generador de ondas para establecer el rango a medir.

- Una vez establecido la frecuencia y la amplitud con el que se alimenta al transductor, observar el LCD^{3} y si la indicación es estable entonces apuntar el dato “numero de picos”(n).
- Leer Δt_m (periodo mínimo de la señal Doppler).
- Calcular la amplitud con la ecuación 1.59, y la velocidad máxima con la ecuación 1.69.
- Repetir los 3 últimos ítems para la lectura de múltiples datos.

⇒ TRATAMIENTO DE DATOS

- Concluidas las mediciones, realizar los cálculos de las incertidumbres asociadas de acuerdo a lo descrito en el subtítulo 1.9.
- Si se trata de un barrido en frecuencias, entonces realizar el trazado de la curva espectral de acuerdo a lo descrito en el subtítulo 1.4.

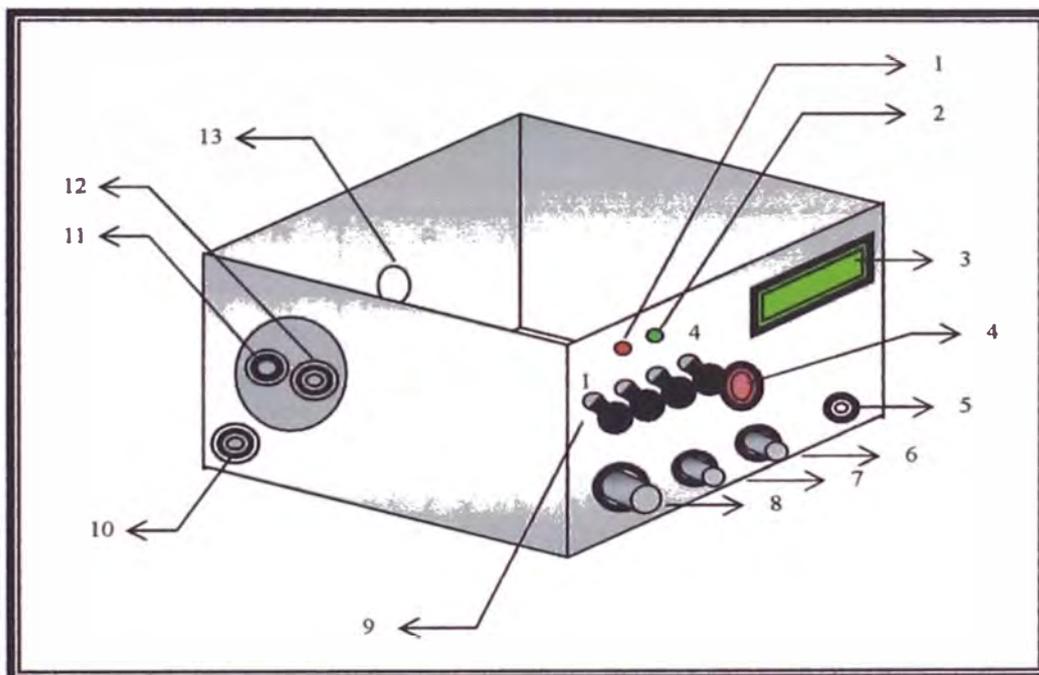


Figura 2.18: Disposición de los controles y terminales. (1) indicador led de encendido del láser, (2) indicador led de encendido del equipo, (3) dispositivo de visualización LCD, (4) soporte del puntero láser, (5) conector BNC de salida del generador de funciones, (6) control de amplitud del generador de funciones, (7) control de frecuencia del generador de funciones, (8) selector de banda de frecuencias, (9) 1 – interruptor de encendido del láser, 2 – interruptor de encendido del equipo, 3 – selector push pull de amplitud del generador de funciones, 4 – selector del tipo de onda triangular o senoidal, (10) conector BNC de entrada del fotosensor, (11) conector tipo DIN de alimentación del fotosensor, (12) conector BNC de salida del fotosensor, (13) orificio central de salida para el haz de luz láser.

3

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección daremos a conocer una aplicación experimental del velocímetro construido, éste ha sido usado para estudiar la respuesta en amplitud de vibración de parlantes comerciales en nuestro medio, a excitaciones provocadas por alimentación eléctrica de distintas frecuencias. Cabe mencionar que el velocímetro genera su propia señal de referencia, siendo su rango de trabajo programable, cubriendo el intervalo de 1Hz a 8kHz, 150 nm a 40µm de amplitud de vibración.

A continuación se muestran las tablas de datos, gráficos y resultados experimentales de 3 parlantes y un dispositivo piezoeléctrico:

➤ PARLANTE 1

Unidad bajo prueba				
Parlante(con franja roja) de 4ohms				
Señal de alimentación				
Senoidal 50mV pico-pico				
λ láser		=	632 ± 5 nm	
$U(\Delta t_m)$		=	5 µs	
f (Hz)	n	A (µm)	Δt_m (µs)	u_m (10 ³ µm/s)
30	42	6.64 ± 0.14	396.83	0.796 ± 0.024
40	43	6.79 ± 0.14	290.70	1.087 ± 0.041
50	45	7.11 ± 0.14	222.22	1.422 ± 0.068
60	46	7.27 ± 0.15	181.16	1.744 ± 0.100
70	49	7.74 ± 0.15	145.77	2.168 ± 0.153
80	52	8.22 ± 0.16	120.19	2.629 ± 0.223
90	56	8.85 ± 0.17	99.21	3.185 ± 0.325
100	60	9.48 ± 0.18	83.33	3.792 ± 0.459
110	64	10.11 ± 0.18	71.02	4.449 ± 0.630
120	66	10.43 ± 0.19	63.13	5.005 ± 0.797
130	68	10.74 ± 0.19	56.56	5.587 ± 0.992
140	65	10.27 ± 0.19	54.95	5.751 ± 1.051
150	60	9.48 ± 0.18	55.56	5.688 ± 1.028
160	49	7.74 ± 0.15	63.78	4.955 ± 0.781
170	43	6.79 ± 0.14	68.40	4.620 ± 0.679
180	36	5.69 ± 0.13	77.16	4.095 ± 0.535
190	30	4.74 ± 0.12	87.72	3.602 ± 0.415
200	26	4.11 ± 0.11	96.15	3.286 ± 0.346
220	20	3.16 ± 0.10	113.64	2.781 ± 0.249
240	15	2.37 ± 0.10	138.89	2.275 ± 0.168
260	11	1.74 ± 0.10	174.83	1.808 ± 0.107
280	10	1.58 ± 0.09	178.57	1.770 ± 0.103

300	8	1.26 ± 0.09	208.33	1.517 ± 0.077
320	7	1.11 ± 0.09	223.21	1.416 ± 0.067
340	6	0.95 ± 0.09	245.10	1.289 ± 0.056
360	5	0.79 ± 0.09	277.78	1.138 ± 0.045
380	4	0.63 ± 0.09	328.95	0.961 ± 0.033
400	3	0.47 ± 0.09	416.67	0.758 ± 0.022
420	3	0.47 ± 0.09	396.83	0.796 ± 0.024
440	2	0.32 ± 0.09	568.18	0.556 ± 0.013
460	3	0.47 ± 0.09	362.32	0.872 ± 0.028
480	2	0.32 ± 0.09	520.83	0.607 ± 0.015
500	2	0.32 ± 0.09	500.00	0.632 ± 0.016

Obsérvese que Δt_m se calculó a partir de la ecuación 1.80 con $\delta=0$, esto también aplica para las tablas que vienen en este capítulo. A partir de los datos de esta tabla, usamos el modelo del oscilador armónico forzado con rozamiento, para hacer un “ajuste” de la curva experimental^(*), determinando a partir de ello el factor de calidad del parlante^(**):

$$A[f] = \frac{10^6 * a}{4 * \pi^2} * \frac{1}{\sqrt{(f_0^2 - f^2)^2 + (\Gamma * f)^2}}$$

{BestFitParameters → {fo → 136.647, Γ → 80.311, a → 4.48918},

ParameterCITable →		Estimate	Asymptotic SE	CI
	fo	136.647	0.774595	{135.065, 138.229}
	Γ	80.311	1.90047	{76.4297, 84.1923}
	a	4.48918	0.0809162	{4.32392, 4.65443}

EstimatedVariance → 0.054387,

	DF	SumOfSq	MeanSq
Model	3	1213.94	404.647
ANOVA Table → Error	30	1.63161	0.054387,
Uncorrected Total	33	1215.57	
Corrected Total	32	457.573	

AsymptoticCorrelationMatrix → $\begin{pmatrix} 1. & 0.544069 & 0.703111 \\ 0.544069 & 1. & 0.891346 \\ 0.703111 & 0.891346 & 1. \end{pmatrix}$,

FitCurvatureTable →		Curvature
	Max Intrinsic	0.0357022}
	Max Parameter-Effects	0.0595585}
	95. % Confidence Region	0.584978

$$A(f) = \frac{113712.}{\sqrt{6449.86 f^2 + (18672.5 - f^2)^2}}$$

(*)la rutina para el ajuste de datos se realizo utilizando el software *Matemática*, este se muestra en el anexo B.

(**)véase el subtítulo 1.4.

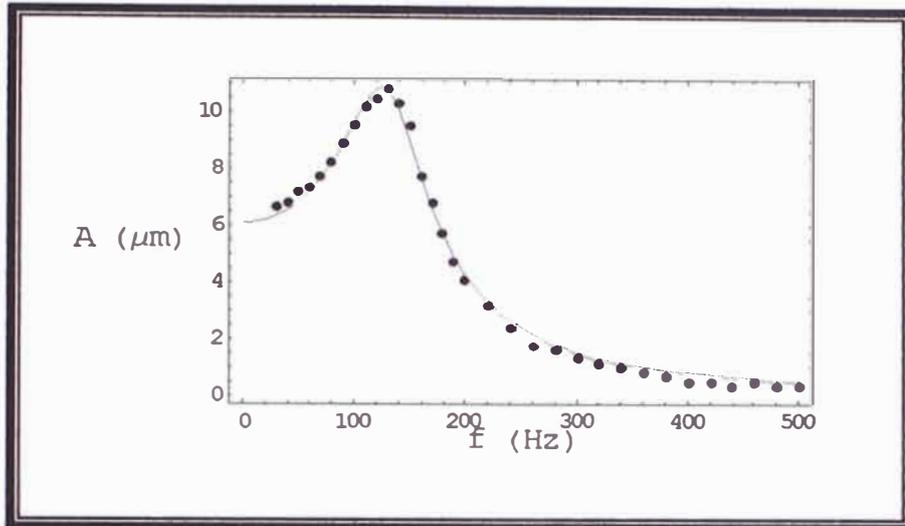


Figura 3.1: Respuesta espectral de la unidad bajo prueba, parlante 1. Los puntos indican datos experimentales y la línea el ajuste con el software *Mathematica* según el modelo del oscilador armónico forzado.

De los cálculos tenemos:

$$f_0 = (136.65 \pm 1.58) \text{ Hz}$$

$$\Gamma = (80.31 \pm 3.88) \text{ Hz}$$

$$a = F/m = (4.49 \pm 0.17) \text{ m/s}^{-2}$$

$$Q = \frac{f_0}{2 \cdot \Gamma} = 0.85 \pm 0.04$$

Donde Q es el factor de calidad del parlante, que nos indica cuan bien se sintoniza f_0 . De la curva de la respuesta espectral se puede ver que este parlante es de tipo *woofer*^(*).

(*) Una clasificación de manera general separa los parlantes en tres tipos de acuerdo a su frecuencia central de resonancia, a saber Woofer, Squawker y Tweeter para bajas, medias y altas frecuencias relativas respectivamente.

➤ PARLANTE 2

Analizamos un segundo parlante comercial en nuestro medio, obteniendo los siguientes resultados:

Unidad bajo prueba				
Parlante marca BLASTKING modelo AL450. 4" - 40W.				
Señal de alimentación				
Senoidal 50mV pico-pico				
λ láser =		632 ± 5 nm		
$U(\Delta f_m)$ =		5 μs		
f (Hz)	n	A (μm)	Δf_m (μs)	U_m (10 ³ μm/s)
40	17	2.69 ± 0.10	735.29	0.430 ± 0.009
60	17	2.69 ± 0.10	490.20	0.645 ± 0.017
80	20	3.16 ± 0.10	312.50	1.011 ± 0.036
100	23	3.63 ± 0.11	217.39	1.454 ± 0.071
110	26	4.11 ± 0.11	174.83	1.808 ± 0.107
120	31	4.90 ± 0.12	134.41	2.351 ± 0.179
130	36	5.69 ± 0.13	106.84	2.958 ± 0.281
140	43	6.79 ± 0.14	83.06	3.805 ± 0.462
150	54	8.53 ± 0.16	61.73	5.119 ± 0.833
160	65	10.27 ± 0.19	48.08	6.573 ± 1.371
170	74	11.69 ± 0.21	39.75	7.951 ± 2.004
180	63	9.95 ± 0.18	44.09	7.167 ± 1.629
190	47	7.43 ± 0.15	55.99	5.644 ± 1.012
200	37	5.85 ± 0.13	67.57	4.677 ± 0.696
210	28	4.42 ± 0.11	85.03	3.716 ± 0.441
220	23	3.63 ± 0.11	98.81	3.198 ± 0.328
230	18	2.84 ± 0.10	120.77	2.616 ± 0.221
240	15	2.37 ± 0.10	138.89	2.275 ± 0.168
260	12	1.90 ± 0.10	160.26	1.972 ± 0.127
280	9	1.42 ± 0.09	198.41	1.593 ± 0.084
300	7	1.11 ± 0.09	238.10	1.327 ± 0.060
320	5	0.79 ± 0.09	312.50	1.011 ± 0.036
340	5	0.79 ± 0.09	294.12	1.074 ± 0.040
360	4	0.63 ± 0.09	347.22	0.910 ± 0.030
380	3	0.47 ± 0.09	438.60	0.720 ± 0.020
400	3	0.47 ± 0.09	416.67	0.758 ± 0.022
420	2	0.32 ± 0.09	595.24	0.531 ± 0.012
440	2	0.32 ± 0.09	568.18	0.556 ± 0.013

De manera análoga al caso anterior, para la tabla mostrada arriba se tiene:

$$A[f] = \frac{10^6 * a}{4 * \pi^2} * \frac{1}{\sqrt{(f_0^2 - f^2)^2 + (\Gamma * f)^2}}$$

{BestFitParameters → {fo → 171.142, Γ → 37.3893, a → 2.91573},

ParameterCITable →		Estimate	Asymptotic SE	CI
	fo	171.142	0.246065	{170.635, 171.648}
	Γ	37.3893	0.548438	{36.2598, 38.5189}
	a	2.91573	0.0282303	{2.85759, 2.97387}

EstimatedVariance → 0.0166023,

ANOVA Table →	Model	DF	SumOfSq	MeanSq
		3	715.577	238.526
	Error	25	0.415059	0.0166023,
	Uncorrected Total	28	715.992	
	Corrected Total	27	292.745	

AsymptoticCorrelationMatrix → $\begin{pmatrix} 1. & 0.213793 & 0.318146 \\ 0.213793 & 1. & 0.856379 \\ 0.318146 & 0.856379 & 1. \end{pmatrix}$,

FitCurvatureTable →		Curvature
	Max Intrinsic	0.0199965}
	Max Parameter-Effects	0.0339842}
	95. % Confidence Region	0.578195

$$A(f) = \frac{73856.4}{\sqrt{1397.96 f^2 + (29289.5 - f^2)^2}}$$

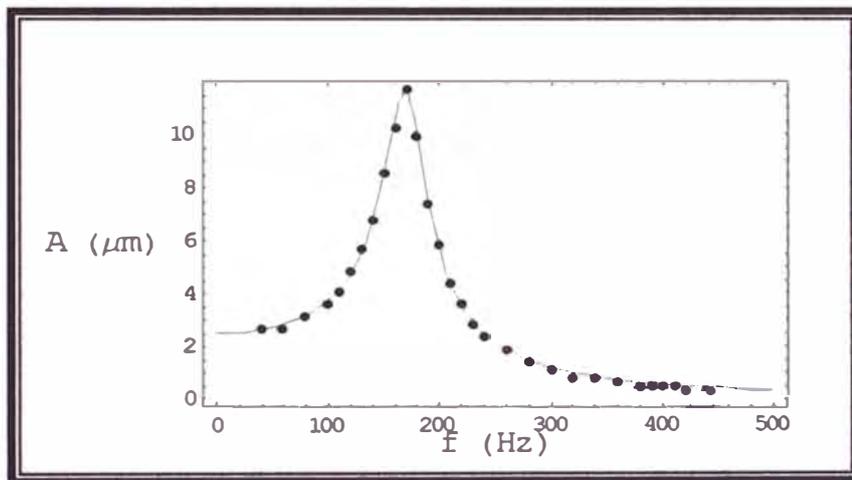


Figura 3.2: Respuesta espectral de la unidad bajo prueba, parlante 2. Los puntos indican datos experimentales y la línea el ajuste con el software *Mathematica* según el modelo del oscilador armónico forzado.

De los cálculos tenemos:

$$f_0 = (171.1 \pm 0.5) \text{ Hz}$$

$$\Gamma = (37.4 \pm 1.1) \text{ Hz}$$

$$a = F/m = (2.92 \pm 0.06) \text{ m/s}^{-2}$$

$$Q = \frac{f_0}{2 * \Gamma} = 2.29 \pm 0.07$$

De la curva de la respuesta espectral se puede ver que este parlante es de tipo *squawker*.

➤ PARLANTE 3

Nuevamente analizamos un tercer parlante comercial de nuestro medio, obteniendo los siguientes resultados:

Unidad bajo prueba				
Parlante marca Tech modelo SPT-201 tipo tweeter. 2" - 5W.				
Señal de alimentación				
Senoidal 300mV pico-pico				
λ láser		=	632 ± 5 nm	
$U(\Delta t_m)$		=	1 μs	
f (Hz)	n	A (μm)	Δt_m (μs)	U_m (10 ³ μm/s)
600	1	0.16 ± 0.09	833.33	0.379 ± 0.006
650	1	0.16 ± 0.09	769.23	0.411 ± 0.007
700	2	0.32 ± 0.09	357.14	0.885 ± 0.015
750	2	0.32 ± 0.09	333.33	0.948 ± 0.016
800	2	0.32 ± 0.09	312.50	1.011 ± 0.017
850	2	0.32 ± 0.09	294.12	1.074 ± 0.019
900	2	0.32 ± 0.09	277.78	1.138 ± 0.020
950	2	0.32 ± 0.09	263.16	1.201 ± 0.021
1000	3	0.47 ± 0.09	166.67	1.896 ± 0.038
1050	3	0.47 ± 0.09	158.73	1.991 ± 0.040
1100	3	0.47 ± 0.09	151.52	2.086 ± 0.043
1150	3	0.47 ± 0.09	144.93	2.180 ± 0.046
1200	4	0.63 ± 0.09	104.17	3.034 ± 0.075
1250	5	0.79 ± 0.09	80.00	3.950 ± 0.117
1300	6	0.95 ± 0.09	64.10	4.930 ± 0.172
1350	8	1.26 ± 0.09	46.30	6.826 ± 0.314
1370	10	1.58 ± 0.09	36.50	8.658 ± 0.494
1390	11	1.74 ± 0.10	32.70	9.663 ± 0.610
1400	12	1.90 ± 0.10	29.76	10.618 ± 0.733
1410	13	2.05 ± 0.10	27.28	11.585 ± 0.869
1430	15	2.37 ± 0.10	23.31	13.556 ± 1.183
1450	17	2.69 ± 0.10	20.28	15.579 ± 1.556
1470	18	2.84 ± 0.10	18.90	16.723 ± 1.790
1490	17	2.69 ± 0.10	19.74	16.009 ± 1.642
1500	16	2.53 ± 0.10	20.83	15.168 ± 1.476
1510	15	2.37 ± 0.10	22.08	14.315 ± 1.317
1530	13	2.05 ± 0.10	25.14	12.570 ± 1.020
1550	12	1.90 ± 0.10	26.88	11.755 ± 0.894
1570	9	1.42 ± 0.09	35.39	8.930 ± 0.524
1590	7	1.11 ± 0.09	44.92	7.034 ± 0.332
1600	7	1.11 ± 0.09	44.64	7.078 ± 0.336
1610	6	0.95 ± 0.09	51.76	6.105 ± 0.255
1630	6	0.95 ± 0.09	51.12	6.181 ± 0.261
1650	5	0.79 ± 0.09	60.61	5.214 ± 0.191
1700	4	0.63 ± 0.09	73.53	4.298 ± 0.135
1750	3	0.47 ± 0.09	95.24	3.318 ± 0.087
1800	3	0.47 ± 0.09	92.59	3.413 ± 0.091
1850	2	0.32 ± 0.09	135.14	2.338 ± 0.051
1900	2	0.32 ± 0.09	131.58	2.402 ± 0.053
1950	1	0.16 ± 0.09	256.41	1.232 ± 0.022
2000	1	0.16 ± 0.09	250.00	1.264 ± 0.022
2050	1	0.16 ± 0.09	243.90	1.296 ± 0.023
2100	1	0.16 ± 0.09	238.10	1.327 ± 0.024
2200	0.5	0.08 ± 0.09	454.55	0.695 ± 0.011

Análogamente a los casos anteriores, para la tabla mostrada arriba se tiene:

$$A[f] = \frac{10^6 * a}{4 * \pi^2} * \frac{1}{\sqrt{(f_0^2 - f^2)^2 + (\Gamma * f)^2}}$$

{BestFitParameters → {fo → 1472.51, Γ → -114.952, a → 19.226},

ParameterCITable →		Estimate	Asymptotic SE	CI
	fo	1472.51	1.27941	{1469.93, 1475.1}
	Γ	-114.952	3.17135	{-121.357, -108.548}
	a	19.226	0.35267	{18.5138, 19.9383}

EstimatedVariance → 0.00533674,

ANOVA Table →	Model	DF	SumOfSq	MeanSq
	Error	3	74.1802	24.7267
	Uncorrected Total	41	0.218806	0.00533674,
	Corrected Total	44	74.399	
		43	31.0227	

AsymptoticCorrelationMatrix → $\begin{pmatrix} 1. & -0.123067 & 0.116594 \\ -0.123067 & 1. & -0.886641 \\ 0.116594 & -0.886641 & 1. \end{pmatrix}$,

FitCurvatureTable →		Curvature
	Max Intrinsic	0.040086
	Max Parameter-Effects	0.0602406
	95. % Confidence Region	0.59415

$$A(f) = \frac{487001.}{\sqrt{13214.1 f^2 + (2.16829 \times 10^6 - f^2)^2}}$$

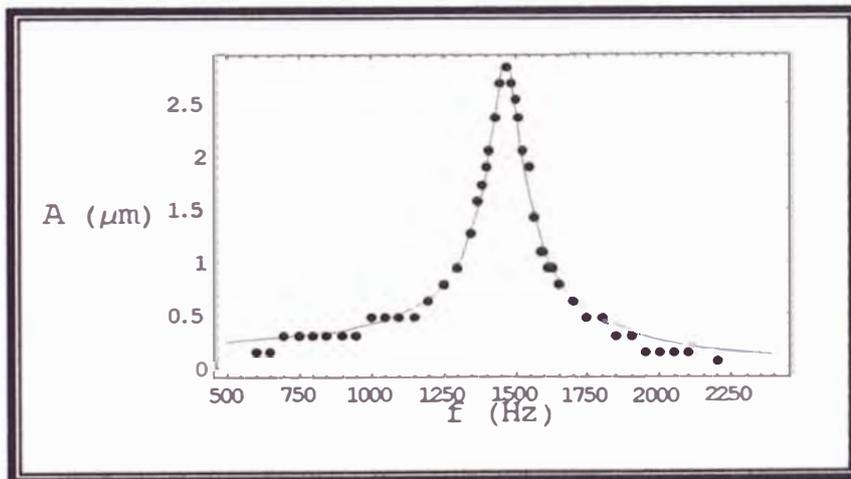


Figura 3.3: Respuesta espectral de la unidad bajo prueba, parlante 3. Los puntos indican datos experimentales y la línea el ajuste con el software *Mathematica* según el modelo del oscilador armónico forzado.

De los cálculos tenemos:

$$f_0 = (1473. \pm 3.) \text{ Hz}$$

$$\Gamma = (-115. \pm 6.) \text{ Hz}$$

$$a = F/m = (19.2 \pm 0.7) \text{ m/s}^{-2}$$

$$Q = \frac{f_0}{2 * \Gamma} = 6.4 \pm 0.4$$

De la curva de la respuesta espectral se puede comprobar que este parlante es de tipo *tweeter*.

➤ PIEZOELECTRICO

Por ultimo, analizamos un dispositivo piezoeléctrico, obteniendo los siguientes resultados:

Unidad bajo prueba				
Transductor piezoelectrico				
Señal de alimentación				
Senoidal ~1V pico-pico				
λ láser		=	632 ± 5 nm	
$U(\Delta t_m)$		=	1 μs	
f (Hz)	n	A (μm)	Δt_m (μs)	U_m (10 ³ μm/s)
3000	1	0.16 ± 0.09	166.67	1.896 ± 0.038
3500	1	0.16 ± 0.09	142.86	2.212 ± 0.047
4000	1	0.16 ± 0.09	125.00	2.528 ± 0.057
4500	2	0.32 ± 0.09	55.56	5.688 ± 0.224
4700	3	0.47 ± 0.09	35.46	8.911 ± 0.522
4900	4	0.63 ± 0.09	25.51	12.387 ± 0.991
5000	4	0.63 ± 0.09	25.00	12.640 ± 1.031
5200	5	0.79 ± 0.09	19.23	16.432 ± 1.729
5400	5	0.79 ± 0.09	18.52	17.064 ± 1.863
5600	5	0.79 ± 0.09	17.86	17.696 ± 2.002
5800	5	0.79 ± 0.09	17.24	18.328 ± 2.146
6000	4	0.63 ± 0.09	20.83	15.168 ± 1.476
6200	3	0.47 ± 0.09	26.88	11.755 ± 0.894
6400	2	0.32 ± 0.09	39.06	8.090 ± 0.434
6600	2	0.32 ± 0.09	37.88	8.342 ± 0.460
6800	1	0.16 ± 0.09	73.53	4.298 ± 0.135
7000	1	0.16 ± 0.09	71.43	4.424 ± 0.142
7200	1	0.16 ± 0.09	69.44	4.550 ± 0.150
7400	1	0.16 ± 0.09	67.57	4.677 ± 0.157

Análogamente a los casos anteriores, para la tabla mostrada arriba se tiene:

$$A[f] = \frac{10^6 * a}{4 * \pi^2} * \frac{1}{\sqrt{(f_0^2 - f^2)^2 + (\Gamma * f)^2}}$$

{BestFitParameters → {fo → 5531.04, Γ → -865.053, a → 165.3},

ParameterCITable →		Estimate	Asymptotic SE	CI
	fo	5531.04	36.7153	{5453.2, 5608.87}
	Γ	-865.053	90.292	{-1056.46, -673.642}
	a	165.3	11.5136	{140.892, 189.707}

EstimatedVariance → 0.00473518,

ANOVA Table →	Model	DF	SumOfSq	MeanSq
	Model	3	4.54258	1.51419
	Error	16	0.0757628	0.00473518,
	Uncorrected Total	19	4.61834	
	Corrected Total	18	1.2009	

AsymptoticCorrelationMatrix → $\begin{pmatrix} 1. & -0.147399 & 0.222156 \\ -0.147399 & 1. & -0.881155 \\ 0.222156 & -0.881155 & 1. \end{pmatrix}$,

FitCurvatureTable →		Curvature
	Max Intrinsic	0.142824
	Max Parameter-Effects	0.241657
	95. % Confidence Region	0.555652

$$A(f) = \frac{4.18709 \times 10^6}{\sqrt{748316. f^2 + (3.05924 \times 10^7 - f^2)^2}}$$

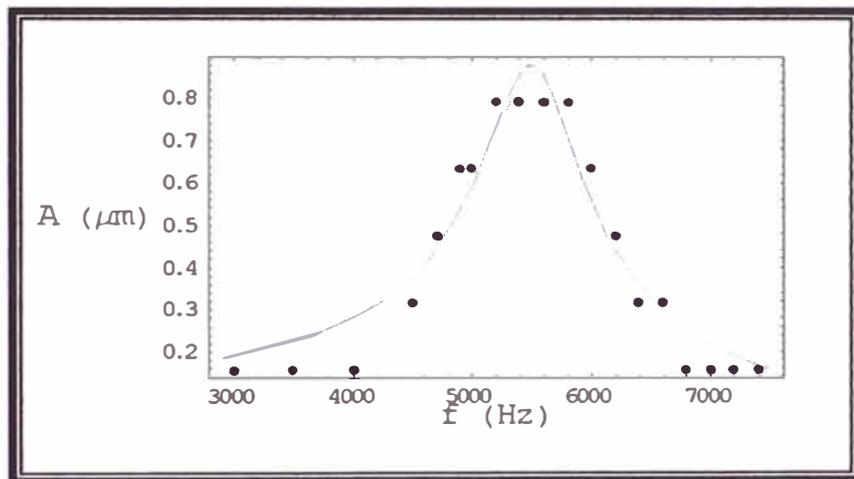


Figura 3.4: Respuesta espectral de la unidad bajo prueba, piezoeléctrico. Los puntos indican datos experimentales y la línea el ajuste con el software *Mathematica* según el modelo del oscilador armónico forzado.

De los cálculos tenemos:

$$f_0 = (5531. \pm 78.) \text{ Hz}$$

$$\Gamma = (-865.1 \pm 191.4) \text{ Hz}$$

$$a = F/m = (165.3 \pm 24.4) \text{ m/s}^{-2}$$

$$Q = \frac{f_0}{2 * \Gamma} = 3.2 \pm 0.7$$

4 DISCUSIÓN

Los resultados experimentales obtenidos con el equipo de Velocimetría Láser Doppler construido, observados en los gráficos del capítulo 3, muestran claramente que los modelos físicos aplicados y descritos en los primeros cuatro subtítulos del capítulo 1 se logran verificar y aplicar.

En el capítulo anterior, el equipo construido de Velocimetría Láser Doppler muestra una de sus posibles aplicaciones de metrología óptica, siendo múltiple las posibilidades de uso relacionado al estudio de la respuesta espectral de superficies y/o dispositivos que vibren con frecuencias en el rango de 1Hz-8kHz y con amplitudes desde $0.1\mu\text{m}$ hasta $40\mu\text{m}$.

Por otro lado, respecto a la construcción del equipo podemos mencionar que una parte importante es el fotodetector, éste fue construido con componentes que se encuentran en nuestro medio, por lo que en nuestra experiencia vimos que no responde para frecuencias por encima de los 10kHz y por lo tanto era un limitante. Para frecuencias menores el fotodetector funciona correctamente. La electrónica interna del fotodetector posee un condensador de acople y filtrado de señal el cual limita también el rango de frecuencias de trabajo; el diseño de la electrónica interna junto con el fotodiodo pueden ser reemplazados para obtener una mayor respuesta en frecuencia.

Con respecto al sistema electrónico del velocímetro (y por ende el equipo de Velocimetría Láser Doppler), que como ya se mencionó antes, tiene las siguientes características: proporciona su propia señal de referencia para alimentar a un transductor, que básicamente es un generador de ondas senoidales o triangulares controlado en frecuencia (0,5Hz – 8kHz) y amplitud (100mV – 18V) con una etapa de amplificación de corriente. Este es capaz de contar hasta 250 picos es decir podemos medir amplitudes de vibración de hasta aproximadamente $40\mu\text{m}$, este alcance puede ser fácilmente expandido para mayores amplitudes haciendo que en el microcontrolador se asigne un mayor numero de registros (cada uno posee 8 bits). Otra característica muy importante es que el sistema electrónico

puede ser actualizado o mejorado continuamente eligiendo microcontroladores semejantes pero con mayores prestaciones y por supuesto actualizando el software del microcontrolador.

Por otro lado en la parte óptica-mecánica es aun susceptible a vibraciones parásitas, es decir que el velocímetro trabaja bien en sitios con poco o nada de ruido mecánico, esto es debido a que el interferómetro es muy sensible y por lo tanto falta hacerlo mas robusto en su diseño mecánico-óptico. En un inicio se utilizo un láser de He-Ne de 632nm-15mW obteniéndose buenos resultados en la mesa óptica, luego para el equipo de velocimetría se probó con un diodo láser (puntero) de 630nm-1mW obteniéndose una señal débil y poco clara, esto debido a su poca coherencia, y por último se instalo un diodo láser de 632nm-5mW con el cual se obtuvo resultados satisfactorios y este quedó instalado, con el cual se hicieron los datos de las tablas del capitulo anterior. Otro motivo para la elección de este último láser fue que se obtenía una mayor distancia óptima del punto de medición al velocímetro, de alrededor 40cm. Para distancias mayores la señal se vuelve mas débil.

Finalmente, el software de instrumentación virtual y adquisición de datos que se muestra en el anexo C fue desarrollado en un entorno de programación gráfica proporcionada por el software LABView de National Instruments, esta plataforma posee herramientas de fácil aplicación para el desarrollo de software de instrumentación y control. Su aplicación a nuestro sistema de medición se realizó con una tarjeta electrónica de adquisición de datos PCI-6251 de National Instruments con el cual se logró obtener, capturar y procesar las señales provenientes del sistema de medición, obteniéndose un excelente resultado de su funcionamiento.

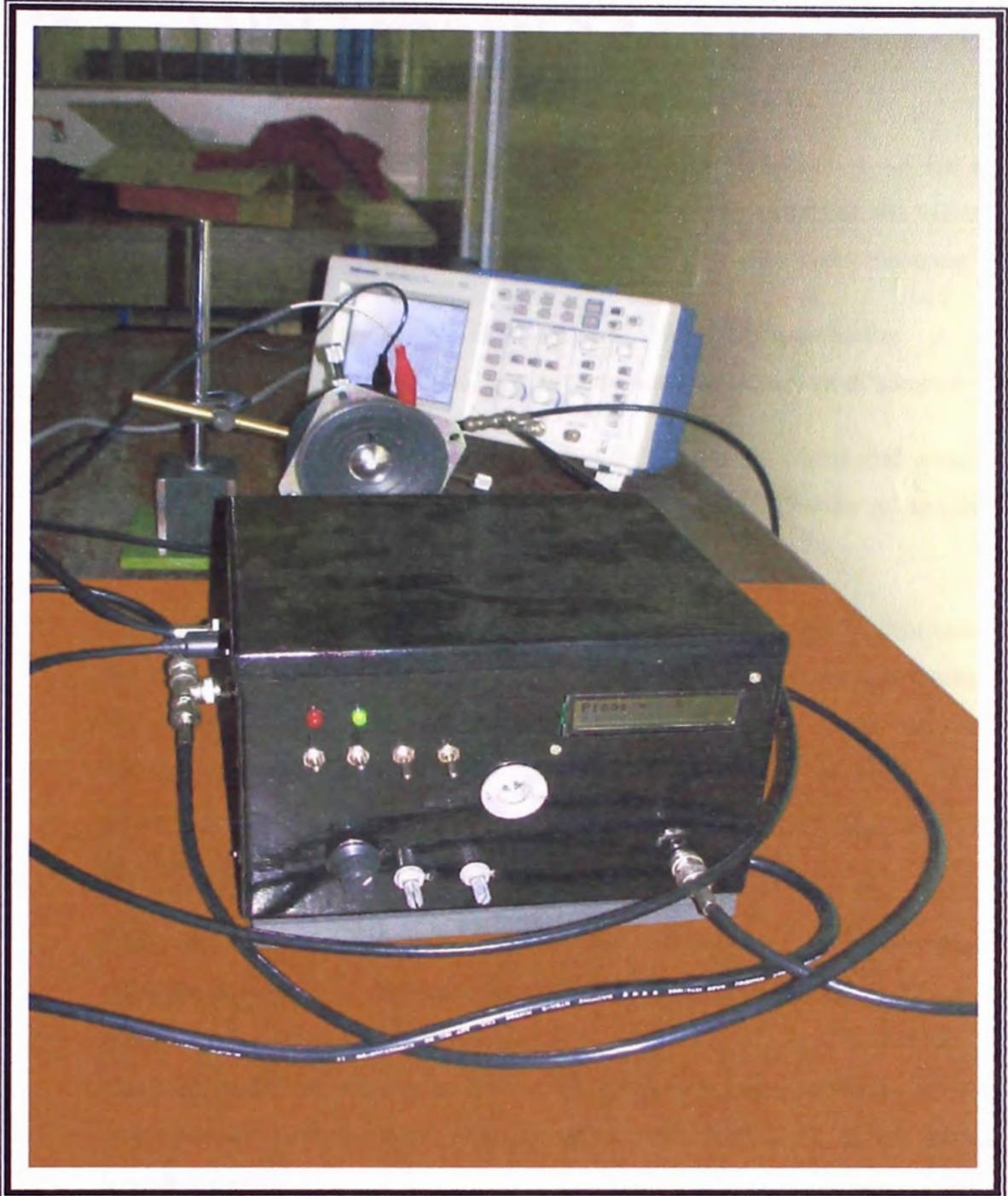


Figura 4.1: Fotografía del equipo de Velocimetría Láser Doppler en funcionamiento en el Laboratorio de Física de la Facultad de Ingeniería Civil de la UNI.

5

CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

1. Se ha diseñado y construido un Velocímetro Láser Doppler y se ha aplicado exitosamente en la medición de amplitud y velocidad máxima de vibración en superficies vibrantes de 3 tipos de parlantes comerciales y un piezoelectrico.
2. Los componentes principales del sistema fueron estudiados y elegidos selectivamente para esta aplicación. Los bloques que constituyen el sistema son:

El optosensor. Construido en base a un fotodiodo IR comercial como sensor, apantallado contra ruido electromagnético y con filtrado y amplificación electrónica interna.

Parte electrónica. Se encarga del procesamiento de la señal optoelectrónica y del suministro de la señal de excitación para el transductor. La primera parte tiene como componente principal a un contador de picos basado en un microcontrolador PIC con capacidad de conteo de hasta 255 picos. La segunda parte es básicamente un generador de señales con amplificación de corriente para soportar cargas de baja impedancia.

Parte óptica-mecánica. La óptica esta basada en un interferómetro de Michelson y dentro del cual se utiliza al optosensor como pantalla para la captura del patrón de interferencia. Todos los componentes fueron ubicados en una caja metálica con los controles de operación incorporados. La base de la caja posee un área con plataforma pesada destinada a los espejos del interferómetro.

3. Las incertidumbres obtenidas por el velocímetro fueron menores a 1.5% para las mediciones de frecuencia de resonancia y las incertidumbres máximas obtenidas para las mediciones de amplitud de vibración fueron de $0.19\mu\text{m}$, $0.21\mu\text{m}$, $0.1\mu\text{m}$ y $0.09\mu\text{m}$ para los parlantes 1, 2 ,3 y el piezoeléctrico respectivamente. Se probó el

correcto funcionamiento para el rango de frecuencias de 1Hz – 8kHz y amplitudes menores a 40 μ m.

4. Se elaboró un procedimiento de operación del equipo para su correcta aplicación.
5. Se logra aplicar y verificar la teoría tal como se demuestra en el capítulo 3. De aquí también se puede establecer un procedimiento de estudio y control de calidad de parlantes comerciales.

La perspectiva de las mejoras más cercanas a desarrollar son las que se proponen a continuación:

- Mejorar el software del microcontrolador para que esta pueda contar más picos y medir el periodo de la señal de referencia, y por lo tanto realizar los cálculos de la amplitud y velocidad máxima de vibración a través de una rutina matemática.
- Adquirir un fotodiodo con mayor respuesta espectral para el fotodetector.
- Hacer más robusta la parte óptico-mecánica.
- Más adelante se puede rediseñar la placa electrónica, y tomar como base la circuitería ya realizada, para un microcontrolador más avanzado como por ejemplo el PIC16F876, PIC16F877 o superior, los cuales ya poseen módulos de comunicación paralela y serial con el fin de tener acceso a un computador personal y automatizar todo el proceso de medición.
- Otra mejora más avanzada, sería la de implementar un circuito controlado automáticamente para hacer el barrido en frecuencia y así determinar la frecuencia central de resonancia.

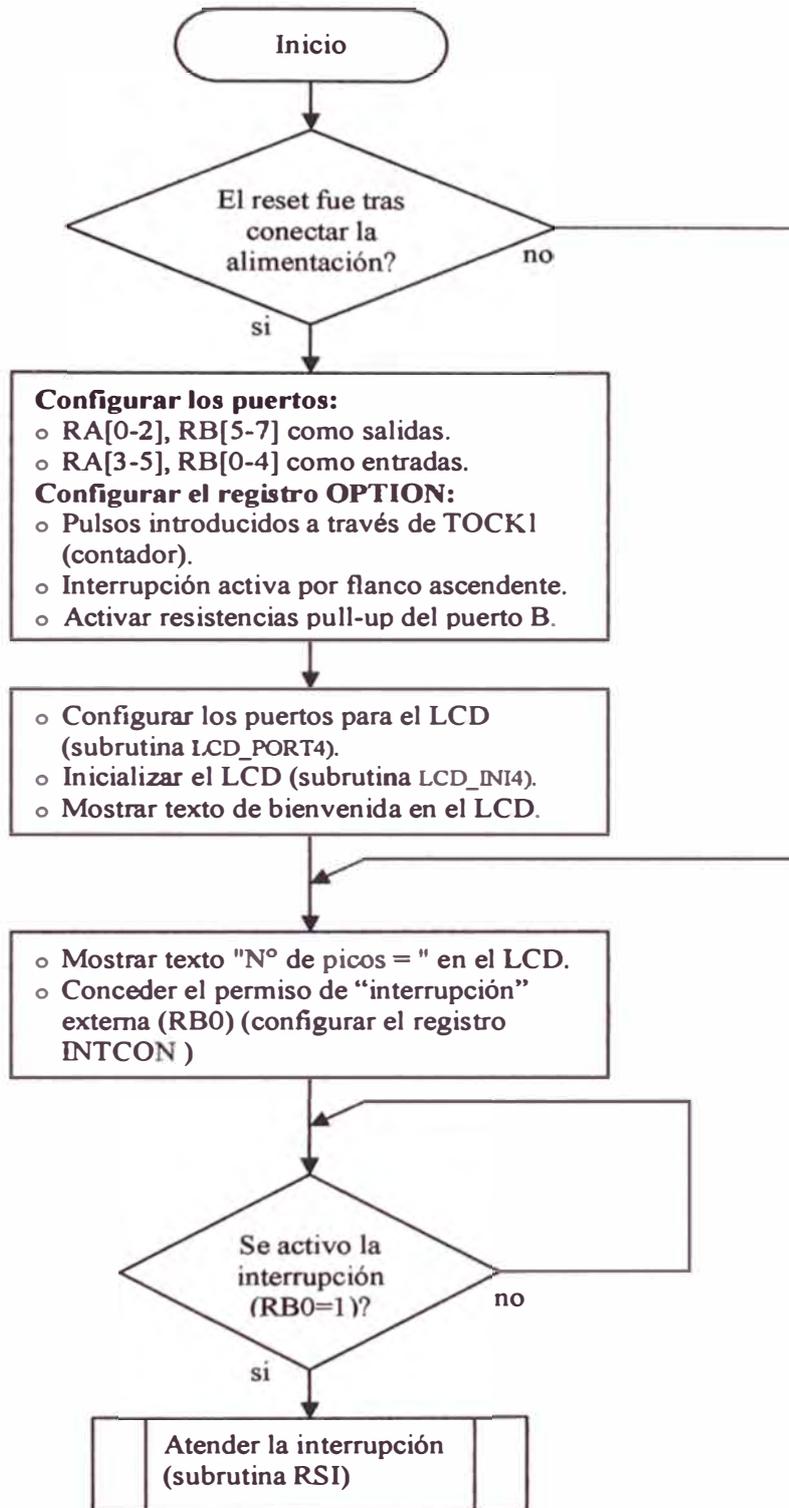
5.1 COMENTARIOS FINALES

A medida de relato de nuestras experiencias podemos mencionar que visitamos el Cismid con la intención de medir la respuesta espectral a vibraciones de estructuras en escala montadas sobre ésta, contando para ello con la colaboración del Dr. Zavala, pero la vibración originada en el suelo, por la máquina que mueve la mesa, perturbaba nuestras medidas, ya que nuestro pequeño velocímetro digital no tiene una base aislante al movimiento externo y la parte óptica del instrumento consistente en un interferómetro de Michelson es sensible a vibración de la base. Hemos resuelto parcialmente el problema haciendo más robusto el arreglo óptico del equipo. Sin embargo en el caso del análisis de vibración en estructuras las amplitudes de vibración de análisis usuales, alcanzan un poco más de 1cm, mientras que nuestro instrumento sólo llega a medir amplitudes de vibración de hasta $40\mu\text{m}$ (teóricamente con un banco compuesto por dos registros de 8 bits cada uno, alcanzaríamos contar 2^{16} picos, es decir podríamos medir hasta amplitudes de aproximadamente 10mm).

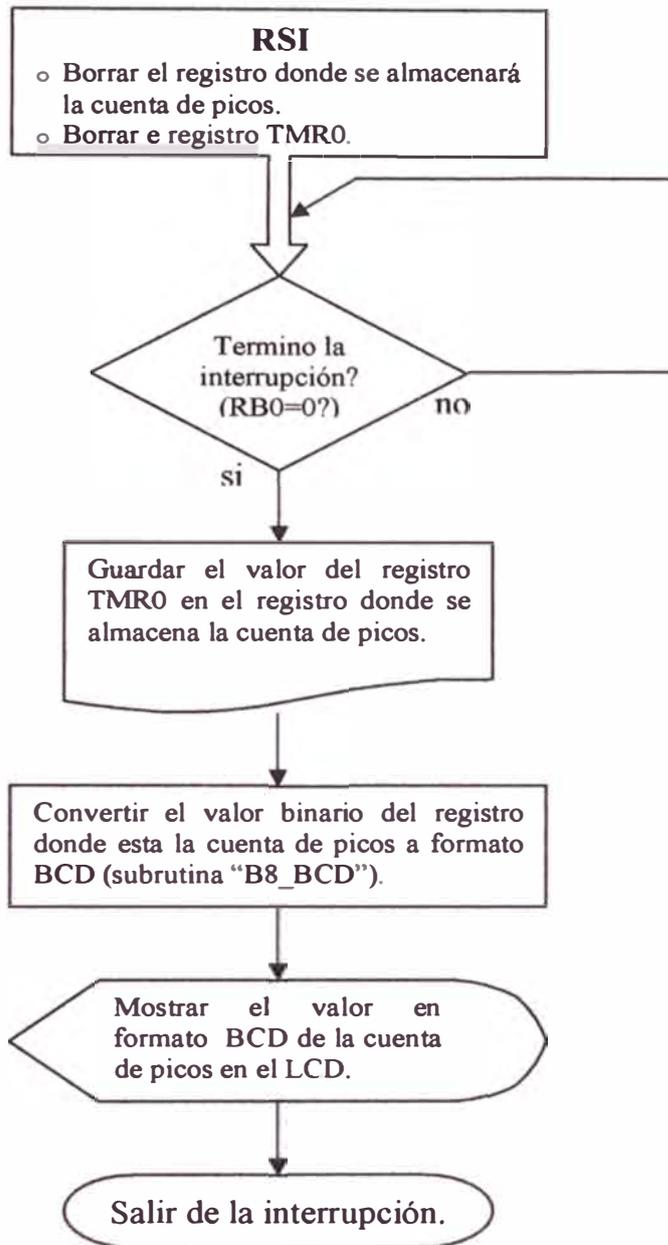
Este trabajo fue motivo de una exposición en la “Tercera Reunión Internacional de Óptica”, llevada a cabo entre el 28 de Septiembre al 04 de Octubre del 2005, en la Pontificia Universidad Católica del Perú.

Anexo A

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA GRABADO EN EL MICROCONTROLADOR



SUB-RUTINA RSI



En los diagramas de flujo mostrados no se describe los diagramas de flujo de las subrutinas de control del LCD (LCD_PORT4, LCD_INI4, etc) ni de la subrutina B8_BCD, estos se pueden encontrar en las referencias [18-20]. A continuación se muestra el código fuente completo (incluyendo subrutinas) en formato de código maquina ASSEMBLER.


```

movlw      b'1111000'      ;activación de TOCK1 para el TMR0
movwf     OPTION_REG      ;y flanco ascendente para int. ext.
BANCO0
clrf      PORTB
call     LCD_PORT4        ;configura los puertos para el LCD
call     LCD_INI4         ;inicializa al LCD
call     TEXTO_0          ;anuncio "SKYTEK"
movlw     .2
call     DELAY_s          ;espera de visualización
;
;
INICIO    call     TEXTO_1          ;anuncio "Nº de picos = "
movlw     b'10010000'     ;activación de interrupción externa
movwf     INTCON
bucle    goto     bucle
;
;
;@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@ RUTINA DE INTERRUPTACIONES @@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
RSI      clrf      byte
clrf      TMR0
btfs     PORTB,0
goto     $-1
movf     TMR0,W
movwf    byte            ;captura del numero de picos
call     B8_BCD          ;salida a números BCD
call     TEXTO_2        ;muestra el numero en el LCD
movlw     .1
call     DELAY_s        ;visualización de 1 s.
bcf      INTCON,INTF    ;borra el flag
retfie
;
;@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@ RUTINAS DE MENSAJES @@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
;
TEXT0_0  clrf      LCD_DIGITO
movlw     b'10000101'    ;dirección desde donde se escribirá = (0,5)
call     LCD_CMD4
;
;
REP_TEXT_0 movlw     .1
movwf    PCLATH
movf     LCD_DIGITO,W   ;LCD_DIGITO->W, establece la dirección de referencia
call     TABLA_0        ;Coge el caracter
clrf     PCLATH
iorlw   0x00            ;hace la operación "or" bit a bit (0+W) para ver si W=0.
btfs    STATUS,Z       ;Es el ultimo? == W=0?
return  ;Si-> termina envío de frase.
call     LCD_WRITEDAT4 ;No-> visualiza carácter
incf    LCD_DIGITO,F   ;Se incrementa para "agarrar" el sig. carácter
movlw   .200
call    DELAY_ms
goto    REP_TEXT_0     ;Escribir el siguiente carácter
;
;
TABLA_0  addwf    PCL,F
dt       "SKYTEK",0x00
;
;
TEXT0_1  clrf      LCD_DIGITO
movlw     b'10000000'    ;dirección desde donde se escribirá = (0,0)
call     LCD_CMD4
movlw     b'00000001'    ;borra la pantalla del LCD
call     LCD_CMD4
;
;
REP_TEXT_1 movlw     .1
movwf    PCLATH
movf     LCD_DIGITO,W   ;LCD_DIGITO->W, establece la dirección de referencia
call     TABLA_1        ;Coge el caracter
clrf     PCLATH
iorlw   0x00            ;hace la operación "or" bit a bit (0+W) para ver si W=0.
btfs    STATUS,Z       ;Es el ultimo? == W=0?
return  ;Si-> termina envío de frase.
call     LCD_WRITEDAT4 ;No-> visualiza carácter
incf    LCD_DIGITO,F   ;Se incrementa para "agarrar" el sig. carácter
goto    REP_TEXT_1     ;Escribir el siguiente carácter
;
;

```

```

TABLA_1      addwf      PCL,F
dt           dt         "Picos = ",0x00
-----
TEXTO_2      movlw     b'10001000'      ;dir. donde se escribirá = (0,8)
             call      LCD_CMD4
;
             goto     digito2           ;SALTA PORQUE EL 1º SIEMPRE ES CERO!!
;
             swapf    R0,W             ;carga del 1º digito BCD (msb)
             andlw    b'00001111'
             btfss   STATUS,Z          ;revisa si es cero
             goto     digito1          ;no
             movlw    ''              ;si
             call     LCD_WRITEDAT4
digito1      goto     digito2           ;salta al siguiente
             swapf    R0,W             ;lo muestra
             andlw    b'00001111'
             iorlw   b'00110000'      ;para dar el valor "HEX" equivalente
             call     LCD_WRITEDAT4
;
digito2      movf     R0,W             ;los 2 primeros dígitos son ceros?
             andlw    0xff
             btfss   STATUS,Z          ;son ceros?
             goto     digi2           ;no
             movlw    ''              ;si
             call     LCD_WRITEDAT4
digito2      goto     digito3          ;salta al siguiente
             movf     R0,W             ;carga del 2º digito BCD
             andlw    b'00001111'
             iorlw   b'00110000'
             call     LCD_WRITEDAT4
;
digito3      movf     R1,W             ;los 3 primeros dígitos son ceros?
             andlw    0xF0
             addwf   R0,W
             btfss   STATUS,Z          ;revisa si es cero
             goto     digi3           ;no
             movlw    ''              ;si
             call     LCD_WRITEDAT4
digito3      goto     digito4          ;salta al siguiente
             swapf    R1,W             ;carga del 3º digito BCD
             andlw    b'00001111'
             iorlw   b'00110000'
             call     LCD_WRITEDAT4
;
digito4      movf     R1,W             ;revisión de los 4 primeros dígitos
             addwf   R0,W
             btfss   STATUS,Z          ;son ceros?
             goto     digi4           ;no
             movlw    ''              ;si
             call     LCD_WRITEDAT4
digito4      return
digi4        movf     R1,W             ;carga del 4º digito BCD
             andlw    b'00001111'
             iorlw   b'00110000'
             call     LCD_WRITEDAT4
-----
END

```

SUBROUTINAS

LCD_4.INC
 Autor: Powell Villena A.
 SKYTEK

Estas rutinas permiten realizar el manejo de una pantalla LCD HITACHI HD44780A 2 X 16 o 1 X 16 con un bus de 7 líneas (3 líneas de control y 4 líneas para el bus de datos).

RECETA:

Definir con "#DEFINE" los puertos LCD_DATA y LCD_CTRL en el programa principal.

Ejemplo:

```
#DEFINE LCD_CTRL PORTA ;control del LCD -> puerto A
#DEFINE LCD_DATA PORTB ;datos del LCD -> puerto B
```

Si se va a utilizar un LCD con una sola línea, entonces modificar en este archivo la rutina "LCD_INI4", específicamente en la parte donde se configura "DL", "N" y "F" del comando FUNTION SET (este comando se hace una sola vez y no se vuelve a utilizar).

Incluir los registros (ya definidos abajo en CBLOCK) utilizados por este archivo.

Ejemplo:

```
LCD_VAR EQU 0x20 ;registros utilizados por el LCD (son 3)
```

Observar que en este ejemplo con la sola línea de arriba ya se están definiendo 3 registros, el 0x20, 0x21 y el 0x22.

Incluir este archivo el programa principal mediante la directiva INCLUDE.

Ejemplo:

```
INCLUDE LCD_4.INC
```

Configurar los puertos con la llamada de la subrutina "LCD_PORT4". En caso de tener cuatro bancos poner RPI a 0 antes, si es necesario.

Ejemplo:

```
call LCD_PORT4
```

Inicializar el LCD con la llamada de la subrutina "LCD_INI4"

Ejemplo:

```
call LCD_INI4
```

EJEMPLO PARA ENVIAR CARACTERES (estos tienen que estar en ascii).

```
movlw 'P' ;P->W
call LCD_WRITEDAT4 ;muestra la P en el display.
```

EJEMPLO PARA ENVIAR COMANDOS (ver tabla de abajo).

```
movlw B'00000110' ;EntryModeSet (I/D=1,S=0)
call LCD_CMD4 ;envia el comando
```

- EJEMPLO PARA LEER LOS DATOS DE LA DDRAM O CGRAM (el dato sale en W).

```
call LCD_READDAT4
```

- EJEMPLO PARA LEER LA DIRECCION DEL CONTADOR "AC"(el dato sale en W).

```
call LCD_READ_AC4
```

- EJEMPLO PARA MOSTRAR MENSAJES SIMPLES.

```
movlw MENS_1
call LCD_MENSAJE4
```

Obs: "MENS_1" debe tener al siguiente forma:

```
MENS_1 EQU $
dt "HOLA A TODOS",0x00
```

NOTA:

-Este archivo de inclusión trabaja junto al archivo "DELAY.inc"

-No volver a configurar "DL", "N" y "F" del comando FUNTION SET.(sólo se hace una vez)

```
#DEFINE E_1 bsf LCD_CTRL,2 ;Habilita al LCD
#DEFINE E_0 bcf LCD_CTRL,2 ;Inhabilita al LCD
#DEFINE RW_1 bsf LCD_CTRL,1 ;Lee del LCD
#DEFINE RW_0 bcf LCD_CTRL,1 ;Escribe al LCD
#DEFINE RS_1 bsf LCD_CTRL,0 ;Activa modo datos
#DEFINE RS_0 bcf LCD_CTRL,0 ;Activa modo comando

cblock
LCD_VAR
LCD_TEMP1 ;Registro temporal del BusyFlag y otros
LCD_TEMP2 ;Registro temporal de dato y otros
LCD_DIGITO ;Registro utilizado para enviar mensajes
endc
```

LISTADO DE COMANDOS

DB7 DB6 DB5 DB4 DB3 DB2 DB1 DB0 Execution time | OBSERVACIONES

;CLEAR DISPLAY	0	0	0	0	0	0	0	1	1,64 ms	
;RETURN HOME	0	0	0	0	0	0	1	-	1,64 ms	
;ENTRY MODE SET	0	0	0	0	0	1	I/D	S	40 ms	
;DISPLAY ON/OFF CONTROL	0	0	0	0	1	D	C	B	40 ms	
;CURSOR OR DISPLAY SHIFT	0	0	0	1	S/C	R/L	-	-	40 ms	
;FUNTION SET	0	0	1	DL	N	F	-	-	40ms	* VER "LCD_INI4"
;SET CGRAM ADDRESS	0	1	DIRECCION DE LA CGRAM						40ms	
;SET DDRAM ADDRESS	1	DIRECCION DE LA DDRAM						40ms		

```

;CLEAR DISPLAY      :Borra la pantalla y retorna el cursor a la posición 0 (home).
;RETURN HOME       :Retorna el cursor al inicio (dirección 0).
;ENTRY MODE SET    :Configura el modo de ingreso al display.
                   I/D = 1: Incrementa la dirección del cursor.
                   I/D = 0: Decrementa la dirección del cursor.
                   S = 1: Desplaza el display cada vez que escribe un dato.
                   S = 0: El display funciona en modo normal.
;DISPLAY ON/OFF CONTROL :Prende o apaga el display ,el cursor y el parpadeo del cursor.
                   D = 1: Pantalla activada
                   D = 0: Pantalla desactivada
                   C = 1: Cursor activado
                   C = 0: Cursor desactivado
                   B = 1: Parpadeo del cursor activado
                   B = 0: Parpadeo del cursor desactivado
;CURSOR OR DISPLAY SHIFT :Mueve el cursor o el display.
                   S/C = 1: Desplaza el display.
                   S/C = 0: Desplaza el cursor.
                   R/L = 1: Desplazamiento a la derecha.
                   R/L = 0: Desplazamiento a la izquierda.
;FUNTION SET       :Selecciona el numero de líneas de la interfaz con el bus de datos, el
                   numero de líneas del LCD, y el tamaño del carácter.
                   DL = 1: Bus de datos de 8 bits.
                   DL = 0: Bus de datos de 4 bits.
                   N = 1: Display de 2 líneas.
                   N = 0: Display de 1 línea.
                   F = 1: El caracter es de 5x10 píxel.
                   F = 0: El caracter es de 5x7 píxel.
;SET CGRAM ADDRESS :Fija la dirección de la CGRAM (CHARACTER GENERATOR RAM)a partir de la
                   cual se irán almacenando los bytes que definen al nuevo caracter. La
                   dirección de la CGRAM puede ser leída / escrita después de este comando.
                   La dirección deseada deberá estar en:
                   x x b5 b4 b3 b2 b1 b0
                   OBS: direcciones:
                   línea 1-> 00h ..... 0Fh  10h ..... 27h
                   línea 2-> 40h ..... 4Fh  50h ..... 67h
                   \         ^         /
                   16 visibles 24 no visibles
;SET DDRAM ADDRESS :Fija la dirección de la DDRAM (DISPLAY DATA RAM) a partir de la cual
                   todos los datos que se lean o escriban posteriormente lo harán desde
                   esa posición.
                   La dirección del DDRAM puede ser leída / escrita después de este comando.
                   La dirección deseada deberá estar en:
                   x b6 b5 b4 b3 b2 b1 b0

```

RUTINAS DEL LCD

NAME: LCD_WRITEDAT4

PURPOSE: Envía un dato cargado previamente en W, el envío del byte se realiza en dos grupos de cuatro bits por el puerto de datos.

INPUT: Byte cargado en "W" OUTPUT: LCD_CTRL Y LCD_DATA.

```

*****
LCD_WRITEDAT4 movwf   LCD_TEMP2      ; Guarda el byte a ser enviado al LCD.
               call    LCD_BUSY4     ; Reviza si esta ocupado el LCD.
               RW_0     ; Escribe al LCD
               RS_1     ; Activa modo datos
               call    ENVIA_NIBBLE   ; Envía el nibble MSB al LCD.
*****

```

```

swapf      LCD_TEMP2,F    ; Prepara para enviar el nibble LSB al LCD.
call       ENVIA_NIBBLE   ; Envía el nibble LSB al LCD.
RS_0
clrf      LCD_TEMP2
clrf      LCD_DATA
return

```

NAME: LCD_CMD4

PURPOSE: Envía un comando cargado previamente en W, el envío del byte se realiza en dos grupos de cuatro bits por el puerto de datos.

INPUT: Byte cargado en "W" OUTPUT: LCD_CTRL Y LCD_DATA.

```

LCD_CMD4   movwf      LCD_TEMP2    ; Guarda el byte a ser enviado al LCD.
           RW_0        ; Escribe al LCD
           RS_0        ; Activa modo comando
           call       ENVIA_NIBBLE   ; Envía el nibble MSB al LCD.
           swapf      LCD_TEMP2,F    ; Prepara para enviar el nibble LSB al LCD.
           call       ENVIA_NIBBLE   ; Envía el nibble LSB al LCD.
           clrf      LCD_DATA
           clrf      LCD_TEMP2
           return

```

NAME: LCD_READDAT4

PURPOSE: Lee los datos de la DDRAM o CGRAM del LCD.

INPUT: Ninguno. OUTPUT: Registro "W"

```

LCD_READDAT4 call      LCD_BUSY4
           RW_1        ; Lee del LCD
           RS_1        ; Activa modo datos
           BANCO1
           movlw      0xF0
           iorwf      LCD_DATA,F     ; Puerto B como entrada
           BANCO0
           E_1        ; Habilita al LCD
           nop
           movf      LCD_DATA,W     ; captura el nibble MSB en W
           E_0        ; Inhabilita al LCD
           andlw     0xF0
           movwf     LCD_TEMP1
           E_1        ; Habilita al LCD
           nop
           movf      LCD_DATA,W     ; captura el nibble LSB en W
           E_0        ; Inhabilita al LCD
           andlw     0xF0
           movwf     LCD_TEMP2
           swapf     LCD_TEMP2,F
           movf      LCD_TEMP2,W
           iorwf     LCD_TEMP1,F     ; Valor leído de la DDRAM o CGRAM en ascii
           movf      LCD_TEMP1,W     ; Salida del valor en W
           BANCO1
           movlw     0x0F
           andwf     LCD_DATA,F     ; puerto de datos como salida.
           BANCO0
           RW_0
           RS_0
           return

```

NAME: LCD_READ_AC4

PURPOSE: Lee la dirección del contador (address counter) del LCD.

INPUT: Ninguno.

OUTPUT: Registro "W"

```

LCD_READ_AC4  call      LCD_BUSY4
              BANCOI
              movlw    0xF0
              iorwf    LCD_DATA,F      ;Puerto B como cntrada
              BANCO0
              E_1      ;Habilita al LCD
              nop
              movf     LCD_DATA,W
              E_0      ;Inhabilita al LCD
              andlw   0x70
              movwf    LCD_TEMP1
              E_1      ;Habilita al LCD
              nop
              movf     LCD_DATA,W
              E_0      ;Inhabilita al LCD
              andlw   0xF0
              movwf    LCD_TEMP2
              swapf    LCD_TEMP2,F
              movf     LCD_TEMP2,W
              iorwf    LCD_TEMP1,F      ;valor del Adres Counter "AC"
              movf     LCD_TEMP1,W      ;salida del valor en "W"
              BANCOI
              movlw    0x0F
              andwf    LCD_DATA,F      ;puerto B como salida.
              BANCO0
              RW_0
              return

```

NAME: LCD_MENSAJE4

PURPOSE: Esta rutina saca al LCD el mensaje cuyo inicio esta indicado en el acumulador.

Se aconseja para cada mensaje el siguiente formato:

```

MENS      equ  $      ó MENS      equ  $
retlw     'O'          dt          "OK",0x00
retlw     'K'
retlw     0x00

```

Y debe hacer "movlw MENS" antes de la llamada "call MENSAJE4"

INPUT: Byte inicial en "W"

OUTPUT: LCD_CTRL Y LCD_DATA.

```

LCD_MENSAJE4 movwf    LCD_DIGITO      ;Salva posición de la tabla
M_E_N_S      movf     LCD_DIGITO,W      ;Recupera posición de la tabla
              call    LCD_TABLA        ;Busca caracter de salida
              iorlw   0x00             ;hace la operación "or" bit a bit (0+W) para ver si W=0.
              btfs   STATUS,Z          ;Si, ¿Hay más caracteres? == W=0?
              return                  ;No, fue el último
              call    LCD_WRITEDATA4   ;Visualiza en el LCD el caracter
              incf   LCD_DIGITO,F      ;Siguiente caracter
              goto   M_E_N_S           ;Repite con siguiente caracter
LCD_TABLA    movwf    PCL              ;Desplazamiento sobre la tabla

```

NAME: LCD_TABNUM4

PURPOSE: Convierte el número HEXADECIMAL que este en W a su equivalente ASCII.

Ojo: No olvidar chequear el PCLATH por tratarse de asignación al PC por instrucción.

INPUT: Registro "W"

OUTPUT: Registro "W"

```

LCD_TABNUM   addwf    PCL,F
              dt      "0123456789ABCDEF"

```

SUBROUTINAS DE INICIO Y CONFIGURACION DE PUERTOS PARA EL LCD

```

.....
NAME: LCD_PORT4
PURPOSE: Configura los puertos de control y de datos (usualmente PORTA y PORTB).
          respectivamente).
.....

```

```

LCD_PORT4    BANCO1
             movlw      B'00001111'
             andwf      LCD_DATA,F      ;RB <4-7> salidas digitales, RB <0-3> conservan su estado
             movlw      B'11111000'
             andwf      LCD_CTRL,F      ;RA0=RS RA1=R/W RA2=E salidas digitales
             BANCO0
             RS_0        ;Activa modo comando
             RW_0        ;Escribe al LCD
             E_0         ;Inhabilita al LCD
             return
.....

```

```

.....
NAME:        LCD_INI4
PURPOSE: Inicializa el LCD según el procedimiento descrito en el datasheet del 44780-Hitachi.
          Configura el tamaño del bus de datos (4), # de líneas activas del display y el
          tamaño de fuente.
.....

```

```

LCD_INI4     movlw      .16
             call       DELAY_ms        ;Espera un poco más de 15ms
             movlw      B'00110000'    ;especificado en el datasheet 44780-Hitachi
             call       LCD_CMD_I
             movlw      0x05
             call       DELAY_ms        ;5ms > 4.1ms.(Especificacion de Fabricante)
             movlw      B'00110000'    ;especificado en el datasheet 44780-Hitachi
             call       LCD_CMD_I
             movlw      .110
             call       DELAY_us        ;110us > 100us.(Especificacion de Fabricante)
             movlw      B'00110000'    ;especificado en el datasheet 44780-Hitachi
             call       LCD_CMD_I
             movlw      0x05
             call       DELAY_ms        ;5ms > 4.1ms.
             movlw      B'00100000'    ;SELECCION DE DATOS DE 4 BITS!!!!!!
             call       LCD_CMD_I
             movlw      .40
             call       DELAY_us        ;espera el tiempo de ejecución del comando.
             movlw      B'00101100'    ;Funtion Set(DL=0,N=1,F=1)bus de 4, 2 líneas, char 5x10.
             call       LCD_CMD4        ;después de este punto no podrán ser cambiados N ni F
             movlw      .40
             call       DELAY_us        ;espera el tiempo de ejecución del comando.
             movlw      B'00001100'    ;Display ON, Cursor OFF, Parpadeo_cursor OFF(D=1,C=0,B=0)
             call       LCD_CMD4
             movlw      .40
             call       DELAY_us        ;espera el tiempo de ejecución del comando.
             movlw      B'00000001'    ;Display clear
             call       LCD_CMD4
             movlw      .2
             call       DELAY_us        ;espera el tiempo de ejecución del comando.
             movlw      B'00000110'    ;EntryModeSet (LD=1,S=0)incrementa direc.,modo normal.
             call       LCD_CMD4
             movlw      .40
             call       DELAY_us        ;espera el tiempo de ejecución del comando.
             return
.....

```

```

#####
SUBROUTINAS INTERNAS DEL LCD
#####
.....

```

```

NAME: LCD_CMD_I
.....

```

PURPOSE: Con el código de comando cargado en W, este manda los primeros comandos al LCD en la rutina de inicialización solamente.

INPUT: Ninguno.

OUTPUT: LCD_DATA y LCD_CTRL

```
.....
LCD_CMD_I    movwf    LCD_DATA    ;Codigo de comando.
             goto     LCD_E      ;Genera pulso de E
.....
```

NAME: ENVIA_NIBBLE

PURPOSE: Envía el byte cargado previamente en "LCD_TEMP2" al puerto de datos.

INPUT: Registro "LCD_TEMP2"

OUTPUT: LCD_DATA. (puerto de datos)

```
.....
ENVIA_NIBBLE movlw    B'00001111'
             andwf    LCD_DATA,F  ;borra el nibble alto del puerto B.
             movf    LCD_TEMP2,W
             andlw   B'11110000'  ;mantiene solo el nibble alto.
             iorwf   LCD_DATA,F   ;envía el nibble al puerto B.
             call   LCD_E        ;pulso de habilitación del LCD.
             return
.....
```

NAME: LCD_BUSY4

PURPOSE: Lectura del Flag Busy (Señalizador de ocupado).

```
.....
LCD_BUSY4   RW_1      ;Lee del LCD
            RS_0      ;Activa modo comando
            BANCO1
            movlw    0xF0
            iorwf   LCD_DATA,F  ;Puerto B como entrada
            BANCO0
            E_1      ;Habilita LCD
            nop
            movf    LCD_DATA,W  ;lectura del puerto de datos (nibble alto)
            E_0      ;Inhabilita al LCD
            movwf   LCD_TEMP1
            E_1      ;Habilita LCD
            nop      ;recepción del nibble bajo.(no necesario su lectura)
            E_0      ;Inhabilita al LCD
            btfsc   LCD_TEMP1,7 ;Chequea bit de Busy
            goto   $-9
            BANCO1
            movlw    0x0F
            andwf   LCD_DATA,F
            BANCO0
            clrf    LCD_TEMP1
            return
.....
```

NAME: LCD_E

PURPOSE: Pulso de Enable, habilita al LCD.

INPUT: Ninguno.

OUTPUT: "E" en el LCD_CTRL (puerto de control)

```
.....
LCD_E       E_1      ;Habilita al LCD
            nop      ;tiempo > 450ns
            E_0      ;Inhabilita al LCD
            return
.....
```

B8aBCD.INC
 Autor: Powell Villena A.
 SKYTEK

RUTINA PARA CONVERSION BINARIA A BCD

RECETA:

- Incluir los siguientes registros en el prog. principal:(utilizados por esta rutina)
 "byte", "R0", "R1", "count" y "temp".

Ejemplo:

```
byte EQU 0x21 ;usado en la rutina B8_BCD.
R0 EQU 0x22 ;usado en la rutina B8_BCD.
R1 EQU 0x23 ;usado en la rutina B8_BCD.
count EQU 0x26 ;usado en la rutina B8_BCD.
temp EQU 0x27 ;usado en la rutina B8_BCD.
```

- Incluir este archivo el programa principal mediante la directiva INCLUDE.

Ejemplo:

```
INCLUDE B8aBCD.INC
```

- EJEMPLO DE USO DE ESTA RUTINA.

```
movlw d'198'
movwf byte ;El binario de 8 bit
call B8_BCD ;El # decimal convertido estará en
; R0,R1 = 01,98
```

NOTA:

- EL MSD SIEMPRE ES CERO YA QUE UN NUMERO DE 8 BIT SOLO PUEDE CONTENER 3 DIGITOS BCD COMO MAXIMO.

NAME: B8_BCD

PURPOSE: Esta rutina convierte un numero binario de 8 Bit a 4 dígitos BCD. El binario de 8 bit esta colocado en "byte". Los 4 dígitos BCD estarán correspondidos en R0 y R1 con R0 conteniendo al MSD en el nibble izquierdo..

INPUT: Byte cargado en "byte" OUTPUT: "R0" y "R1"

```
B8_BCD bcf STATUS,C ;borra el bit carry
movlw .8
movwf count
clrf R0
clrf R1
loop8 rlf byte,F
rlf R1,F
rlf R0,F

decsz count,F
goto adjDEC
retlw 0

adjDEC movlw R1
movwf FSR
call adjBCD

movlw R0
movwf FSR
call adjBCD

goto loop8

adjBCD movlw 3
addwf 0,W
movwf temp
btsc temp,3 ;reviza si el resultado es > 7
movwf 0
movlw 30
```

```

addwf      0,W
movwf     temp
btfsc    temp,7      ;reviza si el resultado es > 7
movwf     0          ;guarda como MSD
retlw    0

```

.....
RETARDOS DE TIEMPO
.....

DELAY.INC

Autor: T. Powell Villena Andrade
SKYTEK

Se tiene las siguientes rutinas:

- DELAY_us
- DELAY_ms
- DELAY_s

;Estas rutinas controlan los tiempos de retardo en microsegundos, milisegundos y en segundos.
;La cantidad microsegundos, de milisegundos o segundos se toma del acumulador.

NOTA: ESTOS TIEMPOS RESULTAN DEL USO DE UN RELOJ DE 4MHz (ciclo de instrucción de 1MHz).
ESTOS TIEMPOS NO SON EXACTOS, SALVO EN CIERTOS VALORES INDICADOS EN LINEAS ABAJO.

;Guarda el registro OPTION en uno temporal al entrar para cargarlo al salir.
;Reservar 3 registros para este archivo de inclusión.

;BLOQUE DE ETIQUETAS

```

CBLOCK      DELAY_VAR      ;Inicio de las variables.
            DELAY_TEMP_1   ; 1° reg.
            DELAY_TEMP_2   ; 2° reg.
            OPTION_TEMP    ; 3° reg.

```

ENDC

NAME: DELAY_us

PURPOSE: Esta rutina implementa un retardo o temporización en us. Utiliza la variable
"DELAY_TEMP_1" que se va decrementando hasta alcanzar el tiempo del acumulador
dado en ms.
OBS: El error es cero para 15us, para valores mayores el error varia entre 1 y 3 us.

INPUT: Registro "W"

OUTPUT: Ninguno.

```

.....
DELAY_us    movwf     DELAY_TEMP_1
            movlw    .8
            subwf    DELAY_TEMP_1,F
            bcf      STATUS,C
            rrf      DELAY_TEMP_1,1
            bcf      STATUS,C
            rrf      DELAY_TEMP_1,1
DELAY_U1    nop
            decfsz   DELAY_TEMP_1,F
            goto     DELAY_U1
            return

```

NAME: DELAY_ms

PURPOSE: Esta rutina implementa un retardo o temporización en ms. Utiliza la variable
"DELAY_TEMP_1" que se va decrementando hasta alcanzar el tiempo del acumulador
dado en ms.
OBS: El error es cero para 1ms, para valores mayores el error es de aprox. 1,3%.

INPUT: Registro "W"

OUTPUT: Ninguno.

```

.....
DELAY_ms      movwf      DELAY_TEMP_1
              BANCO1
              movf      OPTION_REG,W
              movwf     OPTION_TEMP
              movlw     B'11010001'
              movwf     OPTION_REG

DELAY_M1      clrwdt
              bcf      INTCON,T0IF
              movlw     .256-243      ;esta en complemento a 2 para contar solo lo necesario para
              movwf     TMR0          ;el desborde de TMR0

DELAY_M2      btfs     INTCON,T0IF
              goto     DELAY_M2
              decfsz   DELAY_TEMP_1,F
              goto     DELAY_M1
              BANCO1
              movf     OPTION_TEMP,W
              movwf     OPTION_REG
              nop
              return
.....

```

NAME: DELAY_s

PURPOSE: Esta rutina implementa un retardo o temporización en s. Utiliza las variables "DELAY_TEMP_1" y "DELAY_TEMP_2" que se van decrementando hasta alcanzar el tiempo del acumulador dado en s.
OBS: Los errores son de aprox. 1%.

INPUT: Registro "W"

OUTPUT: Ninguno.

```

.....
DELAY_s      movwf      DELAY_TEMP_1
              BANCO1
              movf      OPTION_REG,W
              movwf     OPTION_TEMP
              movlw     B'11010011'
              movwf     OPTION_REG

DELAY_1      clr      DELAY_TEMP_2
DELAY_2      clrwdt
              bcf      INTCON,T0IF
              movlw     .256-243      ;esta en complemento a 2 para contar solo lo necesario para
              movwf     TMR0          ;el desborde de TMR0

DELAY_3      btfs     INTCON,T0IF
              goto     DELAY_3
              nop
              nop
              nop
              nop
              nop
              nop
              nop
              nop
              decfsz   DELAY_TEMP_2,F
              goto     DELAY_2
              decfsz   DELAY_TEMP_1,F
              goto     DELAY_1
              BANCO1
              movf     OPTION_TEMP,W
              movwf     OPTION_REG
              return
.....

```

; \
; \
; \
; \
; ==> utilizado para darle mas precisión
; /
; /
; /

Anexo B

RUTINA DE AJUSTE DE DATOS, CON EL SOFTWARE *Mathematica*.

1.- Tabla de datos, número de picos (n) y la frecuencia (f):

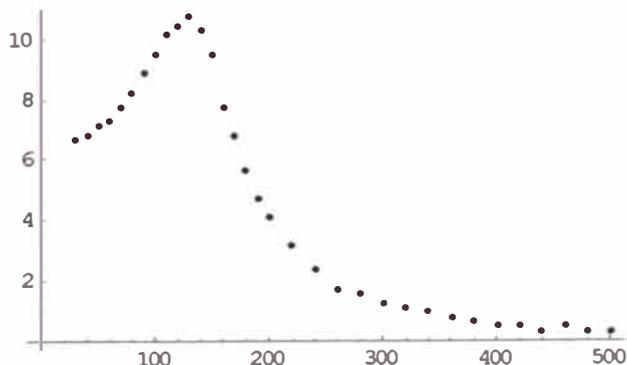
```
In[1]= Tabla1 = {{30, 42}, {40, 43}, {50, 45}, {60, 46}, {70, 49}, {80, 52}, {90, 56},  
  {100, 60}, {110, 64}, {120, 66}, {130, 68}, {140, 65}, {150, 60}, {160, 49},  
  {170, 43}, {180, 36}, {190, 30}, {200, 26}, {220, 20}, {240, 15}, {260, 11},  
  {280, 10}, {300, 8}, {320, 7}, {340, 6}, {360, 5}, {380, 4}, {400, 3},  
  {420, 3}, {440, 2}, {460, 3}, {480, 2}, {500, 2}};
```

2.- Calcula la amplitud en micrometros, y la tabla generada son los datos de la curva a ajustarse:

```
In[2]= Tabla2 = Table[{Tabla1[[i, 1]],  $\frac{\text{Tabla1}[[i, 2]] * 632}{4 * 1000}$ }, {i, 1, Length[Tabla1]}] // N
```

```
Out[2]= {{30., 6.636}, {40., 6.794}, {50., 7.11}, {60., 7.268},  
  {70., 7.742}, {80., 8.216}, {90., 8.848}, {100., 9.48}, {110., 10.112},  
  {120., 10.428}, {130., 10.744}, {140., 10.27}, {150., 9.48},  
  {160., 7.742}, {170., 6.794}, {180., 5.688}, {190., 4.74}, {200., 4.108},  
  {220., 3.16}, {240., 2.37}, {260., 1.738}, {280., 1.58}, {300., 1.264},  
  {320., 1.106}, {340., 0.948}, {360., 0.79}, {380., 0.632}, {400., 0.474},  
  {420., 0.474}, {440., 0.316}, {460., 0.474}, {480., 0.316}, {500., 0.316}}
```

```
In[3]= Plot1 = ListPlot[Tabla2, PlotStyle -> PointSize[0.015]]
```



```
Out[3]= - Graphics -
```

3.-Carga del paquete estadístico:

```
In[4]= << Statistics`NonlinearFit`
```

4.-Ecuación del modelo a ajustarse:

$$\text{In[5]= } A[f] = \frac{10^6 * a}{4 * \pi^2} * \frac{1}{\sqrt{(f\omega^2 - f^2)^2 + (\Gamma * f)^2}} ;$$

5.-Comandos de ajuste:

```
In[6]:= Fiteo[f]=NonlinearFit[Tabla2,A[f],{f},{fo,r,a}]
```

$$\text{Out[6]} = \frac{113712.}{\sqrt{6449.86 f^2 + (18672.5 - f^2)^2}}$$

```
In[7]:= NonlinearRegress[Tabla2, A[f], {f}, {fo, r, a}]
```

```
Out[7]= {BestFitParameters -> {fo -> 136.647, r -> 80.311, a -> 4.48918},
```

ParameterCITable ->		Estimate	Asymptotic SE	CI
	fo	136.647	0.774595	{135.065, 138.229}
	r	80.311	1.90047	{76.4297, 84.1923}
	a	4.48918	0.0809162	{4.32392, 4.65443}

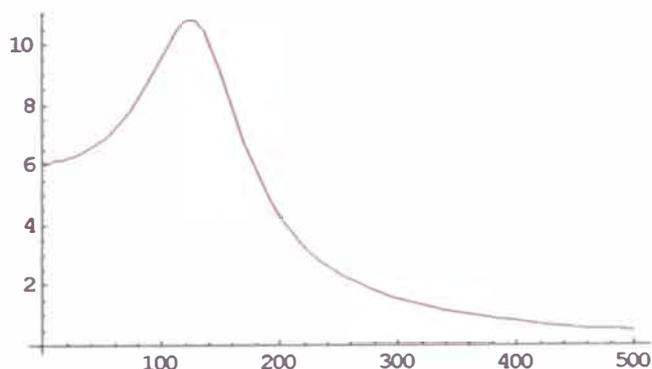
EstimatedVariance -> 0.054387,

ANOVA Table ->	Model	DF	SumOfSq	MeanSq
	Error	30	1.63161	0.054387,
	Uncorrected Total	33	1215.57	
	Corrected Total	32	457.573	

$$\text{AsymptoticCorrelationMatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1. & 0.544069 & 0.703111 \\ 0.544069 & 1. & 0.891346 \\ 0.703111 & 0.891346 & 1. \end{pmatrix},$$

FitCurvatureTable ->		Curvature
	Max Intrinsic	0.0357022}
	Max Parameter-Effects	0.0595585}
	95. % Confidence Region	0.584978

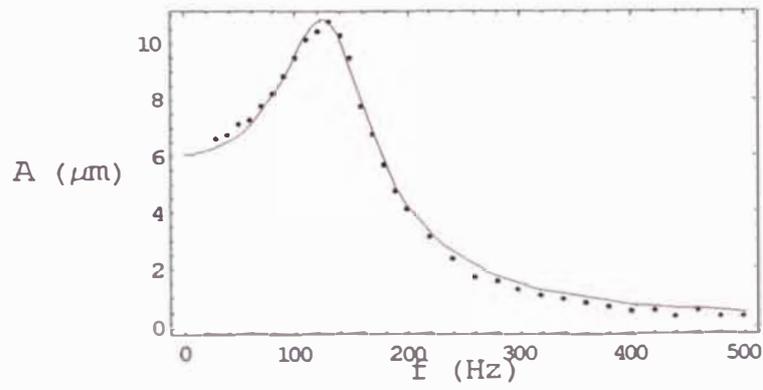
```
In[8]:= Plot2 = Plot[Fiteo[f], {f, 0, 500},
PlotStyle -> {{Thickness[0.005], RGBColor[1, 0, .5]}}]
```



Out[8]= - Graphics -

6.-Curva de datos y de la ecuacion de ajuste:

```
In[9]:= Show[ {Plot1, Plot2}, Frame -> True, FrameLabel -> {"f (Hz)", "A ( $\mu\text{m}$ )"},  
RotateLabel -> False]
```



Out[9]= - Graphics -

Anexo C

SOFTWARE DE INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL Y ADQUISICIÓN DE DATOS

El software para las mediciones y la adquisición de datos fue desarrollado con el programa LabVIEW, el cual está basado en un entorno de programación gráfica que lo convierte en un software de fácil aprendizaje y uso. LabVIEW posee numerosas herramientas como cualquier otro lenguaje de programación pero que están orientadas al control de instrumentación.

Para la captura de datos se utilizó una tarjeta de adquisición de datos modelo PCI-6251 de National Instruments. Esta tarjeta se instala dentro de la PC en una ranura tipo PCI, teniendo una salida por cable hacia un tablero de proyectos (ProjectBoard) perteneciente al módulo NI ELVIS (educational laboratory virtual instrumentation suite) de National Instruments. Con la finalidad de proporcionarle una etapa de protección electrónica a la tarjeta de adquisición, se acondicionó un circuito seguidor de voltaje para cada canal de entrada analógica, tal como se muestra en el siguiente gráfico:

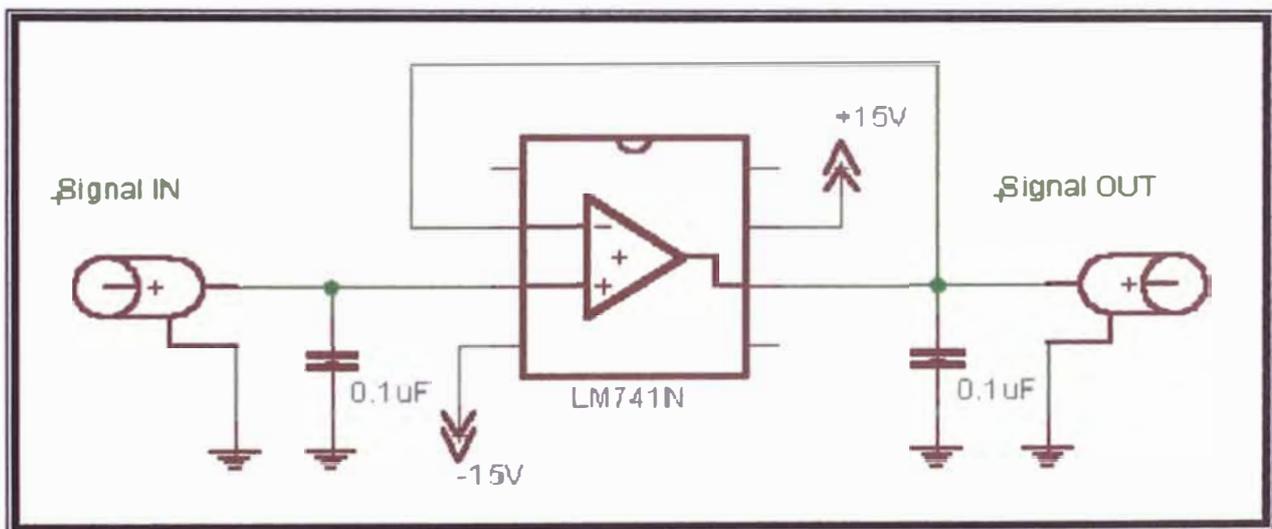
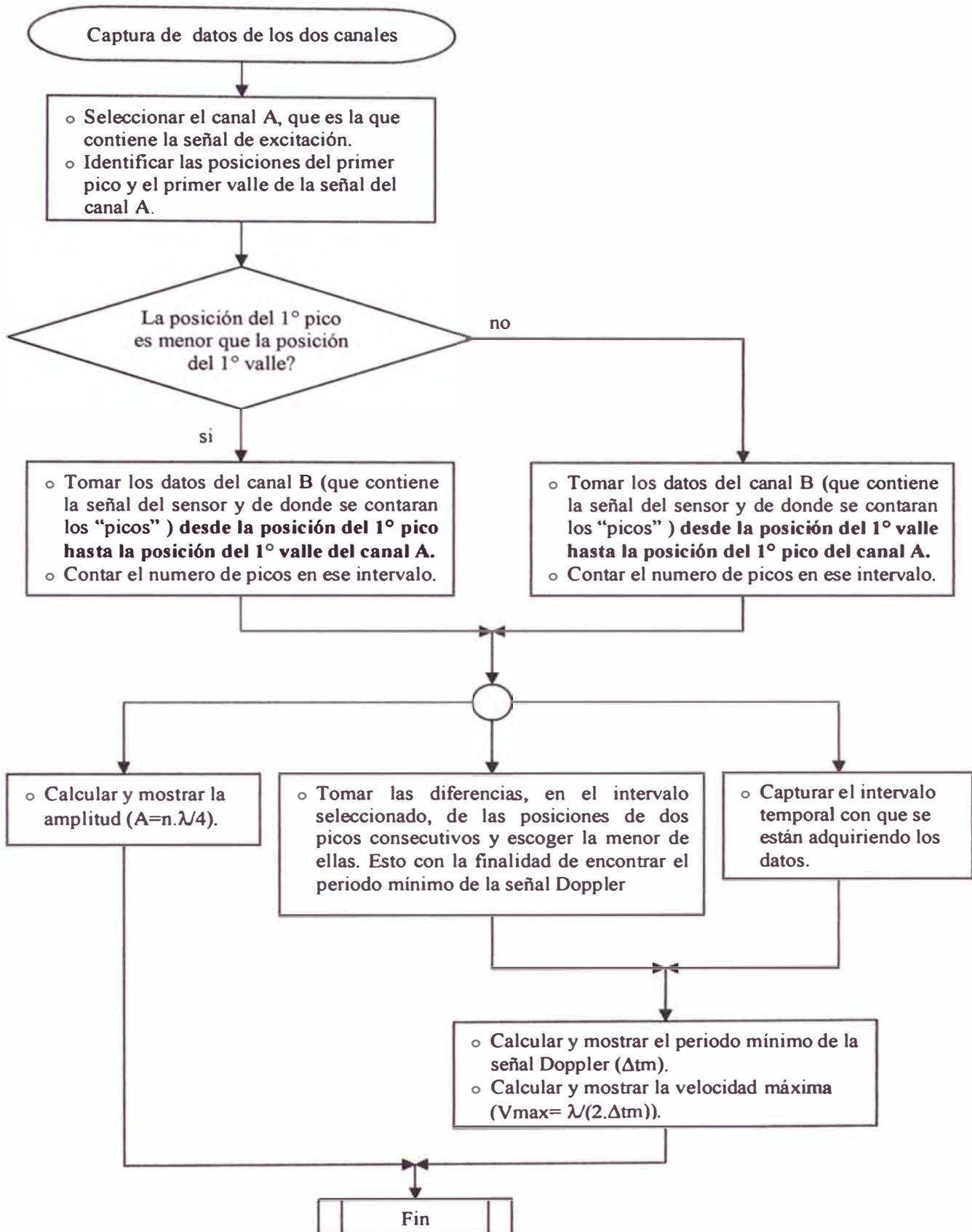


Figura C1: Circuito seguidor de voltaje utilizado para la protección de la tarjeta PCI-6251.

El programa desarrollado en LABVIEW tiene como base a una aplicación ya existente en el módulo NI-ELVIS llamado “*oscilloscope*”, éste es un instrumento virtual que simula a un osciloscopio. Este software es extenso y por lo tanto sólo nos limitaremos a presentar la secuencia modificada en la subrutina llamada “ELVIS SCOPE - Calculate Measurements” (el cual es la parte principal del software). A continuación presentamos el diagrama de flujo de la secuencia agregada.



En las figuras a continuación se muestra el código fuente, en lenguaje gráfico, desarrollado en LABVIEW. Nótese aquí, que el cable “cortado” de la parte izquierda viene ya de otras rutinas que hacen la captura de datos, estas rutinas básicas son comunes y se pueden encontrar en la ayuda o textos de referencia de LABVIEW.

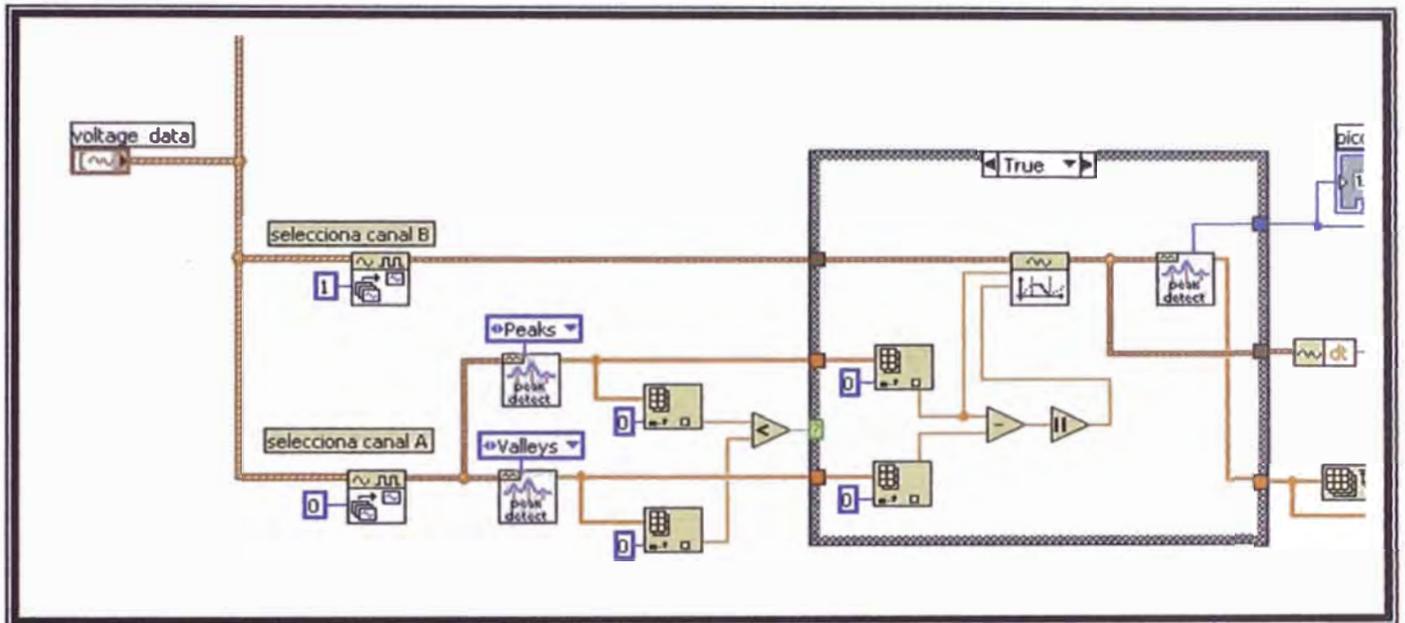


Figura C2-A

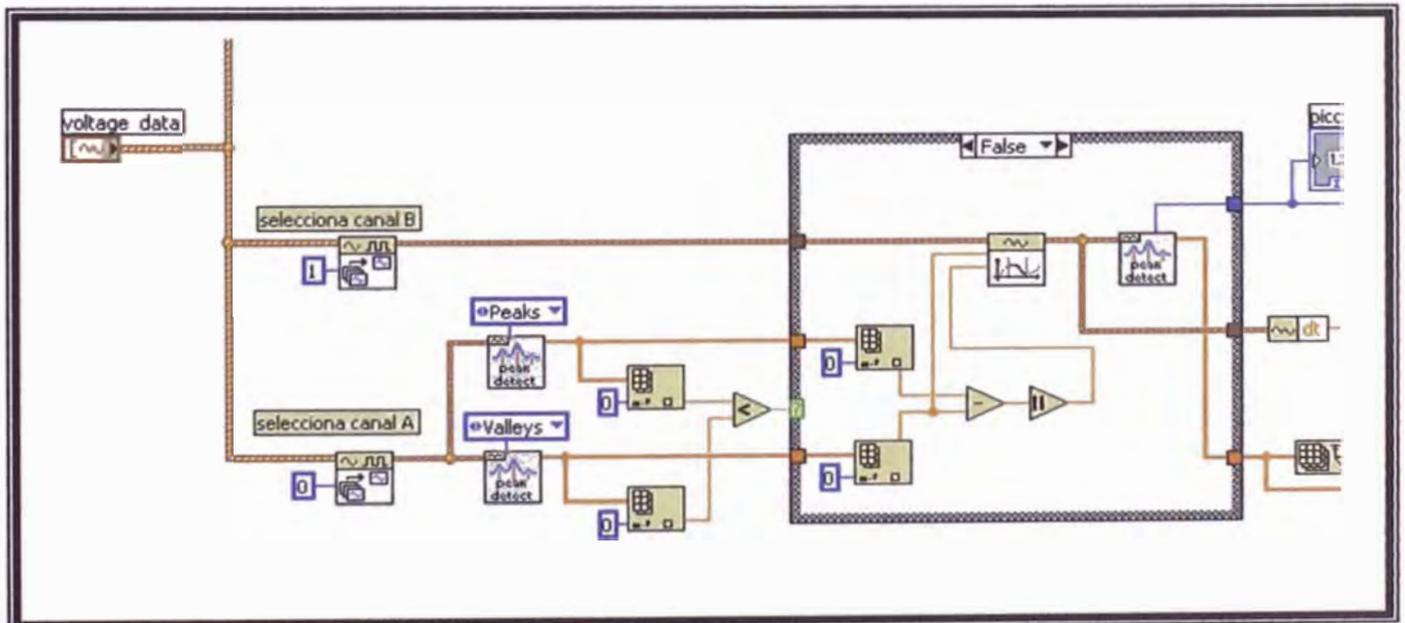


Figura C2-B

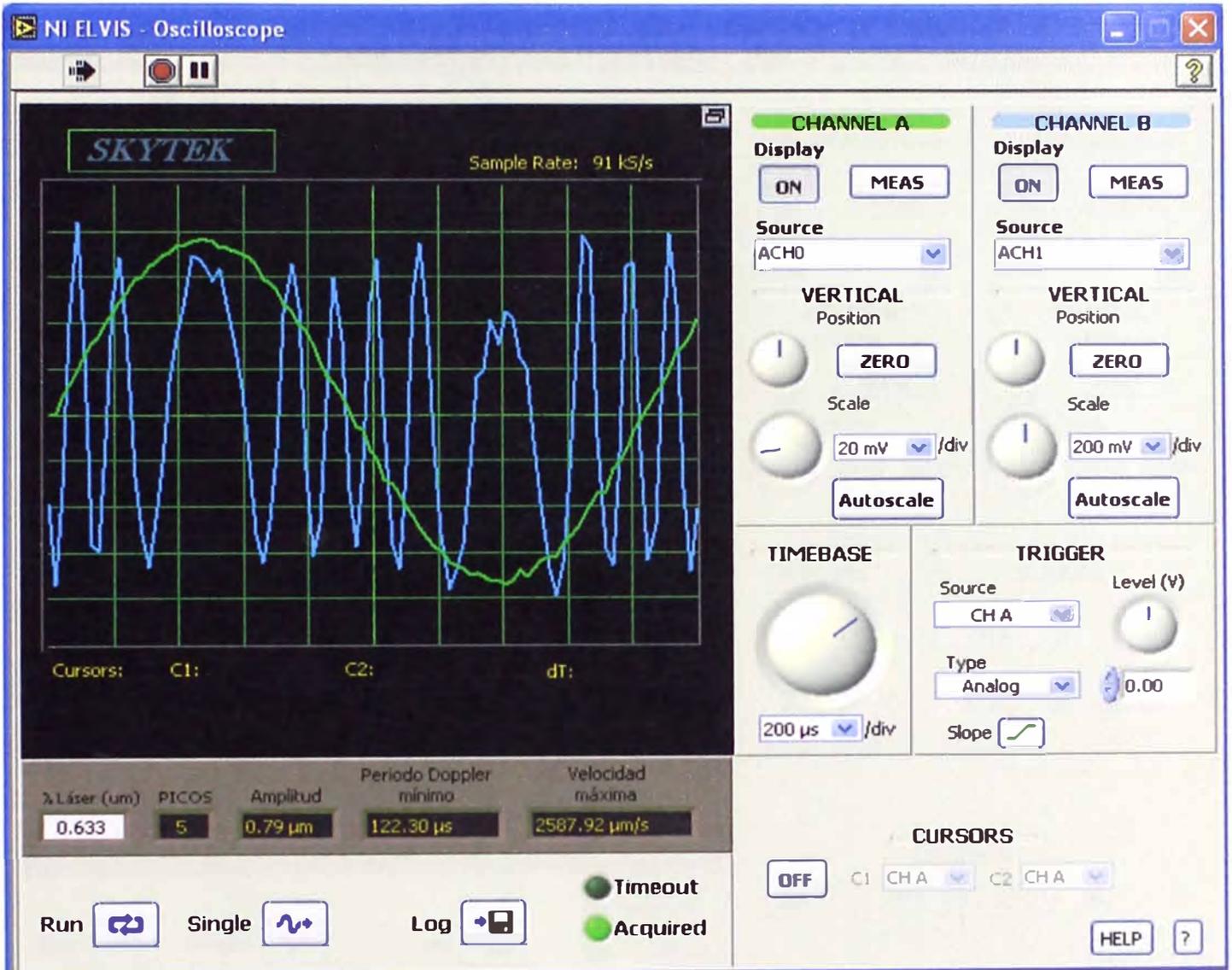


Figura C3-A

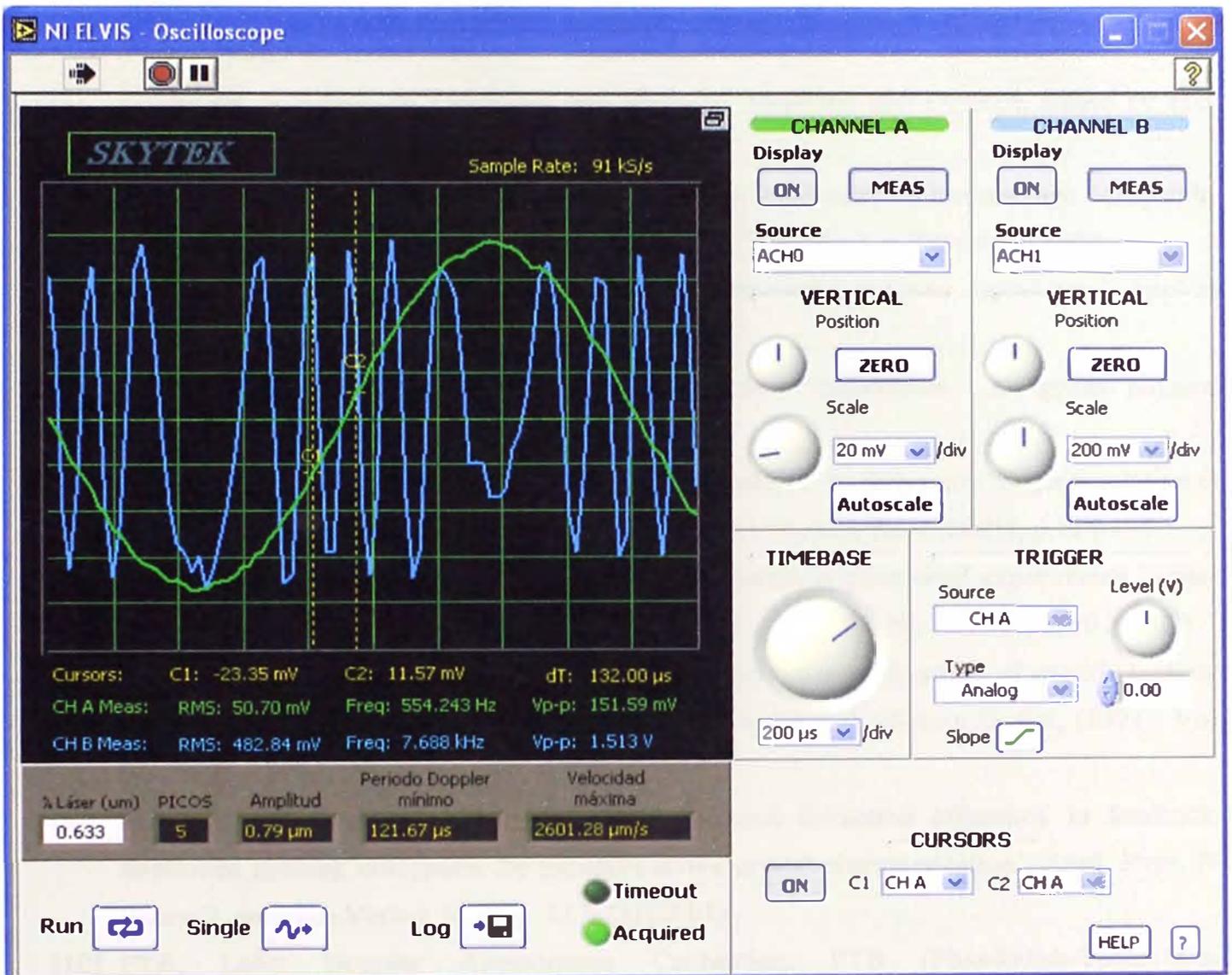


Figura C3-B

REFERENCIAS

- [1] Polymers for electronic and photonic applications, edited by C.P. Wong (Academic, New York, 1993).
- [2] Handbook of Advanced Electronic and Photonic Materials and Devices, edited by H.S. Nalwa. Academic Press, 2001.
- [3] E. Barbosa, M. Muramatsu. 'Mapping of vibration amplitudes by timeaverage holography in $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ crystals'. Optics & Laser Technology. V.29.No 7. p.359-364. (1997).
- [4] Suntak Park et all. 'Thermal bias operation in electro-optic polymer modulators'. Applied physics letters. V.83, No 5, p. 827-829. (2003).
- [5] Siegfried Bauer. 'Poled polymers sensors and photonic aplications'. J. Applied physics. Vol. 80 (10), p. 5531-5555. (1996).
- [6] M. Arroyo Carrasco, P. Rodríguez Montero, M. Sánchez, S. Stepanov. 'Deph resolution of a laser profilometer based on photo-emf detector'. Optik 112, No 4 (2001), p.175-176.
- [7] L. Mosquera, J. Frejlich et all. 'Enhanced photocurrent in photo-emf experiments in pure and doped absorbing photorefractive crystals'. JOSA B. V. 19. No 12.2904-2910. (2002).
- [8] N. Korneed and S. Stepanov. 'Measurement of small lateral vibrations of speckle patterns using a non-steady-state photo-emf in GaAsCr'. Journal of Modern Optics, (1991). Vol. 38. No 11.2153-2158.
- [9] M. Barbosa, L. Mosquera, J. Frejlich. 'Speed and diffraction efficiency in feedback-controlled running holograms for photorefractive crystal characterization'. Appl. Phys. B-lasers O. springer-Verlag. V.72, p. 717-721(2001).
- [10] PTB, Laser Doppler Anemometer Calibration. PTB (Physikalish-Technische-Bundesanstalt-Alemanha; Braunschweig; (1999).
- [11] A. Freschi, A. Kamshiling and J. Frejlich. 'Doppler Velocimetry for photodetector frecuency response measurement'. Optics Communications 90. 193-196.(1992).
- [12] N. A. Barkova, "The current state of vibroacoustical machine diagnostics", <http://www.vibrotek.com/articles/state/index.htm>.
- [13] A. Barkov, "Optimization of Monitiring and Diagnistic Methods for Rotating Machines Using Vibration and Noise Measurements", Preceedings of the 4th International Congress

- on Sound and Vibration, St. Petersburg, Russia, June 24-27, 1996, Volume 3, p. 1573-1578.
- [14] Construcción de un velocímetro láser Doppler. Proyecto de investigación. UNI 2004 Luis Mosquera L.
- [15] Fieldhouse, J.D., Newcomb, T.P. Self excited break noise investigation using the technique of classical holographic interferometry, SPIE-Vibration Measurements, vol. 2358, pp.346-358. (2004).
- [16] Guido Giuliani et al Self-mixing laser diode vibrometer. *Meas. Sci. Technol.* 14 24-32 (2003).
- [17] “Microcontroladores PIC - Diseño práctico de aplicaciones. Primera parte”. 3° edición. J. Angulo, I. Angulo. Ed. McGraw-Hill 2003.
- [18] “Microcontroladores PIC - Diseño práctico de aplicaciones. Segunda parte”. 1° edición. J. Angulo, I. Angulo, S. Romero. Ed. McGraw-Hill 2000.
- [19] “Microcontroladores PIC – La solución en un chip”. 5° edición. J. Angulo, I. Angulo, E. Martín. Ed. Paraninfo 2001.
- [20] <http://www.microchip.com>. - Pagina web de los fabricantes de los microcontroladores PIC.
- [21] “Guía para mediciones electrónicas y practicas de laboratorio”. 2° edición. S. Wolf, R. Smith. Ed. Prentice-Hall 1992.
- [22] “Electrónica: Teoría de circuitos”. 6° edición. R. Boylestad, L. Nashelsky. Ed. Prentice-Hall 1997.
- [23] “Vocabulario Internacional de Términos Fundamentales y Generales de Metrología”. Editado por: BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP y OIML. Segunda adición 1993.
- [24] “Guía para la expresión de la incertidumbre en la medición” Segunda adición 2001. Sello editorial INDECOPI.
- [25] Wolfgang A. Schmid y Ruben J. Lazos Martínez. “Guía para estimar la incertidumbre de la medición”. Mayo del 2000 – CENAM – México.
- [26] www.cadsoft.com : pagina electrónica del software para diseño de PCBs, *Eagle* .
- [27] *Optics*, Eugene Hecht – (Addison-Wesley Pub. Co., New York,1990)
- [28] Física, Mecánica Vol. I, M. Alonso- E. Finn. Fondo Educativo Interamericano S.A.-1970.
- [29] *Physics of semiconductor devices*, Sze S.M. – New York: Wiley 1969.